



HAL
open science

Caractérisation et modélisation des pertes magnétiques d'une machine asynchrone fonctionnant en charge

Alban Marino

► **To cite this version:**

Alban Marino. Caractérisation et modélisation des pertes magnétiques d'une machine asynchrone fonctionnant en charge. Sciences de l'ingénieur [physics]. Institut National Polytechnique de Grenoble - INPG, 2003. Français. NNT: . tel-00408127

HAL Id: tel-00408127

<https://theses.hal.science/tel-00408127>

Submitted on 29 Jul 2009

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

T H E S E

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'INPGrenoble

Spécialité : Génie Electrique

**préparée au Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble
dans le cadre de l'Ecole Doctorale « Electronique, Electrotechnique, Automatique,
Télécommunications, Signal »**

présentée et soutenue publiquement

par

Alban MARINO

le 26 septembre 2003

Titre :

**CARACTERISATION ET MODELISATION DES PERTES MAGNETIQUES
D'UNE MACHINE ASYNCHRONE INSTRUMENTEE FONCTIONNANT EN CHARGE**

Directeurs de thèse :

**Afef LEBOUC
Bruno CORNUT**

JURY

Mme Afef LEBOUC,

**Mr. Jean-Pierre MASSON,
Mr. Sylvain ALLANO,
Mr. Thierry WAECKERLE,
Mr. Philippe MANFE,
Mr. Bruno CORNUT,**

Directeur de thèse

**Président, rapporteur
Rapporteur
Examineur
Examineur
Co-directeur de thèse**

Ad honores...

Re-merciements...

Je jette à l'instant ma 6eme feuille de papier... De toute évidence la tache n'est pas si facile qu'il n'y parait ! Le moule est pourtant là. Il suffirait de refaire comme la plupart, et ne changer que les noms... mais pourtant mon désir d'originalité me pousse comme toujours à sortir des sentiers battus, au risque de m'y embourber. Effectivement, il conviendrait de citer les personnes qui m'ont accueilli, celle qui m'a guidée tout au long de mes travaux et dont les qualités de cœur et d'esprit font l'unanimité ici ainsi que tous ceux qui m'ont jugé, trois ans plus tard. Néanmoins, je ne pourrais passer sous silence tous ceux qui m'ont tant apporté durant mon séjour au LEG.

Alors qui ne pas citer ? Qui n'a pas, un jour ou l'autre, apporté sa pierre à l'édifice ?

Les projets n'ont pas toujours été très scientifiques, bien sûr, voire bien heureusement, et les collègues de travail ont peu à peu glissé vers des amitiés sincères. J'aimerais être sûr, en quittant le laboratoire, que tous ceux qui m'ont été chers et m'ont tant apporté soient convaincus de ma profonde gratitude. Et dans le cas contraire, qu'ils trouvent dans ces quelques mots la reconnaissance qu'ils méritent.

Alors si vous, qui me lisez ici, avez croisé mon chemin auparavant, soyez certain que je ne vous ait pas oublié et que votre aide ou le réconfort qu'un simple sourire ait pu me procuré m'incitent à vous exprimer toute ma sympathie,

MERCI

*A ma femme,
A mon fils.*

Table des matières

INTRODUCTION 1

Chapitre I. Généralités sur la MAS.....3

I.1. UN PEU D'HISTOIRE 4

I.1.1. LA DECOUVERTE DE L'ELECTRICITE 4
 I.1.2. LES PREMIERES APPLICATIONS 5
 I.1.3. LE DEVELOPPEMENT DES MACHINES ELECTRIQUES..... 6
 I.1.4. LE PASSAGE AU COURANT ALTERNATIF 7

I.2. LA MACHINE ASYNCHRONE 8

I.2.1. FABRICATION 8
 I.2.1.1. *Le stator* 8
 I.2.1.2. *Le rotor* 9
 I.2.1.3. *Les parties mécaniques* 9
 I.2.1.4. *Le processus de fabrication*..... 10
 I.2.2. FONCTIONNEMENT 13
 I.2.3. POLITIQUE D'AUGMENTATION DES RENDEMENTS 16
 I.2.3.1. *Classifications des moteurs selon leurs rendements* 16
 I.2.3.2. *Critères financiers*..... 17
 I.2.3.3. *Solutions technologiques*..... 18

I.3. MESURE DES PERTES D'UNE MACHINE ASYNCHRONE 18

I.4. LES TOLES MAGNETIQUES..... 24

I.4.1. CARACTERISTIQUES..... 24
 I.4.2. QUELQUES MODELES DE CALCUL DES PERTES MAGNETIQUES..... 26
 I.4.2.1. *Comportement microscopique des matériaux* 26
 I.4.2.2. *Modèles de pertes magnétiques*..... 28
 I.4.2.3. *Modèles d'hystérésis statique et dynamique* 31

I.5. CONCLUSION 33

Chapitre II. Instrumentation et essais de la MAS35

II. 1. LE BANC D'ESSAI 36

II. 1.1. DESCRIPTION 36
 II. 1.1.1. *Le banc d'étude*..... 36
 II. 1.1.2. *La partie électrique* 37
 II. 1.2. VALIDATION DU BANC D'ESSAIS LEG..... 38
 II. 1.2.1. *Environnement des mesures sur les différents bancs* 38
 II. 1.2.2. *Tests à vide*..... 39
 II. 1.2.3. *Tests en charge*..... 40
 II. 1.2.4. *Conclusion*..... 42

II. 2. INSTRUMENTATION DU MOTEUR.....	43
II. 2.1. INSTRUMENTATION THERMIQUE	44
II. 2.1.1. <i>Rappel du fonctionnement des thermistances</i>	45
II. 2.1.2. <i>Instrumentation au stator</i>	47
II. 2.1.3. <i>Instrumentation au rotor</i>	48
II. 2.2. INSTRUMENTATION MAGNETIQUE.....	50
II. 2.2.1. <i>Tests préliminaires à l'instrumentation</i>	51
II. 2.2.2. <i>Instrumentation au stator</i>	53
II. 2.2.3. <i>Instrumentation au rotor</i>	55
II. 3. EXEMPLE DE RESULTATS ELECTRIQUES, MAGNETIQUES ET THERMIQUES.....	56
II. 3.1. MESURE DU COURANT	56
II. 3.2. MESURE THERMIQUE	58
II. 3.2.1. <i>Aperçu de la stabilité thermique</i>	58
II. 3.2.2. <i>Mise en évidence des faibles glissements</i>	58
II. 3.3. MESURE MAGNETIQUE.....	59
II. 3.3.1. <i>Les résultats au stator</i>	59
II. 3.3.2. <i>Les résultats au rotor</i>	60
II. 3.4. INFLUENCE DU VENTILATEUR	62
II. 4. CONCLUSION	66
<i>Chapitre III. Modélisation du système</i>	67
III.1. INTRODUCTION.....	68
III.2. LA SIMULATION PAR ELEMENTS FINIS	69
III.2.1. DIFFERENTS MODES DE RESOLUTION	69
III.2.2. HYPOTHESES.....	70
III.2.3. DESCRIPTION	72
III.2.4. PRISE EN COMPTE DU GLISSEMENT.....	74
III.2.5. EXEMPLE DE RESULTATS A VIDE.....	78
III.2.6. EXEMPLE DE RESULTATS EN CHARGE.....	80
III.3. ETUDE DE SENSIBILITE LORS DES RESOLUTIONS EVOLUTIVES	82
III.3.1. INFLUENCE DE LA COURBE B(H).....	82
III.3.2. INFLUENCE DE LA VALEUR DE L'ENTREFER	84
III.3.3. INFLUENCE DE LA RESISTIVITE DE L'AXE LORS DE LA RESOLUTION (A VIDE).....	85
III.3.4. INFLUENCE DES COURTS-CIRCUITS A LA PERIPHERIE DU ROTOR.....	86
III.3.5. INFLUENCE DE LA VALEUR DE L'INDUCTANCE DE FUITE DU STATOR	86
III.3.6. INFLUENCE DE LA RESISTIVITE DE LA CAGE D'ALUMINIUM	87
III.3.7. CONCLUSION	89
III.4. MODELISATION PAR SCHEMA EQUIVALENT MONOPHASE.....	90
III.4.1. DES EQUATIONS ELECTRIQUES AU SCHEMA EQUIVALENT	91
III.4.2. DETERMINATION PAR LA MESURE.....	96
III.4.2.1. <i>L'essai à vide</i>	96
III.4.2.2. <i>L'essai en court-circuit (rotor bloqué : g=1)</i>	96
III.4.3. DETERMINATION PAR LA GEOMETRIE DE LA MACHINE.....	97
III.4.3.1. <i>Les hypothèses</i>	98
III.4.3.2. <i>Les limites</i>	98
III.4.4. SCHEMA EQUIVALENT PAR LA METHODE VECTORIELLE	98
III.5. CONCLUSION.....	102

Chapitre IV. Estimation des pertes fer, confrontations mesures/simulations...103

IV. 1. INTRODUCTION 104

IV. 2. LE MODELE LS 104

IV. 2.1. MODELE D'HYSTERESIS DYNAMIQUE DES TOLES ELECTRIQUES 104

IV. 2.2. ESTIMATION DE L'INDUCTION LOCALE 109

IV. 2.3. VALIDATIONS PRELIMINAIRES DU MODULE D'EXPLOITATION DU MODELE LS 111

IV. 2.4. APPLICATION A LA MACHINE ASYNCHRONE 5.5 kW 114

IV. 2.5. AMELIORATIONS ENVISAGEABLES 117

IV. 2.5.1. Calcul du dB/dt réel..... 117

IV. 2.5.2. Aperçu du problème de la relaxation lors de l'exploitation 119

IV. 3. LES RESULTATS OBTENUS SUR LA MACHINE INSTRUMENTEE..... 121

IV. 3.1. RECAPITULATIF DES ESSAIS DE SIMULATION..... 121

IV. 3.2. LES ESSAIS A VIDE SOUS DIFFERENTES TENSIONS..... 122

IV. 3.3. LES ESSAIS EN CHARGE..... 124

IV. 3.3.1. Comparaison des résultats avec et sans glissement 124

IV. 3.3.2. Comparaison simulation / expérience 128

IV. 4. CONCLUSION 131

CONCLUSION 133

BIBLIOGRAPHIE..... 137

ANNEXES A 149

ANNEXES B..... 152

ANNEXES C 155

ANNEXES D 159

Introduction

À l'oeuvre, on connaît l'ouvrier...

I N T R O D U C T I O N

L'histoire de l'évolution de l'électricité et du magnétisme, de la découverte de Thalès à la machine de Gramme en passant par le disque d'Arago, nous révèle comment les savants, multipliant les expériences et les découvertes dues au hasard, ont peu à peu résolu les mystères de l'électromagnétisme, si bien qu'au XIX^{ème} siècle, toutes les bases de ces phénomènes étaient connues. Dès lors, on construisit des machines de plus en plus performantes et puissantes et l'on se satisfaisait de l'emploi de cette énergie nouvelle, renouvelable et propre (par l'emploi de centrale hydraulique notamment) qu'était l'électricité, tant et si bien qu'aujourd'hui, les appareils électriques foisonnent dans les pays développés. Les moteurs à induction, qui constituent l'immense majorité des machines électromécaniques, consomment plus de la moitié des ressources électriques mondiales. Pourtant, ce n'est que récemment, après avoir enfin pris conscience de l'importance de l'écologie et du problème du développement de l'effet de serre sur notre planète, que l'on tenta d'imposer des rendements minimums à ces machines. L'accord de Kyoto en 1997 montre un engagement au niveau international dans ce domaine [GLO-03].

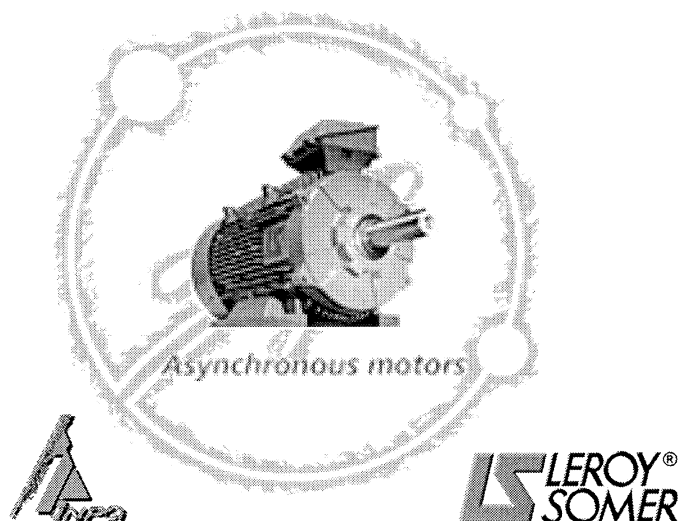
L'augmentation du rendement impose une optimisation de tous les éléments constitutifs d'une machine, qu'ils soient mécaniques, électriques ou magnétiques. L'étude que nous mènerons dans ce mémoire intitulé « Caractérisation et modélisation des pertes fer d'une machine asynchrone instrumentée fonctionnant en charge » s'intéresse avant tout aux phénomènes magnétiques. Pour mener à bien ce projet ambitieux, nous réaliserons un banc d'essai adapté au calcul du bilan de puissance. Muni d'appareils de mesures de précision, il nous permettra de différencier l'origine des différentes pertes. Adapté pour des machines de petite puissance, nous mènerons l'étude sur un moteur de 5.5 kW. Ce dernier sera instrumenté pour avoir accès à de nombreux résultats tant magnétiques que thermiques. Ainsi informés, nous pourrons modéliser notre système de façon appropriée et comparer les résultats de nos simulations avec les données issues des divers capteurs.

Cette étape de modélisation est facilitée par la généralisation et l'augmentation exponentielle de la puissance de calcul de l'informatique. Bien que les principes et lois de l'électromagnétisme fussent connus depuis longtemps, les calculs analytiques étaient bien trop longs. Dans ce cas, il fallait résoudre les équations du champ électromagnétique, ce qui revenait à calculer des séries harmoniques. Etant donné la complexité des calculs, on préférait passer par la théorie algébrique ou géométrique en se fondant sur le fait que ce qui intéresse l'ingénieur est de connaître les valeurs moyennes des grandeurs mises en jeu.

De nos jours, ces calculs sont d'emploi courant et il n'est plus demandé à l'ingénieur de connaître la démarche intellectuelle permettant d'aboutir aux équations usitées. Ce dernier doit par contre être en mesure d'évaluer rapidement l'influence de la variation d'un paramètre sur les grandeurs de sortie et de pouvoir faire les compromis les plus judicieux pour marier les performances (rendement, bruits...) et les enjeux économiques. Avec l'emploi massif de l'informatique, d'autres méthodes de modélisation ont vu le jour, comme la méthode de calcul par éléments finis qui se base exclusivement sur la résolution des équations de Maxwell.

C'est actuellement l'outil le plus performant d'un point de vue modélisation fine car il fournit des informations nombreuses et précises, comme nous le verrons au chapitre III.

L'étude particulière des pertes magnétiques nous conduit évidemment à parler des performances des tôles. Effectivement, les données des fabricants de tôles ne peuvent suffire pour calculer les pertes lors d'excitations perturbées. C'est le cas notamment des machines tournantes dont les formes d'ondes sont constituées de nombreux harmoniques de temps et d'espace. Aussi, nous pouvons observer des orientations d'inductions radiales dans les dents du stator, tangentielles dans les fonds de culasse et tournantes au centre. Nous proposerons donc un modèle basé sur un calcul a posteriori des pertes fer au chapitre IV qui se fonde sur les résolutions des équations de champs par la méthode des éléments finis. Afin de comparer les performances de notre modèle de calcul de pertes, nous le confronterons dans un premier temps à des essais sur tores avant de comparer ses performances avec les résultats obtenus sur la machine instrumentée.



Chapitre I

—

Généralités sur la MAS

Pas à pas, on va loin...

Chapitre I

I.1. Un peu d'histoire	4
I.1.1. La découverte de l'électricité	4
I.1.2. Les premières applications	5
I.1.3. Le développement des machines électriques	6
I.1.4. Le passage au courant alternatif	7
I.2. La machine asynchrone	8
I.2.1. Fabrication	8
I.2.1.1. Le stator	8
I.2.1.2. Le rotor	9
I.2.1.3. Les parties mécaniques	9
I.2.1.4. Le processus de fabrication	10
I.2.2. Fonctionnement	13
I.2.3. Politique d'augmentation des rendements	16
I.2.3.1. Classifications des moteurs selon leurs rendements	16
I.2.3.2. Critères financiers	17
I.2.3.3. Solutions technologiques	18
I.3. Mesure des pertes d'une machine asynchrone	18
I.4. Les tôles magnétiques	24
I.4.1. Caractéristiques	24
I.4.2. Quelques modèles de calcul des pertes magnétiques	26
I.4.2.1. Comportement microscopique des matériaux	26
I.4.2.2. Modèles de pertes magnétiques	28
I.4.2.3. Modèles d'hystérésis statique et dynamique	31
I.5. Conclusion	33

I.1. Un peu d'histoire

I.1.1. La découverte de l'électricité

Thalès (640 av. JC – 550 av. JC) fut le premier à s'intéresser aux causes et conséquences des manifestations électriques. Il remarqua les propriétés qu'avait l'ambre jaune (en grec Ambre se dit Elktron, qui donnera naissance au nom électricité), une fois frottée, d'attirer les corps légers. De même, il souligna que la magnétite avait le pouvoir d'attirer le fer. Pourtant, jusqu'à l'antiquité, les seuls contacts qu'eurent les hommes avec l'électricité furent ces manifestations naturelles (éclairs, aurores boréales, phénomènes d'attractions...). Il faudra attendre l'invention (chinoise) de la boussole, au XI^{ème} siècle, pour trouver une application au magnétisme et ce n'est qu'au XIII^{ème} siècle que Pierre de Maricourt découvrit la répulsion des aimants de même polarité.

Au XVII^{ème} siècle, après s'être aperçu que les propriétés magnétiques n'appartenaient pas qu'à l'ambre, Otto de Guericke construisit la première machine électrique digne de ce nom. Constituée d'une boule de soufre traversée par un axe horizontal, le tout entraîné par une manivelle située à son extrémité, il la faisait tourner en appliquant une main sèche à sa surface. Le fait d'approcher ensuite un objet métallique créait un bref claquement ainsi qu'une lumière vive. Aussi dénombrait-il les propriétés suivantes attribuées aux phénomènes électriques :

- Une force impulsive attractive ou expulsive,
- Les propriétés de produire du son, de la lumière et de la chaleur.

Ensuite, afin de réaliser facilement des expériences sur l'électricité, les physiciens développèrent d'autres machines destinées à produire des charges électriques. L'image de la Figure I-1 montre le principe de la machine de Nairn. Les charges électriques sont ici produites par le frottement d'un cuir sur un cylindre de verre.

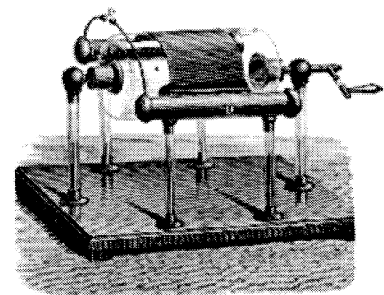


Figure I-1 Machine de Nairn

A cette même époque, la société voulait disposer de sources d'énergie plus importantes et renouvelables car la pénurie de bois se faisait sentir et les mines de charbon perturbaient également le patrimoine naturel. Au XVIII^{ème} siècle, les découvertes scientifiques furent plus importantes et les manifestations les plus curieuses de l'électricité avaient un grand succès auprès de l'aristocratie. Pieter Van Musschenbroek inventa notamment l'ancêtre du condensateur (bouteille de Leyde, du nom de la ville de LEYDEN) et Franklin le paratonnerre. De nombreuses expériences visant à mesurer la vitesse de propagation de l'électricité furent menées en vain et le peuple préférait s'étonner devant la « commotion électrique » qui fit la notoriété de l'abbé Nollet notamment lorsqu'il électrisa une compagnie de la garde française

constituée de deux cents quarante hommes. Toujours est-il que cet engouement pour les phénomènes électriques fit qu'à la fin du XVIII^{ème} siècle, l'ensemble des lois et principes de l'électrostatique était élucidé et les applications commençaient à voir le jour.

I.1.2. Les premières applications

La première « grande » découverte revient à Alessandro Volta (1745-1827) qui inventa la pile en associant deux électrodes (une de zinc et une de cuivre) reliées par un drap imbibé d'acide, démontrant ainsi que l'énergie électrique était stockable. Dès lors, on associa ces piles et en 1813 une tension de 500 V fut atteinte. C'est également à cette époque que l'arc électrique, prémisses de la première lampe électrique, fut découvert. Ainsi, les premières génératrices magnétoélectriques seront conçues pour l'alimentation de ces lampes.

En 1819, le danois Hans Christian Oersted (1777-1851) remarqua qu'un courant électrique provoquait la déviation d'une aiguille aimantée, celui-ci a donc la même propriété d'attraction/répulsion que les aimants. L'électromagnétisme était né. Dix ans plus tard, André

Marie Ampère (1775-1836) montrait que la propriété électromagnétique avait pour origine le courant lui-même tandis qu'Arago imaginait l'électro-aimant (Figure I-2), en remarquant que la rotation d'un disque de cuivre d'axe vertical provoquait la giration d'une aiguille aimantée située au-dessus de celui-ci. Interprétée par Arago comme la création d'un magnétisme par déplacement d'un

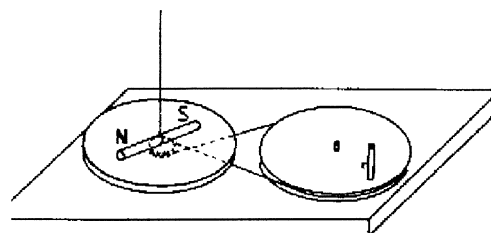


Figure I-2 Fonctionnement du disque d'Arago

conducteur, c'est en fait la démonstration de l'existence de courants induits dans le disque de cuivre par le champ magnétique terrestre qui créent eux-mêmes un champ magnétique agissant sur l'aiguille aimantée (courants du type de ceux auxquels Foucault un peu plus tard laissera son nom). Cette expérience devait conduire au moteur à induction qui fait, près de deux cents ans plus tard, l'objet de notre étude.

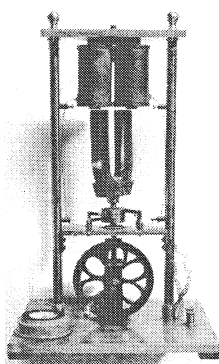


Figure I-3 Machine de Pixii

En 1832, Nicolas-Constant Pixii (1776-1861) construisit la première machine magnétoélectrique (ou alternateur) qui devait remplacer la pile de Volta (Figure I-3). L'inducteur (un aimant en fer à cheval vertical) était entraîné par une manivelle. Au dessus de l'aimant, le courant induit était concentré dans deux bobinages cylindriques montés sur les branches d'un aimant en fer doux également en forme de fer à cheval. Mais le courant obtenu changeait continuellement de sens ! Le courant alternatif venait d'être découvert.

Dès lors, l'évolution des machines utilisées en alternateurs n'a cessé de faire naître de multiples expériences. On faisait varier les formes, les méthodes et les matériaux afin de générer de l'énergie électrique de façon plus durable que les piles et autres accumulateurs en espérant pouvoir les remplacer pour alimenter l'éclairage, le télégraphe ou autre galvanoplastie. Cependant, à cette époque, en l'absence de machines suffisamment puissantes, il fallait une génératrice par lampe. Le coût de revient de l'éclairage électrique s'avérait donc prohibitif par rapport à l'éclairage au gaz.

Dès 1881, l'exposition internationale de l'électricité à Paris attira près de 900 000 personnes. Le téléphone de Bell, la lampe à incandescence d'Edison, le tramway de Siemens et bien d'autres merveilles électriques furent exposés : l'essor de l'électricité commençait.

I.1.3. Le développement des machines électriques

Depuis longtemps, l'humanité recherchait une énergie puissante, rapide et souple. La solution qui semblait alors se dessiner consistait en un moteur bon marché, de petite taille et au rendement assuré. Après la découverte de l'électromagnétisme par Ampère et Faraday en particulier au début du XIX^{ème} siècle, nombre de savants s'essayèrent à la mise au point de machines électriques basées sur ces principes. Dans le même temps, Jacobi et Lenz montrèrent la proportionnalité entre l'aimantation et l'intensité du courant. C'est ainsi que fut construit le premier moteur électrique (à reluctance variable et de très médiocres performances) qui propulsa, en 1839, douze personnes sur la Neva pendant trois heures, prouvant ainsi que l'électricité pouvait être utilisée comme force motrice. Mais elle nécessitait cent vingt huit éléments d'une pile de Groove qui empoisonnaient les voyageurs par ses exhalaisons. De plus, la très faible puissance développée semblait destiner l'essor de ces machines à l'utopie. Heureusement, le génie de Gramme résolut ces problèmes. En 1872, ce dernier proposa une machine constituée d'électroaimants pour l'inducteur, d'enroulements de bobines autour d'un anneau pour l'induit et d'un système balai - collecteur à lames (Figure I-4).

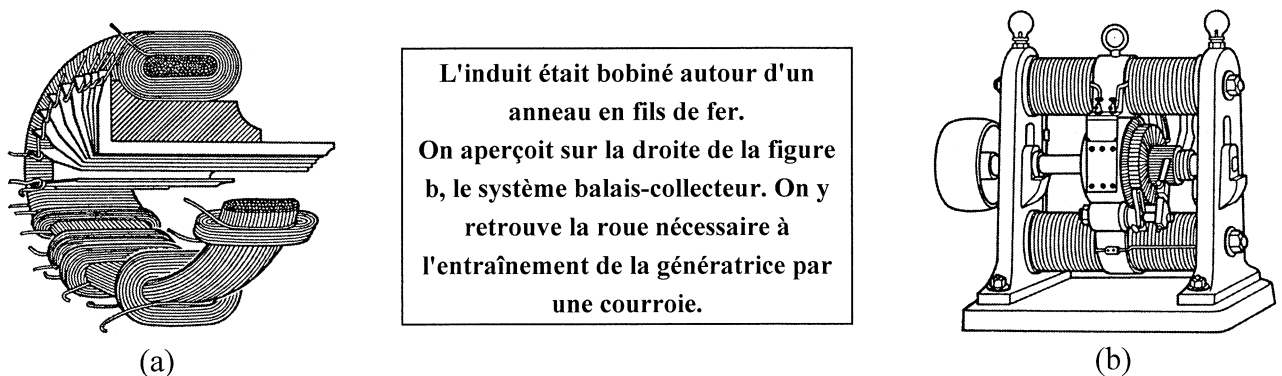


Figure I-4 Induit d'une dynamo de Gramme (a) et dynamo de Gramme bipolaire (b)

Bien plus tard, et par une erreur de manipulation, le français Fontaine découvrira la réversibilité de la machine de Gramme qui pouvait ainsi se transformer en un « bon » moteur. Celle-ci pouvait donc fournir de l'énergie électrique ou mécanique. Une dynamo de Gramme fonctionna dès Juin 1873 lors de l'exposition d'Electricité de Vienne comme moteur à courant continu alimenté par une pile. Apparaissent ensuite les premières utilisations du courant alternatif, diphasé puis triphasé, qui permettront d'obtenir des moteurs souples dans leurs utilisations et puissants.

Les populations attendaient alors beaucoup de ces nouvelles sources d'énergies. Pourquoi ne pas alimenter les foyers et permettre ainsi le développement des petites entreprises familiales qui n'avaient pas pu résister face aux grandes entreprises dont la force principale résidait dans leurs ressources en énergie ?

I.1.4. Le passage au courant alternatif

De 1880 au milieu des années 1890, la construction d'alternateurs monophasés se développa. Leur induit pouvait être fixe ou tournant. Ils étaient entraînés à l'aide de courroies et poulies par des machines à vapeur à pistons ou des turbines hydrauliques. En 1895, les premiers groupes électrogènes constitués par l'accouplement d'un moteur thermique à pistons et d'un alternateur volant étaient fabriqués. Très rapidement, apparaissaient les premiers moteurs synchrones monophasés, en fait des alternateurs que l'on faisait fonctionner en moteur. Ces premiers moteurs, qui ne pouvaient démarrer seuls, étaient lancés à la main ou à l'aide d'une autre machine motrice. En 1885, Ferraris proposait le premier moteur à induction diphasé démarrant seul. En 1886, Tesla présentait le moteur asynchrone diphasé à rotor bobiné, ce qui montrait la possibilité d'utiliser le courant alternatif pour développer directement des efforts, avec un couple de démarrage non nul. Puis en 1889, Dolivo Dobrowolski construisit un moteur triphasé de type industriel, de puissance massive déjà importante.

Le règne du courant continu justifié par des raisons historiques (les premières sources d'énergie étaient des piles) et pratiques (les moteurs à courant continu démarraient seuls ce qui n'était pas le cas des premiers moteurs monophasés) prenait fin. En effet, d'une part, les moteurs triphasés pouvaient démarrer seuls et d'autre part, alors que les collecteurs de dynamo ne pouvaient supporter une tension supérieure à 3000V, ce qui limitait les possibilités de transport, l'utilisation couplée des alternateurs et des transformateurs élévateurs permettaient d'envisager le transport d'énergie sur de très longues distances. Il fallut toutefois attendre la fin de la première guerre mondiale pour voir l'alternatif supplanter complètement le continu.

I.2. La machine asynchrone

De nos jours, les machines les plus fabriquées, tant pour l'utilisation en moteur que pour la fabrication d'énergie électrique (alternateurs) sont les machines synchrones et asynchrones. Les machines à courant continu déclinent peu à peu et les autres (machines à reluctances, moteurs pas à pas...) n'ont pas la prétention de rivaliser avec les premières et se destinent à des marchés plus spécifiques. La machine asynchrone étant la machine à courant alternatif la plus répandue du fait de sa facilité de mise en œuvre, de son faible encombrement, de son bon rendement et de son excellente fiabilité, elle est utilisée dans de nombreux dispositifs domestiques (machines à laver, sèche linge, tondeuse électrique, etc.) ainsi que dans des dispositifs industriels (machine outil...). Elle sert également pour la traction ferroviaire dans les derniers modèles de TGV (TGV nord). Le principal avantage de ces machines est leur faible coût de fabrication et leur grande robustesse. De plus, à l'instar de la machine synchrone, son démarrage est autonome. En contrepartie, la machine asynchrone, par principe même, voit sa vitesse varier en fonction de la charge et ne peut pas fournir d'énergie réactive, bien au contraire, cette dernière lui étant nécessaire pour magnétiser l'entrefer.

I.2.1. Fabrication

Une machine asynchrone est constituée des principaux éléments suivants :

- le stator (partie fixe) constitué de disques en tôles magnétiques portant les enroulements chargés de magnétiser l'entrefer.
- le rotor (partie tournante) constitué de disques en tôles magnétiques empilés sur l'arbre de la machine portant un enroulement bobiné ou injecté.
- les organes mécaniques permettant la rotation du rotor et le maintien des différents sous-ensembles.

I.2.1.1. Le stator

Les différents types de moteurs asynchrones ne se distinguent que par le rotor. Dans tous les cas, le stator reste, au moins dans son principe, le même : c'est lui qui va créer le champ tournant. Il est constitué d'un enroulement bobiné réparti dans les encoches du circuit magnétique statorique. Ce circuit magnétique est constitué d'un empilage de tôles en fer doux dans lesquelles sont découpées des encoches parallèles à l'axe de la machine, comme nous le voyons sur la Figure I-5.

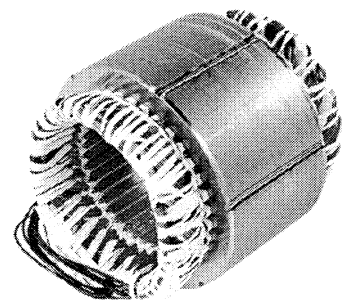


Figure I-5 Stator d'une machine à induction (catalogue Leroy-Somer)

I.2.1.2. Le rotor

La machine qui va nous intéresser lors de cette étude est constituée d'un rotor à cage. Le circuit électrique du rotor est constitué de barres conductrices régulièrement réparties entre deux couronnes formant les extrémités, le tout rappelant la forme d'une cage d'écureuil (Figure I-6). Les barres peuvent être en cuivre, bronze ou aluminium, comme pour la machine que nous étudierons, suivant les caractéristiques mécaniques et électriques recherchées par le constructeur. La cage est réalisée par coulée sous pression du matériau conducteur. On démontre que si le nombre de barres est suffisamment grand (soit en pratique supérieur à huit fois le nombre de pôles), la cage se transforme automatiquement en un circuit polyphasé de polarité adéquate. Ce type de moteur beaucoup plus aisé à construire que le moteur à rotor bobiné, est par conséquent d'un prix de revient inférieur et a une robustesse intrinsèquement plus grande. Il n'est donc pas étonnant qu'il constitue la plus grande partie du parc des moteurs asynchrones actuellement en service. Son inconvénient majeur est qu'il a, au démarrage, de mauvaises performances (courant élevé et faible couple). C'est pour remédier à cette situation qu'ont été développés deux types de cages : rotor à double cage et rotor à encoches profondes qui est celui que nous allons utiliser.

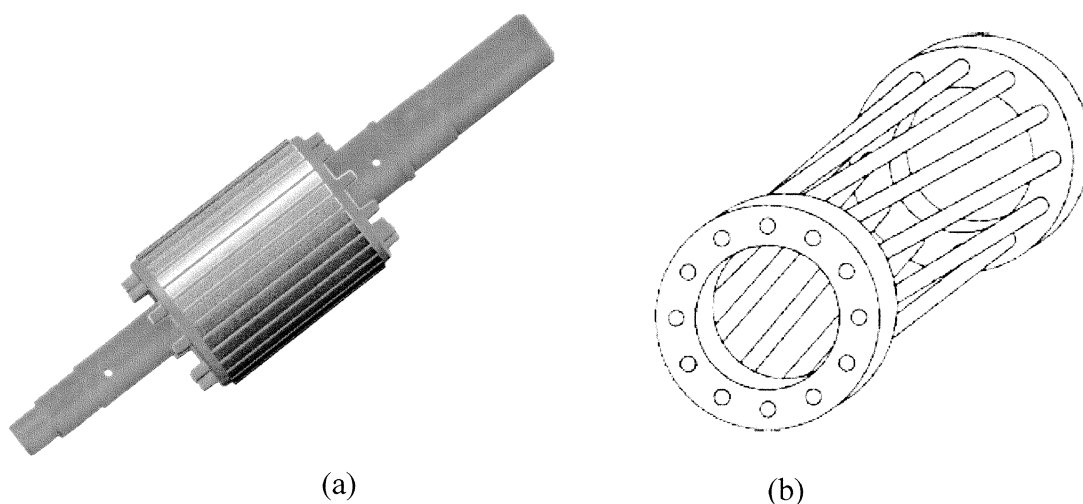
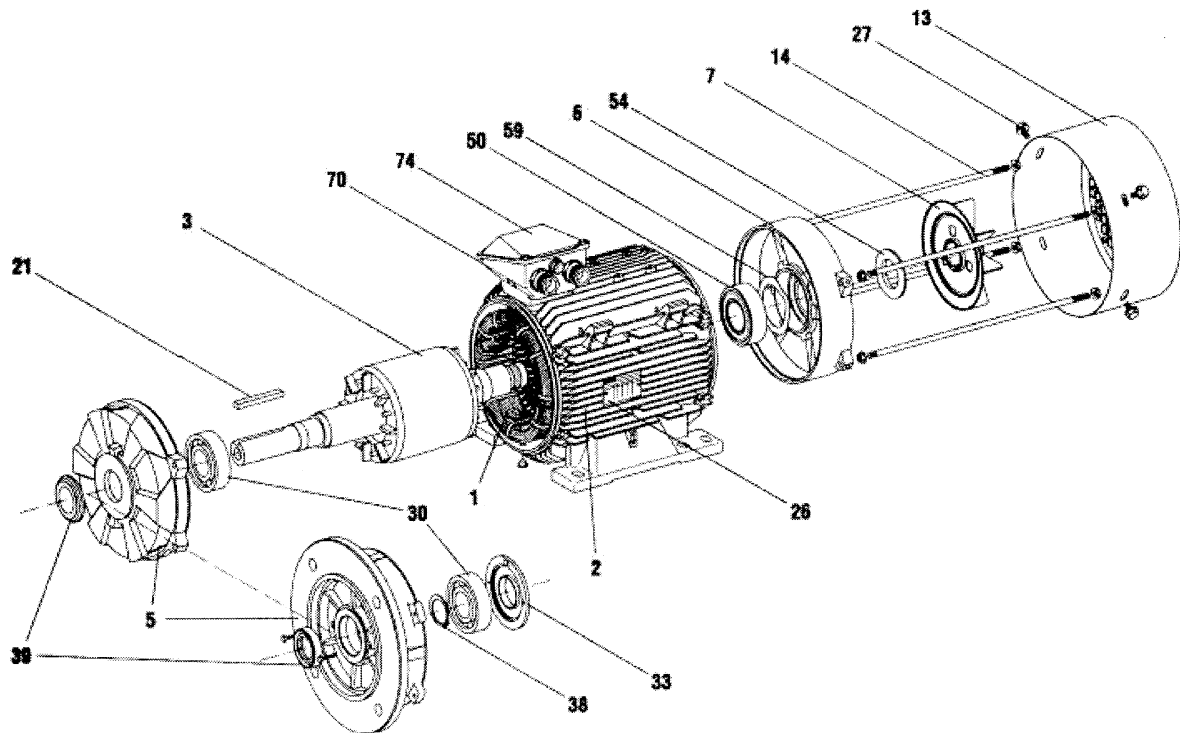


Figure I-6 Représentation d'un rotor complet (a) et de la cage d'écureuil seule (b)

I.2.1.3. Les parties mécaniques

Concernant la partie mécanique, le stator, emmanché dans un carter en aluminium ou en fonte, reçoit de chaque côté un flasque sur lequel le rotor sera positionné grâce à des roulements à billes ou à rouleaux suivant le type de charge, axiale ou radiale (Figure I-7). Un ventilateur est placé en bout d'arbre sur le rotor pour le refroidissement de la machine. Il peut être remplacé par une ventilation forcée motorisée pour le refroidissement aux vitesses lentes.



- | | | |
|-------------------------------|--|----------------------------------|
| 1 : Stator bobiné | 14 : Tiges de montage | 39 : Joint côté accouplement |
| 2 : Carter | 21 : Clavette | 50 : Roulement arrière |
| 3 : Rotor | 26 : Plaque signalétique | 54 : Joint arrière |
| 5 : Flasque côté accouplement | 27 : Vis de fixation du capot | 59 : Rondelle de précharge |
| 6 : Flasque arrière | 30 : Roulement côté accouplement | 70 : Corps de boîte à bornes |
| 7 : Ventilateur | 33 : Chapeau intérieur côté accouplement | 74 : Couvercle de boîte à bornes |
| 13 : Capot de ventilation | 38 : Circlips de roulement côté accouplement | |

Figure I-7 Vue éclatée d'une machine à induction (catalogue Leroy-Somer)

I.2.1.4. Le processus de fabrication

La fabrication d'une machine (Figure I-10) impose des contraintes mécaniques et thermiques sur les tôles qu'il est utile d'avoir en mémoire même si il est souvent délicat d'essayer de les quantifier. Cette partie n'a donc pas pour but de chiffrer les dégradations endurées mais plutôt d'en avertir le lecteur afin qu'il puisse juger de la difficulté rencontrée pour obtenir des résultats d'une grande précision lorsque nous comparerons les résultats de mesures avec les résultats obtenus par simulation.

Les tôles magnétiques (dont nous reparlerons plus amplement dans la partie suivante) qui après découpage, traitement thermique et assemblage formeront les parties stator et rotor sont tout d'abord reçues sous forme de larges rouleaux. On peut dénombrer quelques étapes susceptibles de modifier les performances magnétiques initiales.

Tout d'abord, les contraintes mécaniques : lors de l'enroulement et déenroulement des feuilles magnétiques, au moment de l'assemblage des tôles stator (soudage sous une force appliquée de plus 6T) et des tôles rotor (coulée sous pression de la cage en aluminium), de même que

l'ajustement serré du stator dans le carter vont modifier les propriétés du matériau qui dépendent principalement de deux paramètres :

- les constantes magnétostrictives du matériau,
- l'amplitude et l'orientation de la contrainte appliquée sur chaque cristal, comme illustré sur la Figure I-8.

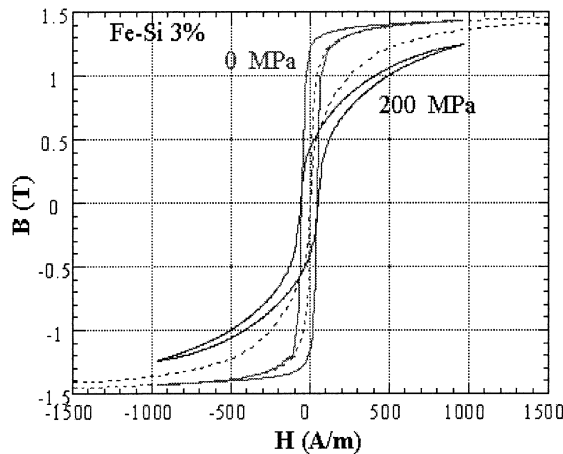


Figure I-8 Effet d'une tension exercée sur un échantillon de tôle magnétique, influence sur le cycle d'hystérésis (cf. [HUB-98])

D'une autre manière, au moment de la découpe (une force de quelques centaines de tonnes est exercée à la vitesse d'une centaine de coups par minute). Cette étape va modifier les propriétés magnétiques de la tôle, par pincement, particulièrement sur une longueur correspondant à l'ordre de grandeur de deux à trois fois l'épaisseur de la tôle. Des études menées au Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble ([ALL-01]) ainsi qu'au LMT-Cachan [MAU-03] et au Laboratoire Roberval [MAR-03] ont montré l'influence de ce phénomène en comparant les caractéristiques magnétiques de tores découpés par électroérosion avec celles de tores découpés par poinçonnage, en analysant l'influence des contraintes et de la plasticité ou bien encore en modélisant la déformation par simulation numérique.

De surcroît, les outils vont créer des bavures qui vont lors de l'empilement, être la cause de courts-circuits inter-tôles, sièges de pertes par courants de Foucault, comme le montra T. Chevalier [CHE-99].

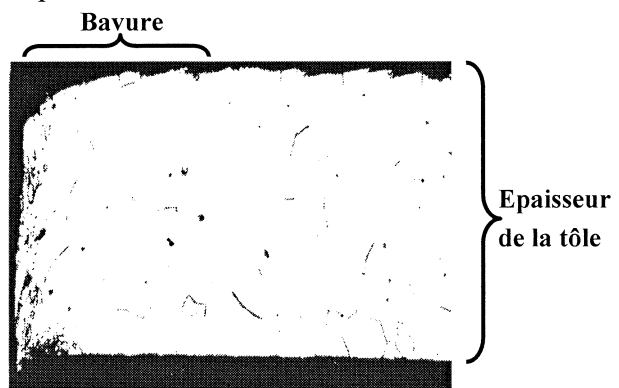


Figure I-9 Aperçu d'une bavure créée par poinçonnage (photo issue de [VER-98])

Ces pertes sont particulièrement notables à la périphérie du rotor car les tôles constituant cette partie ne sont pas traitées thermiquement (donc moins isolées) et le rotor est de plus rectifié. Les pulsations de flux dues aux dents du stator échauffent de ce fait sensiblement cette région.

La partie thermique influe elle aussi sur les performances magnétiques. Ses effets sont complexes. Lors du passage au four (à 800°C), le traitement thermique permettra de grossir les grains des tôles semi-process pour leur conférer des pertes magnétiques conformes à celles de la nuance, de relâcher les contraintes des tôles stator et de former par oxydation une couche d'isolant avant assemblage. D'autres effets, tels que la coulée de l'aluminium en fusion à près de 700°, restent laborieux à expliquer. L'étude menée par A. Ansel [ANS-01] met en avant cette difficulté. Les effets de relâchement des contraintes mécaniques par recuit des tôles sont atténués par des modifications de l'état magnétique tant et si bien qu'il est difficile de conclure sur une éventuelle modification des pertes par rapport à leur état initial.

Une autre étape délicate au niveau thermique est le passage au four (à induction bien souvent) de la masse rotorique afin de pouvoir emmancher l'axe, puis du mode de refroidissement de l'ensemble. Une étude interne Leroy-Somer a permis de montrer pour différents types de moteurs asynchrones à cage une amélioration du rendement de près de 0.5 points entre un refroidissement par choc thermique et un refroidissement naturel. Une différence notable entre ces deux méthodes réside dans le fait que le choc thermique (rotor plongé dans de l'eau à 18°C) « décolle » les barreaux des tôles, augmentant ainsi les résistances entre ces deux parties.

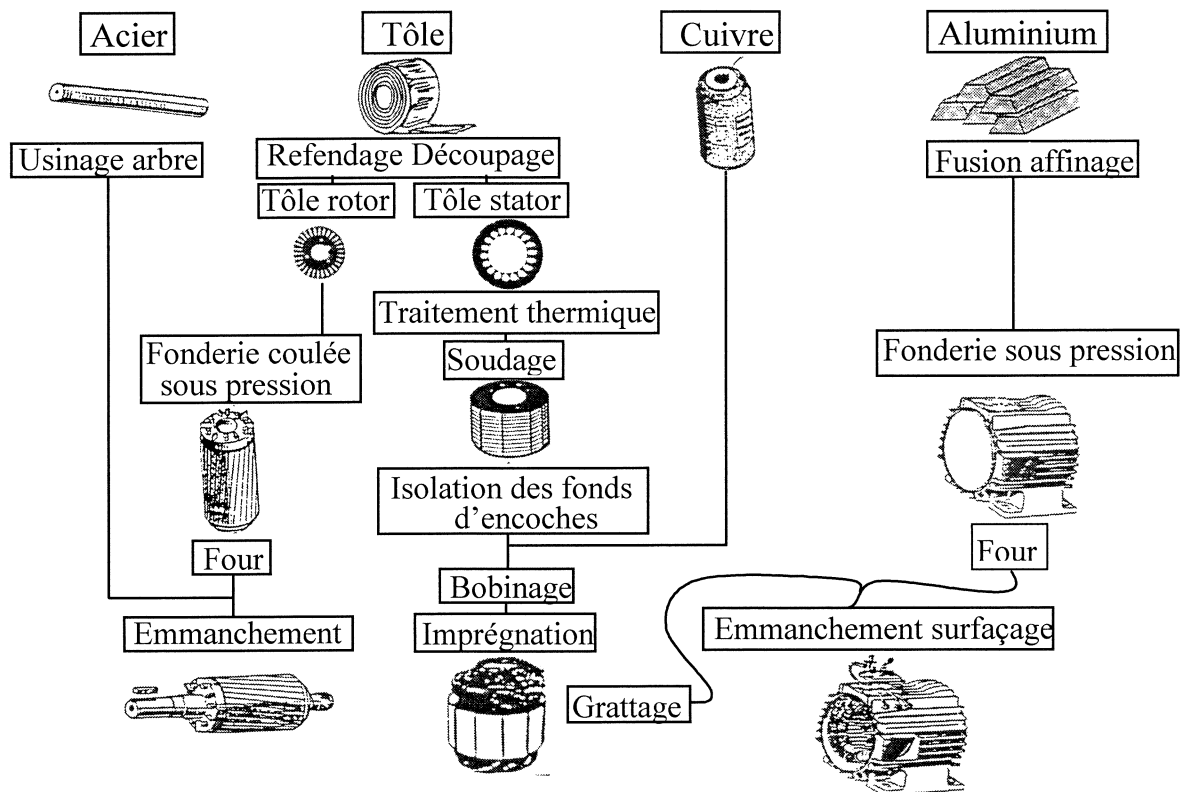


Figure I-10 Schéma du process global

L'étape de bobinage du stator n'apporte quant à elle pas de réelles perturbations. Après avoir isolé les fonds d'encoches (diminution de la surface de remplissage), les enroulements de cuivre, préalablement bobiné, sont mis en place. Les seules remarques à formuler concernent la tension appliquée au fil lors de la formation de la bobine. Cette dernière peut modifier longueur et section du conducteur. En outre, pour les machines à deux pôles notamment, on peut prévoir une différence de longueur (donc de résistance) selon les enroulements considérés, conséquence du mode de bobinage (concentrique ou imbriqué). La phase d'imprégnation consistant à plonger le stator bobiné dans un bain de vernis puis à le polymériser par passage au four à 150°C pendant douze heures ne semble pas perturber les caractéristiques magnétiques des tôles stator. Le phénomène de vieillissement magnétique qui pourrait être observé est essentiellement dû à la présence de carbone ou d'azote [VER-98]. Ces éléments en solutions solides peuvent migrer et précipiter à ces températures, engendrant une dégradation progressive des propriétés magnétiques. Les tôles utilisées maintenant sont d'une qualité telle que ces phénomènes n'apparaissent plus.

D'autres remarques concernant les imperfections de la fabrication pourraient être développées, nous ne ferons que les énumérer par souci de concision :

- précision de l'usinage des extrémités du carter pour l'emboîtement des flasques influant directement sur l'entrefer, tout comme l'alésage du rotor,
- l'usinage des bagues de court-circuit pour l'équilibrage peut modifier la résistance d'anneaux,
- les pertes mécaniques peuvent également évoluer selon les roulements utilisés, le frottement des joints à lèvres ou bien encore l'alignement du ventilateur.

Le dénombrement des divers problèmes qui peuvent se rencontrer lors de la fabrication d'une machine asynchrone ne se veut pas exhaustif, nous avons choisi de le placer ici afin de sensibiliser le lecteur à la difficulté qu'a l'industriel pour passer du calcul d'une machine tournante à sa réalisation et de la même difficulté à laquelle nous nous sommes heurtés pour modéliser une machine existante afin d'en étudier le comportement magnétique. D'autre part, nous reviendrons sur la fabrication du moteur afin d'expliquer plus tard les obstacles que nous avons dus contourner pour instrumenter correctement thermiquement et magnétiquement la machine destinée à notre étude.

I.2.2. Fonctionnement

Le but de cette partie est simplement de décrire « avec les mains » le fonctionnement de la machine asynchrone. Les ouvrages traitant de ce sujet ne manquent pas et il serait profitable au lecteur de s'y reporter pour de plus amples informations. Le principe de fonctionnement peut

être compris par la loi de minimisation de l'énergie (loi de Lenz) qui impose que deux aimants de signe contraire s'attirent et que deux aimants de même signe se repoussent.

Dans notre moteur, le stator va créer un champ tournant. Si, dans le même temps un champ est présent au rotor alors ce dernier va avoir tendance à s'aligner sur le champ tournant, entraînant, si il en a la possibilité, la rotation du rotor afin que les deux champs tournent à la même vitesse.

Afin d'expliquer le principe de création du champ tournant, il est bon de rappeler les observations suivantes engendrées par la présence d'un courant électrique dans une bobine :

- Le champ magnétique est proportionnel au courant électrique,
- Le champ magnétique est une grandeur vectorielle.

Prenons l'exemple de trois bobines déphasées de $2\pi/3$ dans l'espace et alimentées par trois courants déphasés de $2\pi/3$ dans le temps. Chaque bobine va créer un champ magnétique pulsant à la fréquence de pulsation du courant. La somme vectorielle des trois champs magnétiques va alors tourner dans l'espace.

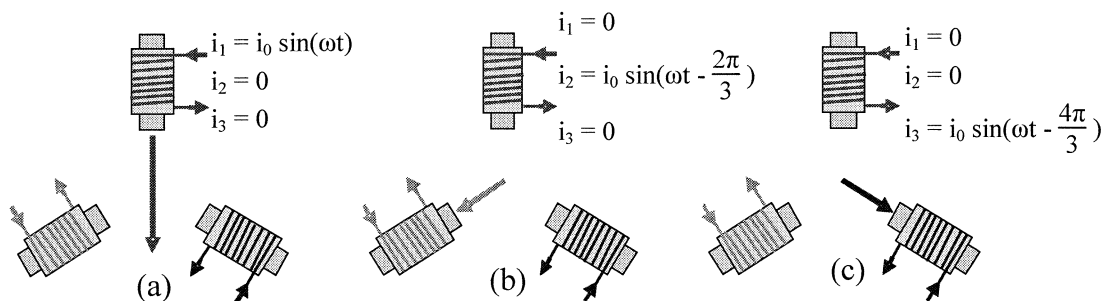


Figure I-11 Champ créé par chaque bobine séparément à un instant donné ($t = 0$)

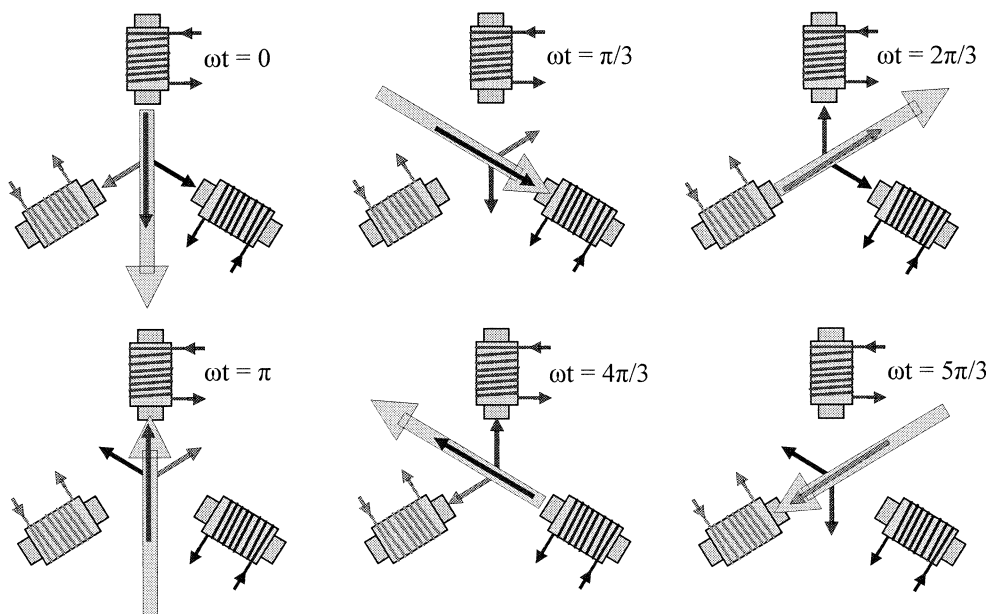


Figure I-12 Explication du champ tournant

La particularité de la machine asynchrone réside dans la création du champ rotorique. Celui-ci n'est pas créé par l'extérieur (une source de courant par exemple) mais il est engendré par la présence même du champ statorique. Effectivement, comme nous l'avons dit, le rotor de notre machine comporte une cage conductrice en aluminium, cette cage est court-circuitée à ses extrémités par des anneaux. Lors de la mise sous tension des bobinages, le champ créé va varier dans le référentiel du rotor qui est immobile à cet instant, permettant ainsi le développement de courants de Foucault dans les barres à l'origine du champ rotorique. Pour cette raison, la machine asynchrone est également appelé machine à induction.

Le couple créé par la présence des champs d'inductions rotorique et statorique (tournant à la vitesse ω_s rad/s) va entraîner la rotation du moteur (vitesse ω_r en rad/s). Ce faisant, la pulsation des courants ($\omega_s - \omega_r$) dans les barres va diminuer tant que le moteur accélère et va se stabiliser lorsque ce dernier aura atteint son régime permanent de sorte que les deux champs stator et rotor aient toujours la même pulsation. De part sa nature même, le champ rotorique ne peut exister que si la vitesse de rotation du rotor est plus faible que la vitesse du champ tournant. On dit que le rotor « glisse » (glissement nul = synchronisme, unitaire = rotor bloqué). Ce glissement est défini par la relation :

$$g = \frac{(\omega_s - \omega_r)}{\omega_s} \quad (I-1)$$

Equation dans laquelle g représente le glissement, ω_s la pulsation du champ tournant et ω_r la vitesse de rotation du moteur

Dans la représentation de la Figure I-12, le champ tournant est de même fréquence que les courants électrique. Il est possible, en augmentant le nombre de bobine (toujours multiple de trois pour des alimentations triphasées) de ralentir cette vitesse de rotation. Chaque bobine constitue ce que l'on appelle une paire de pôle. Nous obtenons le lien suivant entre la vitesse de l'onde statorique et les pulsations de l'alimentation :

$$\omega_s = \frac{\omega_{alim}}{p} \quad (I-2)$$

où :

ω_{alim} : pulsation des grandeurs électriques de l'alimentation

p : nombres de paires de pôles

Il est donc possible de diminuer la vitesse de rotation d'un moteur à induction en augmentant le nombre de paires de pôles.

Les bases du fonctionnement étant posées, nous supposons par la suite que le lecteur est familiarisé avec l'emploi des notations et des termes courants de l'électrotechnique.

I.2.3. Politique d'augmentation des rendements

Le parc des machines électriques, industriel ou privé, consomme près de 70% des ressources électriques mondiales. Sachant que la plus utilisée des machines est le moteur à induction, on comprend l'importance d'une augmentation, si minime soit elle de son rendement. Cette politique d'augmentation des rendements date de la crise pétrolière de 1972. Avant cette date, les ingénieurs avaient pour but de minimiser la masse des matériaux magnétiques et conducteurs afin de réduire les coûts. Récemment, lors de conférences internationales, les états ont montré leur volonté de s'engager davantage dans une réduction des émissions de gaz à effet de serre dans l'atmosphère. L'augmentation de l'efficacité énergétique participe à la maîtrise de la consommation d'électricité responsable de l'émission de 30 % du CO₂ dans la Communauté Européenne. L'avenir de notre planète dépend des économies engagées par tous les partenaires producteurs et utilisateurs de l'énergie.

I.2.3.1. Classifications des moteurs selon leurs rendements

Pour réduire ces émissions de CO₂, la Communauté Européenne et le CEMP (Comité Européen des fabricants de machines tournantes et de Matériel d'Electronique de Puissance) ont décidé de diviser en 3 classes de rendement (EFF1, EFF2, EFF3) les moteurs électriques les plus utilisés dans l'industrie : moteurs 2 et 4 pôles de 1.1 à 90 kW, 400V 50Hz. Les fabricants s'étaient engagés à réduire de 50% leur vente de moteurs EFF3 pour 2003.

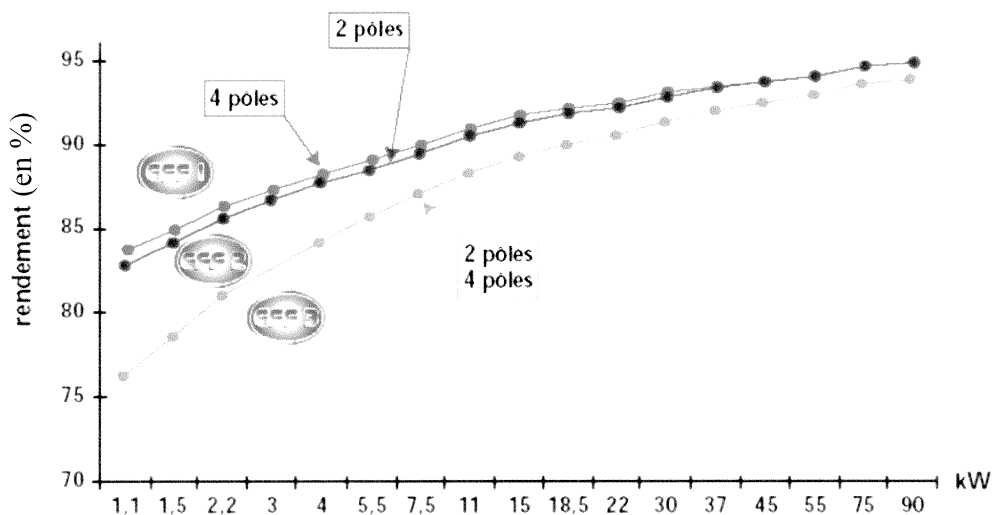


Figure I-13 Classification des machines 2 et 4 pôles en fonction de leurs puissance utile mensuelle (source News Leroy-Somer mars 2000)

Dans l'hypothèse d'un succès de 100% des moteurs à rendements améliorés (EFF2) sur le marché en 2010, cela permettrait une économie annuelle de 900 GWh.

I.2.3.2. Critères financiers

Le coût réel d'un moteur pendant sa durée de vie (généralement supérieure à 10 ans) est constitué de son prix d'achat (2 à 3%), du coût de son entretien et de sa maintenance (1 à 2%), mais surtout du coût de l'énergie qu'il consomme (> à 95%). Les moteurs « EFF1 » consommant moins d'énergie, les frais d'exploitation qui s'y rapportent sont considérablement réduits.

Malgré tout, nous sommes contraints de constater que face à une information insuffisante et à de rares évaluations quant aux résultats enregistrés, les industriels utilisateurs restent plutôt timides à l'égard de ces nouveaux produits. Le fait d'installer des appareils nécessitant une faible mise de fonds mais dont le coût de fonctionnement en énergie est élevé l'emporte encore trop souvent. Toutefois, la tendance actuelle évolue progressivement. Par exemple, au niveau du grand public, dans le domaine des appareils ménagers, l'étiquetage apporte aux consommateurs finaux une information plus précise sur le rendement énergétique du produit. Certes les moteurs « EFF3 » sont moins chers à l'achat, mais leur mauvais rendement les pénalise dès 1000 h/an de fonctionnement. Les moteurs « EFF1 » sont quant à eux amortissables après plus de 4000h (en moyenne) de marche par an, soit un fonctionnement quotidien d'environ 11 heures, 365 jours par an.

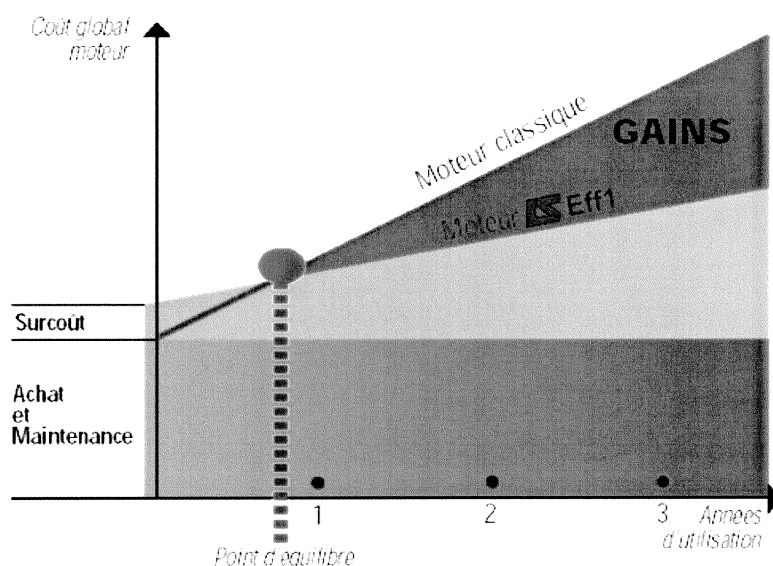


Figure I-14 Illustration des coûts de fonctionnement de machine de classes différentes en fonction de l'utilisation (exemple donné pour un moteur 45 kW, utilisé 8000 h/an, source LS « moteur EFF1 »)

I.2.3.3. Solutions technologiques

L'amélioration du rendement des moteurs fabriqués par Leroy-Somer est obtenue de différentes façons. Pour l'instant et bien que de nombreuses recherches en collaboration avec plusieurs laboratoires publics et privés sont actuellement menées notamment afin de mieux appréhender et maîtriser les pertes magnétiques, les moyens les plus couramment utilisés pour augmenter le rendement sont :

- l'allongement du circuit magnétique,
- l'utilisation de tôles magnétiques à très faibles pertes,
- l'optimisation de la géométrie des bobinages,
- la réduction des pertes de la ventilation.

La recherche d'une solution permettant une modélisation fiable des pertes fer en fonction des caractéristiques géométriques et des performances magnétiques des tôles est donc un enjeu capital pour les fabricants de machines tournantes. Il serait alors possible d'optimiser les rendements des machines et de minimiser les coûts.

Un tel modèle, afin d'être élaboré correctement et validé, doit pouvoir reposer sur des résultats pratiques précis, fiables et pertinents. Pour ce faire, il est primordial d'obtenir des informations d'une machine instrumentée selon des règles strictes et dont les exploitations pourront corroborer facilement celles issues des logiciels de simulations.

I.3. Mesure des pertes d'une machine asynchrone

Il est primordial pour les fabricants de connaître le plus précisément possible la répartition des pertes au sein de leurs machines, essentiellement lors d'une phase de lancement de produits pendant laquelle les prototypes vont être étudiés en détail afin de pouvoir cibler les paramètres déterminant pour améliorer les caractéristiques du produit final. Le bilan, aussi précis soit-il, va permettre d'avancer trois grandes familles :

- les puissances liées aux phénomènes électriques : les pertes par effet Joule dans les conducteurs (aluminium et cuivre) et la puissance absorbée sur le réseau,
- les pertes dans les matériaux magnétiques, également appelées « pertes fer » et qui regroupent les pertes par courants de Foucault, les pertes par hystérésis et les pertes par excès sur lesquelles nous reviendrons lors de la présentation des méthodes de modélisation,
- les puissances mécaniques constituées des pertes par frottements secs et fluides et de la puissance utile.

Une fois la machine commercialisée, fabricants et clients doivent être en mesure de « s'entendre » sur les performances du produit. Pour ce faire, différentes normes existent et permettent d'avoir une référence commune. Ces normes ne sont donc pas prévues pour établir un bilan de puissance très précis ni très rigoureux. Bien souvent, elles sont définies dans un souci de simplicité qui permettra au plus grand nombre de les appliquer sans recourir à un banc d'essai performant et coûteux. Nous citerons pour exemple la norme CEI-34-2 [IEC-99] qui définit les pertes supplémentaires (pertes « fourre tout » sans réelles explications physiques et qui servent notamment à établir un bilan exact entre puissance absorbée et puissances utile et consommée) comme étant égal à 0.5% de la puissance absorbée sous charge nominale. La puissance utile en est alors déduite par soustraction des différentes pertes définies usuellement comme nous le verrons par la suite. Ainsi, cette méthode permet de se passer de couplemètre, appareil onéreux dont ne dispose pas forcément le client.

A l'autre extrémité, il existe dans la littérature ([PIE-90], [LAF-67]) des méthodes plus complexes et d'emploi délicat telles la méthode du différentiel, de la rotation inverse ou bien encore des méthodes calorifiques. Elles permettent de cibler assez précisément certaines pertes particulières mais leurs utilisations ne sont pour la plupart ni simples ni très robustes. Plus répandue, la méthode consistant à effectuer deux essais, l'un à vide, l'autre en charge, permet une détermination rapide des caractéristiques globales d'une machine mais la séparation des pertes n'est pas fiable.

Pour notre étude, nous avons choisi d'élaborer un banc d'essai appareillé d'un couplemètre faisant la liaison entre la machine test et une machine à courant continu servant de charge et à l'extrémité de laquelle un tachymètre nous informe sur la vitesse de rotation de l'ensemble. Nous établissons un bilan de puissance éprouvé depuis longtemps, simple de mise en œuvre et précis de par l'instrumentation « haut de gamme » que nous lui avons apposée.

Nous déterminons les pertes mécaniques et les pertes fer grâce à un essai à vide. Ces données nous permettent ensuite d'établir le bilan de puissance complet de la machine en charge en supposant constantes (invariables avec la charge) les pertes précédemment citées. Nous allons décrire la procédure d'essai mise en œuvre durant la thèse et expliquer comment sont obtenus chaque terme apparaissant dans le bilan final que nous utiliserons par la suite afin de ne plus avoir à y revenir.

Il est à noter que dans tous les essais effectués, nous avons pris soin d'atteindre la stabilité thermique du moteur, cette dernière influant sensiblement les résultats. Les thermistances placées en différents points nous informent en temps réel de l'état thermique de notre machine. Toutes les mesures de puissance sont des mesures de puissance moyennes sur une période de 20 ms qui sont elles-mêmes moyennées sur deux minutes.

✓ **Puissance absorbée**

C'est la puissance que l'installation (le moteur en l'occurrence) consomme lors de son fonctionnement.

$$P_{\text{abs moy}} = \frac{1}{T} \int_0^T \{V_1(t)i_1(t) + V_2(t)i_2(t) + V_3(t)i_3(t)\} dt \quad (I-3)$$

où :

$V_j(t)$: tension phase neutre aux bornes de l'enroulement j (j allant de 1 à 3).

$i_j(t)$: courant traversant l'enroulement j (j allant de 1 à 3).

T : période électrique

Pour cette mesure, nous réalisons l'acquisition du courant dans chacune des phases via un shunt et de la tension entre phases par l'intermédiaire d'un wattmètre de précision (Norma D6000).

✓ **Pertes Joule dans les bobines du stator**

Elles représentent la puissance dissipée dans les enroulements cuivre du stator.

Usuellement elles sont définies comme suit :

$$P_{js} = R_1 * I_1^2 + R_2 * I_2^2 + R_3 * I_3^2 \quad (I-4)$$

où :

R_j : Résistance de l'enroulement j (j allant de 1 à 3).

I_j : Courant efficace traversant l'enroulement j (j allant de 1 à 3).

Dans notre cas, la machine étant branchée en étoile, il est impossible d'obtenir directement la résistance d'un seul enroulement. Nous mesurons donc une résistance équivalente à deux enroulements mis en série. En conséquence, nous ne pouvons pas effectuer deux mesures simultanément. Nous admettons que les résistances diffèrent peu les unes des autres et que les courants sont équilibrés. Les résistances sont mesurées à la température de l'essai via la courbe de refroidissement obtenue par la méthode dite des 4 fils (cf. figure 15). La mesure est lancée moins de 5 secondes après l'arrêt de l'alimentation et de la rotation du moteur. Dans ce cas, en notant R_{xy} la résistance de deux enroulements nous obtenons la formule :

$$P_{js} = 3/2 * R_{xy} * I_{\text{eff}}^2 \quad (I-5)$$

Pour ce qui est de la mesure des résistances, nous appliquons un courant constant et faible (<20 mA) à l'enroulement considéré et nous relevons l'évolution de la tension aux bornes de ce

dernier par le biais d'un voltmètre de précision, qui fait une acquisition toutes les demi secondes. Nous extrapolons ensuite la courbe obtenue au temps zéro correspondant à l'arrêt de l'alimentation de la machine par un polynôme du second ordre.

Pertinence des résultats obtenus

La Figure I-5 donne un exemple de la variation typique de la résistance de 2 enroulements série lors de l'arrêt du moteur. Les calculs des pertes Joule en utilisant la formule usuelle (I-5) donne :

$$P_{j1} = 1.5 * 2.172 * 4.49^2 = 65.7 \text{ Watts}$$

Tandis que les pertes Joule stator calculées en additionnant les pertes de chaque enroulement sont de :

$$P_{j2} = 1.5*(2.172*4.172^2 + 2.142*4.66^2 + 2.159*4.64^2) / 3 = 65.4 \text{ Watts}$$

D'où une différence relative de 0.5% suffisamment faible pour permettre d'utiliser de manière indifférente l'une ou l'autre des méthodes.

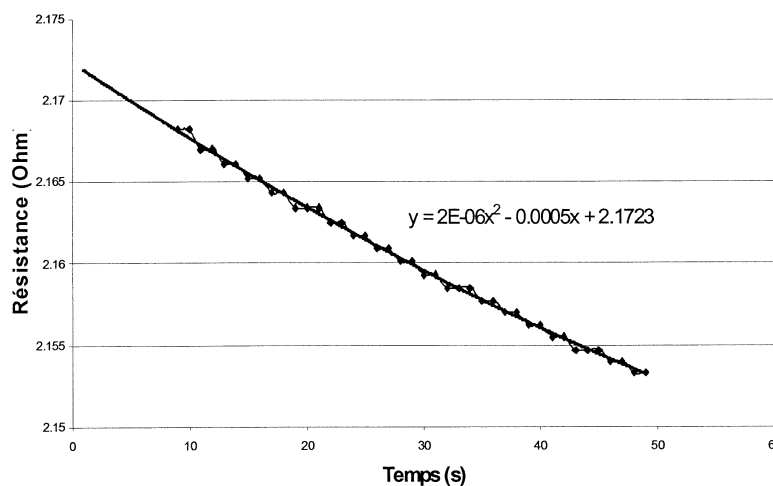


Figure I-15 Exemple de courbe de refroidissement de la résistance d'un enroulement en fonction du temps

✓ Pertes Joule au rotor (dans la cage aluminium)

Classiquement, les pertes Joule rotoriques dans la cage aluminium uniquement se calculent indirectement après avoir mesuré le glissement, le courant statorique et la puissance absorbée lors d'un essai en charge. Les pertes dans le rotor du moteur sont alors :

$$P_{jr} = g*(P_{abs} - P_{js} - P_{fer}) \tag{I-6}$$

✓ *Pertes mécaniques*

Elles sont obtenues en extrapolant à zéro la caractéristique des pertes fer en fonction du carré de la tension d'alimentation à vide.

Ces pertes sont considérées comme invariantes avec la charge. Effectivement, bien que le fait de charger le moteur abaisse la vitesse de rotation de l'axe (moteur asynchrone) et de ce fait diminue les pertes mécaniques nous calculons que, si les pertes mécaniques représentent 84 W (mesurées à LS) au synchronisme et si nous les définissons comme proportionnelles au carré de la vitesse, alors au point nominal de fonctionnement, soit 2904 t/min pour un moteur standart, ces pertes seront de 78 W.

✓ *Pertes fer*

Bien que sans fondement théorique rigoureux, nous distinguons habituellement trois sortes de pertes fer : *les pertes par hystérésis* (à peu près proportionnelles à la fréquence et au carré de l'induction maximale en onde sinusoïdale) *les pertes par courants de Foucault* (à peu près proportionnelles au carré de la fréquence) et *les pertes par excès*. Les pertes fer représentent bien sûr la somme des pertes fer stator et rotor. La mesure de ces pertes comprend naturellement les pertes Joule dues au circuit magnétique (courts-circuits locaux des tôles).

Selon les normes en vigueur leurs mesures se font à vide de la façon suivante :

$$P_{fer} = P_{abs \text{ à vide}} - P_{js \text{ à vide}} - P_{méca} \quad (I-7)$$

Ceci suppose entre autre qu'il n'y ait pas de pertes Joule dans l'aluminium du rotor.

Par la suite, ces pertes seront considérées comme invariantes avec la charge, donc le flux et la vitesse, lors des essais de validation sur une machine test (voire chapitre II), ce qui représente une approximation dont il serait intéressant de chiffrer la précision (les pertes par courants de Foucault sont théoriquement fortement dépendantes du champ d'induction maximal ; les formes d'ondes au rotor et au stator vont être modifiées par les courants de Foucault dans la cage).

Comme nous l'avons dit, le processus de fabrication influe directement sur ces pertes (découpage, empilage sous pression, traitement thermique...) qui varient sensiblement selon les régions de la tôle (culasse, dents) rendant leurs calculs très complexes. Différentes études de ces pertes ont été menées selon des approches très variées. Bien souvent l'étude est décomposée en deux étapes : une phase de calcul du champ et de sa répartition et une phase de calcul des pertes (cf. [CES-96] et [CHE-99]).

✓ **Puissance utile**

Elle est mesurée à l'aide d'un couplemètre et d'un tachymètre. On la retrouve selon la relation suivante :

$$P_u = \Gamma * \omega \quad (I-8)$$

où :

Γ : couple fourni par la machine en N.m

ω : vitesse en rad/s

✓ **Pertes supplémentaires**

Ces pertes sont définies de diverses façons selon les normes, elles représentent le « fourre-tout » permettant de boucler le bilan de puissance. Certains les définissent comme étant égales à 0.5% de la puissance absorbée [IEC-97] et déterminent la puissance mécanique par la suite. D'autres établissent la puissance mécanique par mesure du couple et en déduisent les pertes supplémentaires [IEE-97]. M. Grellet [GRE-89], lui, affirme que les pertes supplémentaires sont : « *les pertes dues à tous les phénomènes parasites, en particulier celles qui correspondent aux flux de fuite, même à la fréquence fondamentale, et aux courants et flux aux fréquences harmoniques.* »

Tout ceci fait que selon la méthode utilisée ces pertes peuvent aisément varier du simple au double. Dans la suite de l'étude, nous les représenterons par différence avec les pertes mesurées précédemment, soit :

$$P_{sup} = P_{abs} - (P_{js} + P_{jr} + P_{fer} + P_{méc} + P_u) \quad (I-9)$$

I.4. Les tôles magnétiques

I.4.1. Caractéristiques

Les tôles constituant les parties stator et rotor étant en matériau magnétique doux, elles s'aimantent et se désaimantent facilement. Afin d'échanger le maximum d'énergie électromagnétique, il faut disposer d'un flux magnétique important donc d'une aimantation à saturation la plus élevée possible au sein de la machine, en accord avec les équation suivantes :

$$\Phi = B * S \quad (I-10)$$

Où :

Φ est le flux magnétique, B l'induction et S la surface

$$B = \mu_0 * H + J \quad (I-11)$$

Avec :

μ_0 : perméabilité du vide

H : champ d'excitation

J : polarisation magnétique

De plus, cette opération doit être effectuée en consommant le moins d'énergie possible, soit avec le minimum de pertes magnétiques. Pour ce faire, il faut que la tôle s'aimante facilement pour de faibles champs excitateurs, ce que l'on caractérise par la perméabilité relative :

$$\mu_r = \frac{B}{\mu_0 * H} \quad (I-12)$$

Pour les applications courantes de l'électromagnétisme, on fait appel essentiellement à des matériaux ferromagnétiques. Le fer, élément de base de ces matériaux, possède une aimantation à saturation élevée (2.16 Tesla) mais n'est pas un matériau magnétique idéal, en particulier en fonctionnement alternatif car sa faible résistivité (10 $\mu\Omega$.cm) entraîne une valeur de perméabilité apparente faible en favorisant les pertes par courants de Foucault. Pour ces raisons, les métallurgistes lui associent quelques pourcents de silicium ou d'aluminium. Les tôles ainsi obtenues ont des pertes magnétiques réduites et une perméabilité accrue grâce aux modifications apportées sur la résistivité (grandement augmentée) et sur les constantes de magnétostriction (λ , qui définit le fait qu'un cristal ferromagnétique se déforme dans la direction du champ magnétique lorsqu'il s'aimante) et d'anisotropie (généralement noté K , sa diminution traduit une plus grande facilité d'orientation de l'aimantation). Toutefois, ces

modifications diminuent la conductivité thermique, donc l'évacuation des pertes et dégrade l'induction à saturation qui généralement est de l'ordre de 2T pour ces alliages. On voit dès lors qu'il est impossible d'obtenir un matériau idéal, ayant une perméabilité et une aimantation élevée conjuguées à un champ coercitif et des pertes faibles.

En outre, s'il existe des tôles à grains orientés, leur emploi ne se généralise pas dans la fabrication de machines tournantes où l'on retrouve presque exclusivement des tôles non orientées, c'est-à-dire à faible anisotropie. De nombreuses qualités de tôles sont produites, chacune définie par son épaisseur et sa concentration en silicium qui lui confère des caractéristiques particulières. De plus, il existe différents niveaux de finition :

- semi-process : ce sont des tôles « premier prix » qui n'auront leurs caractéristiques finales qu'après avoir subi un recuit, effectué généralement après découpe afin de relâcher les contraintes mécaniques,
- fully-process : plus chères mais qui ont été élaborées de sorte qu'elles fournissent dans leur état primaire des performances magnétiques optimales et ne nécessitent pas de recuit. Les effets des contraintes mécaniques de mise en forme ou de découpage ne sont de fait pas « effacés ».

Les différentes grandeurs telles que les constantes d'anisotropie et de magnétostriction, la résistivité ou encore l'aimantation à saturation, caractérisent un matériau magnétique. Ce n'est pas le cas des cycles d'hystérésis qui, si ils renseignent sur la perméabilité, l'induction rémanente, le champ coercitif et les pertes, sont directement liés à l'excitation appliquée (champs, forme d'ondes, fréquence de travail...). Toutefois, il peut être utile de comparer des cycles de différents matériaux effectués dans des conditions similaires. La circulaire d'information IC10 (août 91) du Comité Européen de Normalisation du Fer et de l'Acier (ECISS) préconise la désignation symbolique des aciers magnétique (M) à une fréquence de 50 Hertz pour un induction de 1,5 Tesla à la température ambiante de $23 \pm 5^\circ\text{C}$ pour les grains non-orienté (A), non alliés semi-fini (D), allié semi-fini (E) et à grains orientés normaux (N). Dans notre étude, la machine utilisée est constituée de tôles M1000-65D, recuites pour le stator, non recuites pour le rotor.

La définition est la suivante :

- M caractérise des aciers magnétiques,
- 1000 représente la valeur des pertes fer, dans les conditions précédemment décrites, par unité de masse, en l'occurrence 10 W/kg,
- 65 est l'épaisseur de la tôle, en centième de millimètre,
- D signifie que la tôle est semi-finie et non alliée.

I.4.2. Quelques modèles de calcul des pertes magnétiques

Les puissances consommées par le circuit magnétique des machines tournantes sont étudiées depuis longtemps mais restent tout de même difficiles à modéliser, tant et si bien qu'aujourd'hui encore il est courant d'utiliser des coefficients empiriques destinés à combler notre incapacité à évaluer correctement ces manifestations. Ceci s'explique par la complexité des conditions réelles d'excitations du matériau et par le manque de modèle complet permettant une représentation précise de son comportement qui associe non linéarité, hystérésis et anisotropie. Pourtant, ces dernières années, des avancées significatives ont été effectuées dans la modélisation des matériaux magnétiques. Leur intégration dans des outils de calcul pose encore des problèmes et reste limitée aujourd'hui à des développements universitaires. On peut affirmer qu'actuellement aucun logiciel industriel ne permet d'estimer de manière robuste et efficace les pertes fer dans les machines électriques. Un des objectifs de la thèse est de combler ce manque.

La modélisation du comportement des matériaux magnétiques trouve sa principale difficulté dans la représentation à l'échelle macroscopique des phénomènes se passant au niveau microscopique et mésoscopique. Les approches sont souvent phénoménologiques ou mathématiques. Même quand elles sont physiques, elles nécessitent une identification expérimentale et des simplifications pour être exploitées en pratique.

Après un rappel de l'origine des pertes magnétiques dans les aciers électriques, nous allons présenter quelques méthodes d'estimation directe ou indirecte via des modèles d'hystérésis. Il ne s'agit pas ici de faire une description exhaustive de tous les modèles qui existent mais de rappeler les principales approches afin d'introduire et de situer le modèle LS utilisé dans cette étude.

I.4.2.1. Comportement microscopique des matériaux

Certains éléments tel le fer, le nickel, le cobalt et certaines terres rares ont la capacité d'orienter leurs moments magnétiques dans des directions fixes par domaines (dits domaines de Weiss). Tous ces domaines, aimantés à saturation, autorisent la fermeture du flux, ce qui minimise l'énergie par rapport à un rebouclage dans l'air. Toujours afin de respecter ce principe de minima d'énergie, les domaines sont séparés par des parois de Bloch qui permettent à l'induction de changer de sens de manière progressive entre deux domaines (Figure I-16 et Figure I-17).

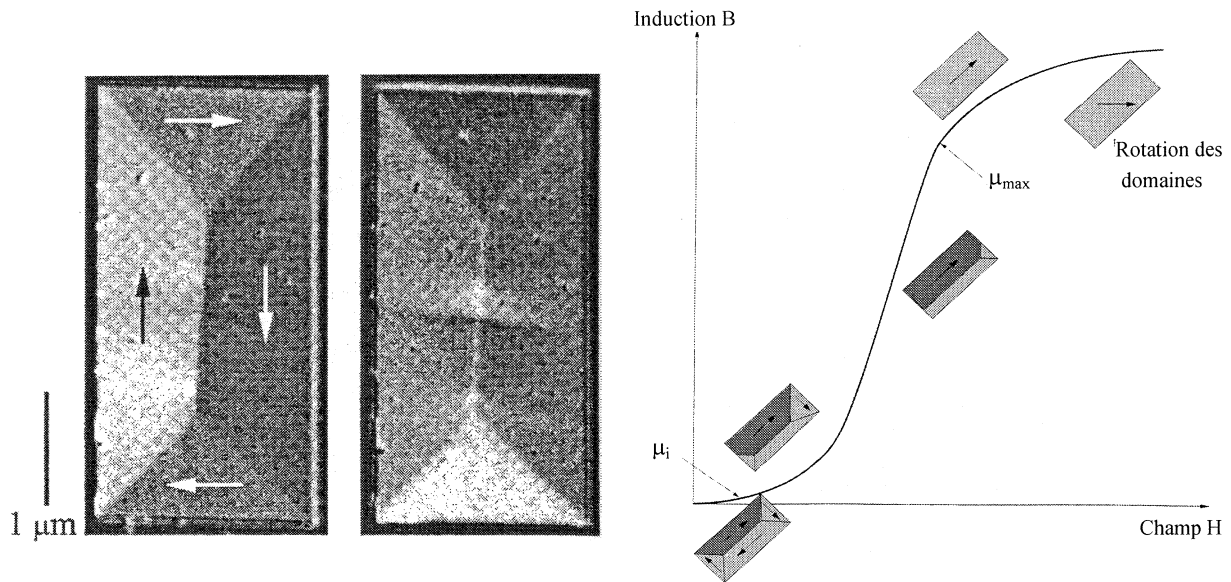


Figure I-16 Représentation des domaines de Weiss d'un matériau de Permalloy grossi au microscope de Lorentz (a) et évolution des domaines lors du processus d'aimantation (b), [SCH-98].



Figure I-17 Image des domaines d'un matériau FeSi, [SCH-98].

L'aimantation macroscopique d'un matériau ferromagnétique correspond donc à la résultante de l'aimantation des domaines qui le constituent. Cette aimantation, pour évoluer, va voir le volume de ces domaines varier ou changer de direction, ce qui correspond à un déplacement des parois de Bloch. Ces déplacements, qui peuvent se faire de façon brusque (saut de Barkhausen) lors de présence d'impuretés notamment, vont provoquer des variations locales de champ, sources de pertes par courants induits. Il devient très difficile dès lors de résoudre analytiquement l'équation de diffusion qui régit ce système, d'autant plus que vient se rajouter à ces phénomènes l'anisotropie des matériaux qui va créer des orientations de facile aimantation en fonction du type de cristal.

I.4.2.2. Modèles de pertes magnétiques

La formule de Steinmetz est certainement la plus ancienne des méthodes utilisées. Elle est valable uniquement en onde sinusoïdale et pour une plage d'induction restreinte. Cette formule considère les pertes comme proportionnelles à l'induction crête et à la fréquence d'utilisation :

$$P = \alpha * B_c^\beta * f^\gamma \quad (I-13)$$

Avec :

$$\beta = 1,6 \text{ à } 2$$

α et γ dépendent du matériau et de la fréquence.

De plus, il est possible en multipliant cette fonction par un polynôme du second degré dont la variable est la température, de prendre en considération l'influence de la thermique sur les pertes magnétiques. On trouve également dans la littérature une méthode dérivée de celle-ci qui remplace astucieusement la fréquence f par une fréquence équivalente permettant une utilisation avec des formes d'ondes non sinusoïdales [LAV-76].

Il existe également une méthode dite de décomposition de pertes pour laquelle nous pouvons reconstituer la courbe P en fonction f en sommant trois fonctions simples. L'une proportionnelle à la fréquence et modélisant les pertes par hystérésis pure, l'autre proportionnelle à son carré et qui correspond aux pertes par courants induits et enfin une dernière qui rend compte des pertes par excès (ou anormales).

$$P = a * f + b * f^2 + P_{exc} \quad (I-14)$$

Avec :

$a * f$: pertes par hystérésis

$b * f^2$: pertes par courant de Foucault

P_{exc} : pertes par excès

Ces méthodes reposent sur des hypothèses simplificatrices fortes et ne peuvent s'appliquer au cas des machines tournantes sans utilisation de coefficient multiplicateur empirique et à la précision toute relative.

Le modèle de Pry et Bean [PRY-58] est la première approche qui tient compte, lui, des phénomènes microscopiques. Il suppose que tous les domaines sont infiniment longs, de direction identique mais de sens opposé. Les parois sont alors sensées se déplacer de façon

continue et sans déformation. L'augmentation des pertes dynamique par rapport aux pertes par courants induits classiques est alors définie par la formule :

$$\frac{P}{P_{ci}} = \frac{96}{\pi} * \frac{L}{e} * \sum_{n \text{ impair}} \frac{1}{n^2} * \coth\left(\frac{n\pi L}{e}\right) \quad (I-15)$$

Où:

P_{ci} représente les pertes par courant induits, $2L$ la largeur des domaines et e son épaisseur.

Nous voyons ici qu'il est possible de réduire les pertes par excès en agissant sur le rapport L/e .

Grâce à Bertotti [BER-88] nous disposons d'un des modèles d'estimation des pertes le plus intéressant. Ce dernier reprend la décomposition des pertes classiques énoncées plus haut en donnant une explication physique aux pertes par excès et en amenant la notion d'objet magnétique correspondant à un groupement de parois liées entre elles. Le déplacement d'une paroi se répercute ainsi sur ces plus proches voisines. Les pertes volumiques par excès se définissent alors comme suit :

$$P_{exc} = \frac{1}{T} * \int_0^T H_{exc} dB = \frac{\sqrt{\sigma G V_0 S}}{T} * \int_0^T \left| \frac{dB}{dt} \right|^{1,5} dt \quad (I-16)$$

Avec :

- σ : conductivité du matériau
- G : coefficient de frottement
- V_0 : paramètre caractéristique du matériau
- S : section

Il est ainsi possible, par décomposition en série de Fourier, d'appliquer cette formule à n'importe quelle forme d'onde [FIO-90], la décomposition prend alors la forme suivante :

$$P_{tot} = Ph(B_c) + \frac{\pi^2 \sigma e^2}{6 * T^2} * \sum_k k^2 B_k + \frac{\sqrt{\sigma G V_0 S}}{T} \int_0^T \left| \sum_k \frac{2\pi}{T} n B_k \cos\left(\frac{2\pi}{T} k t + \Phi_k\right) \right|^{1,5} dt \quad (I-17)$$

Avec :

- Ph : fonction déterminée expérimentalement
- e : épaisseur du matériau
- σ : conductivité du matériau
- G : coefficient de frottement

V_0 : paramètre caractéristique du matériau
 S : section

Ces modèles restent valables tant que l'induction est homogène dans la section de la tôle et que les effets dynamiques sont faibles. Des améliorations ont été apportées par Bertotti et d'autres auteurs [LEB-00] pour l'élargir à des tôles épaisses.

Le modèle de Bertotti est aujourd'hui intégré dans une version simplifiée dans *le logiciel flux2D*. Après une résolution en magnétique évolutif de la structure permettant de déterminer la répartition de $B(t)$ dans chaque élément, les pertes sont calculées a posteriori selon la formule :

$$\frac{1}{T} \int_0^T dP_{\text{TOT}(t)} dt = k_h B_m^2 f k_f + \frac{1}{T} \int_0^T \left[\sigma \frac{d^2}{dt^2} \left(\frac{dB}{dt}(t) \right)^2 + k_e \left(\frac{dB}{dt}(t) \right)^{3/2} \right] k_f dt \quad (I-18)$$

Où :

B_m : est l'induction maximale au noeud considéré,
 f : la fréquence,
 σ : la conductivité,
 d : l'épaisseur de la tôle,
 k_h : le coefficient de pertes par hystérésis en $W.s/T^2/m^3$,
 k_e : le coefficient de pertes en excès exprimé en $W/(T s^{-1})^{3/2} / m^3$,
 k_f : le coefficient de foisonnement.

Ces coefficients doivent bien entendu être préalablement fournis par l'utilisateur. k_h et k_e sont en pratique à identifier à partir de deux essais à deux fréquences différentes et à une induction donnée. Le choix des conditions d'essais est déterminant pour la précision du modèle car ces coefficients ne sont pas, en principe, constants.

Comme nous l'avons précisé en début de paragraphe, ces modèles ne conviennent que pour des tôles minces. La plupart des matériaux utilisés en électrotechnique quant à eux sont d'épaisseur non négligeable devant l'épaisseur de peau et l'inhomogénéité doit donc être prise en compte si l'on souhaite modéliser le comportement magnétique réel. D'ores et déjà on perçoit la nécessité d'établir un modèle plus performant et utilisable dans un plus vaste domaine. Si l'on considère le moteur faisant l'objet de notre étude, il est constitué de tôle de 65 centièmes de millimètre d'épaisseur. Or l'épaisseur de peau à 50 Hertz de cette même tôle n'est que de 30 centièmes.

I.4.2.3. Modèles d'hystérésis statique et dynamique

De nombreux modèles existent pour représenter l'hystérésis statique et font encore l'objet de travaux de recherche à l'échelle nationale et internationale pour simplifier leur identification ou les intégrer dans les outils de simulation basée sur la méthode des éléments finis ([OSS-00] [DEB-01] et [NOU-02]). Ces modèles constituent généralement une étape préliminaire pour décrire le cycle d'hystérésis dynamique. Les pertes sont alors déterminées par simple intégration de ce cycle. Nous nous limiterons à l'hystérésis scalaire, la modélisation de l'hystérésis vectorielle anisotrope étant encore peu avancée.

Le modèle statique de base, le plus utilisé, est bien sûr le modèle de Preisach. Ce dernier décrit la variation d'aimantation du matériau comme étant la contribution d'un ensemble d'opérateurs $\hat{\gamma}_{a,b}$ caractérisé chacun par un cycle rectangulaire ayant deux états possibles ± 1 , deux champs de commutation a et b et une fonction de distribution $p(\alpha, \beta)$ qui représente son poids.

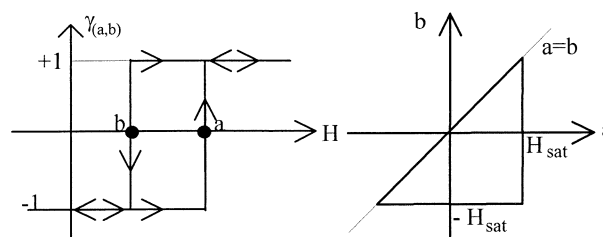


Figure I-18 Cycle élémentaire et triangle ou plan de Preisach [LEB-01]

De nombreuses approches ont été développées pour caractériser le modèle de Preisach. Nous pouvons citer par exemple des fonctions $p(a,b)$ analytiques gaussiennes ou lorentziennes, ou encore des méthodes basées sur la discrétisation du plan de Preisach comme la méthode de Mayergoyz, de Biorci Pescetti, des cycles centrées ou de la fonction Everett [BER-00] [ROU-96] [ABD-02] et [CLE-00]. Elles nécessitent pour leur identification des courbes expérimentales plus ou moins simples à obtenir : courbe de première aimantation, cycle majeur, plusieurs cycles mineurs centrés, courbes de renversement du premier et/ou du second ordre, etc. La pertinence du modèle à représenter le cycle statique surtout en présence de cycles mineurs est plus ou moins importante selon la méthode utilisée. Cependant, de manière générale, les différentes méthodes aboutissent à une modélisation satisfaisante.

La prise en compte de la dynamique est actuellement menée suivant trois principales approches :

- La première approche couple l'hystérésis statique à un calcul de diffusion dans l'épaisseur de la tôle en utilisant un logiciel de simulation éléments finis. Elle permet d'introduire les courants induits classiques en présence d'hystérésis statique. Elle donne de bons résultats mais peut s'avérer insuffisante dans les cas où les pertes dues à la dynamique des parois sont prépondérantes aux pertes classiques [ROU-96] [CHE-00] [OSS-00] et [BEN-02].
- La deuxième approche permet de modéliser le cycle dynamique en tenant compte de la physique du matériau et de l'évolution de sa structure en domaine avec l'induction et la fréquence. Plusieurs méthodes sont préposées : [BER-91] [JIL-94] [ROU-96] [DEB-01] [ABD-02] et [BEN-02]. Bertotti fut l'un des premiers à généraliser le modèle de Preisach en s'appuyant sur sa théorie statistique des mouvements de parois et des objets magnétiques [BER 91]. Le cycle élémentaire de Preisach n'est plus rectangulaire mais se déforme lors de la variation dB/dt de l'induction au cours du temps. On retrouve d'ailleurs ce paramètre dB/dt dans la majorité des autres modèles proposés même si les approches sont différentes. Ces modèles sont en principe valables tant que l'induction reste homogène dans la section de la tôle et donc pour des fréquences relativement basses pour limiter les effets dynamiques,
- La troisième approche utilise le modèle précédent comme un modèle local et l'associe à un calcul de courants induits dans l'épaisseur de la tôle [ROU-96] [ABD-02] et [BEN-02]. Elle permet d'augmenter la fréquence de validité du modèle. Comme la première approche, elle reste actuellement lourde à mettre en œuvre dans un calcul de simulation de structures électrotechniques comme une machine tournante par exemple.

Le modèle Loss Surface (LS) développé au LEG et utilisé dans notre étude est un modèle global que l'on peut qualifier d'intermédiaire entre les deux dernières approches. Tous les effets dynamiques sont présents mais sont caractérisés expérimentalement avec un essai spécifique. C'est un modèle qui s'appuie également sur le paramètre dB/dt et qui lie l'induction moyenne dans la section de la tôle au champ d'excitation appliqué. Ce modèle sera présenté et décrit plus en détail dans le dernier chapitre.

I.5. Conclusion

Depuis leurs créations, il y a plus d'un siècle, les scientifiques n'ont cessé de faire croître les performances des moteurs à induction. Tout d'abord soucieux d'obtenir des puissances suffisantes pour agrandir leurs domaines d'applications, ils se sont ensuite intéressés à la puissance massique afin notamment de réduire les coûts. Ce n'est que très récemment que de réels efforts furent menés pour améliorer le rendement de ces machines. Nous espérons ainsi préserver l'écologie et les réserves d'énergie de notre planète mais c'est également une valeur ajoutée pour le client qui pourra, par l'utilisation de ces moteurs améliorés, espérer faire des économies substantielles sur sa consommation d'énergie électrique. Toutes les sources de pertes sont bien sûr concernées, nous allons dans les chapitres suivants étudier l'une des plus méconnues et qui s'avère pourtant être la plus prometteuse en terme d'amélioration possible, il s'agit des pertes fer. Afin de pouvoir étudier les paramètres influant directement sur ces pertes, nous devons obtenir une modélisation fidèle des phénomènes magnétiques en jeu dans de tels systèmes, nous verrons au chapitre III quels sont les outils que nous avons employés et au chapitre II les moyens que nous avons mis en œuvre pour valider nos simulations. Une inter-comparaison critique des résultats obtenus sera mise en avant chapitre IV.

Chapitre II

—

Instrumentation et essais de la MAS

Qui veut la fin, Veut les moyens...

Chapitre II

II. 1.	<i>Le banc d'essai</i>	36
II. 1.1.	Description	36
II. 1.1.1.	Le banc d'étude	36
II. 1.1.2.	La partie électrique	37
II. 1.2.	Validation du banc d'essais LEG	38
II. 1.2.1.	Environnement des mesures sur les différents bancs	38
II. 1.2.2.	Tests à vide	39
II. 1.2.3.	Tests en charge	40
II. 1.2.4.	Conclusion	42
II. 2.	<i>Instrumentation du moteur</i>	43
II. 2.1.	Instrumentation thermique	44
II. 2.1.1.	Rappel du fonctionnement des thermistances	45
II. 2.1.2.	Instrumentation au stator	47
II. 2.1.3.	Instrumentation au rotor	48
II. 2.2.	Instrumentation magnétique	50
II. 2.2.1.	Tests préliminaires à l'instrumentation	51
II. 2.2.2.	Instrumentation au stator	53
II. 2.2.3.	Instrumentation au rotor	55
II. 3.	<i>Exemple de résultats électriques, magnétiques et thermiques</i>	56
II. 3.1.	Mesure du courant	56
II. 3.2.	Mesure thermique	58
II. 3.2.1.	Aperçu de la stabilité thermique	58
II. 3.2.2.	Mise en évidence des faibles glissements	58
II. 3.3.	Mesure magnétique	59
II. 3.3.1.	Les résultats au stator	59
II. 3.3.2.	Les résultats au rotor	60
II. 3.4.	Influence du ventilateur	62
II. 4.	<i>Conclusion</i>	66

Le but de ce chapitre est de décrire les moyens que nous nous sommes donnés afin d'étudier une machine asynchrone à cage d'écurie de petite puissance (5.5 kW) lors de son utilisation sous alimentation en tension sinusoïdale et pour différents points de fonctionnement à vide et en charge. Nous verrons comment un banc d'essai a été mis au point et validé sur un moteur test en comparant les résultats obtenus au LEG avec ceux d'essais effectués chez Leroy-Somer et au Laboratoire d'Etudes Thermiques de Poitiers (LET) et de quelle façon une instrumentation magnétique et thermique originale a été réalisée. Nous présenterons ensuite quelques formes d'ondes particulières que nous expliquerons.

II. 1. Le banc d'essai

II. 1.1. Description

Le moteur de notre étude est une machine asynchrone de 5.5 kW 2 pôles, 2900 tours/min, de hauteur d'axe 112, alimenté sous 400 V efficaces entre phases. Il est accouplé, par l'intermédiaire d'un couplemètre, à une machine à courant continu fonctionnant en génératrice et débitant sur une résistance variable qui nous permet d'obtenir différents points de fonctionnement.

II. 1.1.1. Le banc d'étude

La puissance fournie par la machine asynchrone est mesurée en utilisant les informations de couple, issues du couplemètre situé entre les deux machines et de vitesse via le tachymètre se trouvant en bout d'arbre de la machine à courant continu (Figure II-1).

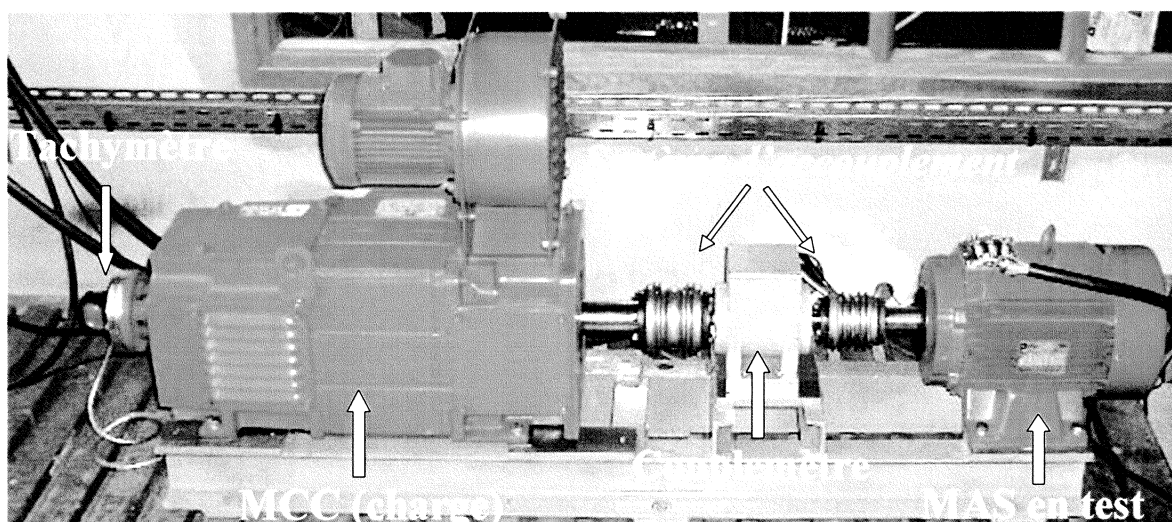


Figure II-1 Photo du banc de test de la machine asynchrone

Lors des premiers essais visant à valider le banc, un couplemètre VIBROMETER sur pied était utilisé (voir photo). Ce dernier a fini par avoir des problèmes de dérive thermique au niveau de l'électronique embarquée et nous avons dû le changer pour un couplemètre de marque SCAIME monté sans support. Les mesures de couple sont toujours délicates, aussi avons-nous pris soin de choisir des accouplements ayant de très faibles jeux radiaux afin de ne pas amplifier les à-coups dus notamment au couple réluctant, conséquence de l'encochage des parties fixe et tournante. Ces accouplements spécifiques demandent une grande précaution d'alignement des arbres. Les nombreux montages et démontages effectués sont donc ralentis par cette prudence nécessaire et nous avons dû mettre au point des systèmes précis de visualisation des écarts.

II. 1.1.2. La partie électrique

Lors d'une étude « fine » des pertes d'un système électromagnétique, il est primordial de pouvoir se préserver de toutes sources de perturbations extérieures. Ainsi, pour l'alimentation de la machine asynchrone, la solution retenue pour obtenir des formes d'ondes ayant un minimum d'harmoniques consiste à utiliser une machine synchrone de forte puissance (100 kVA, 4pôles, 1500tr/min) entraînée par une machine à courant continu de 34kW. Le fait d'avoir un alternateur de puissance élevée permet d'avoir un comportement proche de celui obtenu lors d'un fonctionnement à vide lorsqu'il débite sur notre moteur asynchrone de charge nominale 5,5 kW. Les distorsions pouvant apparaître sur la forme d'onde en charge sont alors réduites (cf. Figure II-2).

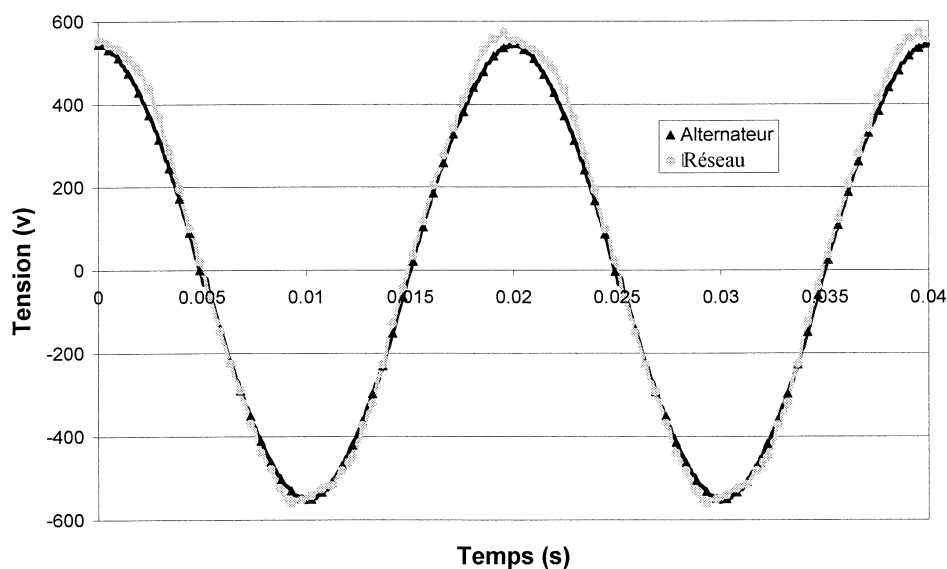


Figure II-2 Comparaison des formes d'ondes des tensions issues de l'alternateur et du réseau

Toujours dans notre souci de précision des mesures, nous avons utilisé du matériel haut de gamme dont les erreurs sont connues et suffisamment faibles pour que nous puissions en faire abstraction lors de notre étude. Les mesures des grandeurs électriques sont effectuées avec un wattmètre triphasé (Norma D6100) sur lequel nous allons également récupérer les informations de couple et de vitesse. Ce dernier est piloté par un ordinateur qui permet un traitement rapide des données. Un pupitre de contrôle donne accès à l'excitation de l'alternateur, permettant le réglage de la tension de sortie, ainsi qu'à la vitesse de rotation de la machine à courant continu qui l'entraîne, fixant ainsi la fréquence de l'alimentation.

II. 1.2. Validation du banc d'essais LEG

Afin d'être certain de la cohérence des valeurs fournies par notre instrumentation, nous avons choisi d'effectuer un bilan de puissance sur un moteur test, pris arbitrairement dans le parc des machines de Leroy-Somer. Nous avons confronté nos résultats à ceux obtenus par deux autres bancs d'essais, l'un chez le fabricant Leroy-Somer et l'autre au Laboratoire d'Etudes Thermiques de Poitiers. Nous avons tout d'abord évalué les éventuelles sources d'écarts en fonction des conditions de mesures et des appareils utilisés. Nous avons effectué ensuite deux comparaisons majeures : l'une concerne les résultats à vide et permet de déterminer les pertes mécaniques et les pertes fer, l'autre s'intéresse aux essais en charge et fait notamment apparaître un terme de pertes supplémentaires. Afin d'éviter d'éventuelles erreurs, la reproductibilité des essais a été vérifiée. De plus, afin de s'affranchir d'une éventuelle variation des caractéristiques mécaniques ou/et magnétiques de la machine, cette dernière a été retestée après l'inter-comparaison chez LS et au LEG.

II. 1.2.1. Environnement des mesures sur les différents bancs

Il est important, lors de toute comparaison, de connaître les éventuelles sources d'écart dues à des conditions de tests différentes. En ce qui concerne les essais visant à valider les bancs de mesures, plusieurs points diffèrent tant sur l'instrumentation des bancs que sur les conditions des tests. Nous recensons dans le Tableau II.1 suivant la composition instrumentale et les différentes parties constitutives des trois bancs.

	Banc Leroy Somer N°10	Banc LEG	Banc LET
Charge	Machine à courant continu débitant sur le réseau via un onduleur	Machine à courant continu 10kW 3600 tr/min sous 400V débitant sur une résistance	Machine à courant continu 8,5 kW 4500 tr/min sous 400V débitant sur une résistance
Accouplement	Par cardan et simple emmanchement sur l'arbre claveté	A zéro de jeu radial, nécessite un alignement parfait de l'axe, limite l'amplification des à-coups de couple	A zéro de jeu radial, nécessite un alignement parfait de l'axe, limite l'amplification des à-coups de couple

	Banc Leroy Somer N°10	Banc LEG	Banc LET
Couplemètre	Marque Vibrometer, 20 Nm nominale, précision supérieure à 0.2% de la pleine échelle	Marque SCAIME, 20 Nm nominale, précision supérieure à 0.2% de la pleine échelle	Marque SCAIME, 50 Nm nominale, précision supérieure à 0.2% de la pleine échelle
Mesure Ohmique	Par micro-Ohmètre AOIP....	Injection d'un courant de 18,8 mA et mesure de tension via un millivoltmètre de précision	Solartron
Wattmètre	Norma D6000, mesure triphasée	Norma D6100, mesure triphasée	Norma D6200, mesure triphasée
Alimentation	Régulateur à induction, formes d'ondes similaires à celles du réseau EDF	Alternateur triphasé 100 kVA à faibles taux d'harmoniques	Alternateur triphasé à faibles taux d'harmoniques
Automatisation du banc	Oui, le programme suivi est représenté à annexe C	Non, tout se fait en manuel (réglage des dérives de fréquence, de tension, de charge)	Non, tout se fait en manuel (réglage des dérives de fréquence, de tension, de charge)
Température extérieure	Fluctuante, mesurée pour chaque essai	Fixée par une climatisation à $22 \pm 1^\circ\text{C}$	Peu fluctuante

Tableau II.1. Récapitulatif des différents environnements des bancs d'essais

II. 1.2.2. Tests à vide

Les « Essai LEG N°1 » sont des essais effectués au LEG lors du premier passage de la machine, les « Essai LEG N°2 » sont les résultats des tests obtenus deux ans plus tard, lors du deuxième passage de la machine sur le banc du LEG. Nous ne présenterons les résultats obtenus par LET que pour la partie « tests en charge », partie dans laquelle les pertes fer et mécaniques seront supposées être identiques aux valeurs moyennes que nous présentons ci-dessous, car nous disposons pas à ce jour de tous les récapitulatifs nécessaires.

Les résultats des essais (valeurs moyennes, écarts) sont présentés dans les tableaux II-2 et II-3. La Figure II-3 donne un aperçu des écarts que nous avons obtenus lors de tests à vide sur les différents bancs. Nous les présentons en pourcentage par rapport à leurs valeurs moyennes.

	Puissance absorbée (W)	Pertes Joule stator (W)	Pertes mécaniques (W)	Pertes fer (W)	Résistance de deux enroulements série (Ohm)	Température du bobinage (°C)
Valeur moyenne sur neuf essais	367	53	83	232	17.2	38.4

Tableau II.2. Valeurs moyennes du bilan de pertes à vide effectuées sur neuf essais avec les différents bancs

	Puissance absorbée	Pertes Joule stator	Pertes mécaniques	Pertes fer
Essai LEG N°1 – a	0.9 %	0.9 %	2.5 %	0.3 %
Essai LEG N°1 – b	-1.6 %	-1.0 %	-3.6 %	-1.0 %
Essai LEG N°1 – c	-1.3 %	-1.0 %	-3.6 %	-0.6 %
Essai LEG N°1 – d	-1.8 %	-1.0 %	-1.1 %	-2.3 %
Essai LS – a	-0.5 %	0.9 %	2.5 %	-1.9 %
Essai LS – b	-1.8 %	-1.0 %	1.3 %	-3.2 %
Essai LS – c	0.1 %	0.9 %	1.3 %	-0.6 %
Essai LEG N°2 – a	0.4 %	2.8 %	0.1 %	-0.1 %
Essai LEG N°2 – b	-1.0 %	-1.0 %	-1.1 %	-1.0 %

Tableau II.3. Ecart des différents essais effectués par rapport aux valeurs moyennes précédentes

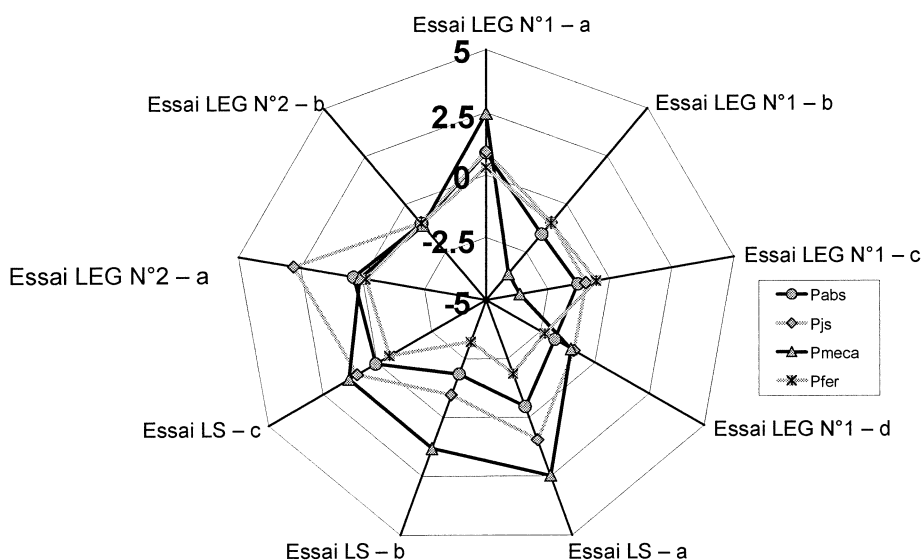


Figure II-3 Représentation des écarts en % des diverses pertes mesurées à vide par rapport à leurs valeurs moyennes

Les différences entre ces tests rendent compte d'écarts à vide inférieurs à 5%, ce qui nous paraît acceptable pour effectuer des inter-comparaisons étant donné les variations susceptibles d'intervenir d'un essai à un autre sur un même banc. D'autre part, la concordance entre les essais effectués en 2001 et ceux de 2003 effectués au LEG assurent que la machine n'a subi aucune dégradation de ses caractéristiques magnétiques et mécaniques pendant la durée des échanges.

II. 1.2.3. Tests en charge

Les résultats que nous allons présenter utilisent les valeurs de pertes fer et mécaniques du paragraphe précédent en les supposant invariantes avec la charge et la température. Cette dernière remarque prendra toute son importance lorsque nous comparerons les pertes à vide obtenues avec et sans ventilateur et qui soulignera la dépendance thermique des pertes

magnétiques. Dans le Tableau II.4, nous retrouvons les valeurs moyennes des différents essais effectués en charge :

	Puissance absorbée (W)	Puissance utile (W)	Pertes Joule stator (W)	Pertes Joule rotor (W)	Pertes supplémentaires (W)	Vitesse (tr/min)	Couple (N.m)
Valeur moyenne sur neuf essais	6378	5498	325	193	43	2900	18.1

Tableau II.4. Valeur moyenne du bilan de pertes en charge effectuées neuf essais

	Puissance absorbée	Puissance utile	Pertes Joule stator	Pertes Joule rotor
Essai LEG N°1 – a	0.1	0.1	2.3	-1.2
Essai LEG N°1 – b	-0.4	-0.1	1.8	-1.6
Essai LEG N°1 – c	0.0	-0.1	1.2	4.9
Essai LEG N°1 – d	0.7	0.3	3.3	3.0
Essai LET	-1.2	-1.4	-5.2	-0.5
Essai LS – a	-0.1	0.1	-4.2	-0.5
Essai LS – b	-0.2	0.2	-1.9	2.5
Essai LEG N°2 – a	-0.5	0.0	-1.2	-6.6
Essai LEG N°2 – b	0.0	0.1	-2.2	-4.3

Tableau II.5. Ecart des différents essais effectués par rapport aux valeurs moyennes précédentes

La valeur moyenne de la température du bobinage statorique, calculée à partir de la résistance des enroulements, était d'environ 60°C. Nous avons représenté, Tableau II.5 et Figure II-4, les écarts en pourcent des puissances absorbées et utiles ainsi que les pertes Joule des conducteurs statoriques et rotoriques. Exceptées ces dernières, les bilans de puissance effectués en charge sur les différents bancs sont cohérents puisqu'ils diffèrent de moins de 1% (60 W) pour les puissances absorbées et utiles et sont en dessous de 5% (16W) pour les pertes Joule stator.

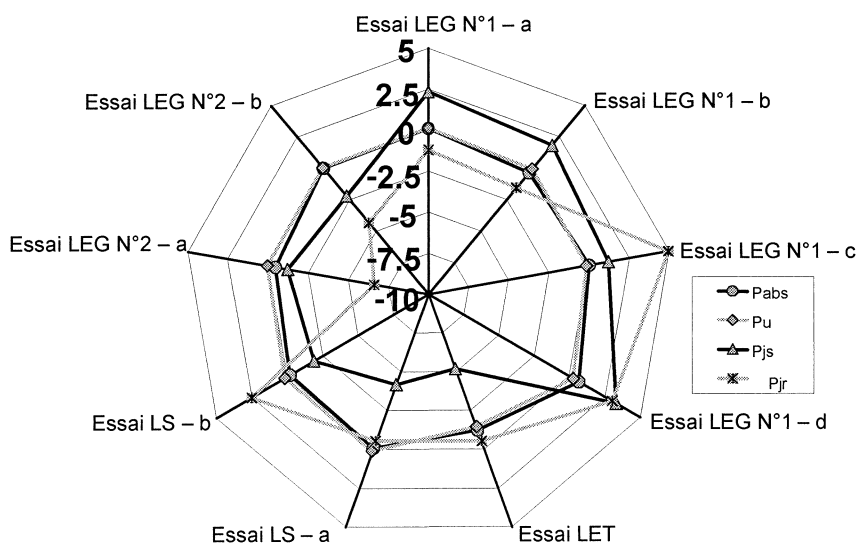


Figure II-4 Représentation des écarts en % des diverses pertes mesurées en charge par rapport à leurs valeurs moyennes

Les différences pouvant atteindre plus de 10% sur les pertes Joule rotor s'expliquent en regardant la vitesse de rotation (Figure II-5). Effectivement, un écart de 0.4 % seulement sur la vitesse (par exemple lors passage de 2900 tr/min à 2888 tr/min) implique ici une variation de plus de 10 % sur le glissement ($N = 2900$ tr/min équivaut à un glissement de 0.033 alors que 2888 tr/min équivaut à un glissement de 0.037, soit un écart d'environ 11 % !), imprécision qui se répercute directement sur le calcul des pertes Joule rotor via la formule :

$$P_{jr} = g*(P_{abs}-P_{js}-P_{fer}) \tag{II-1}$$

Les pertes supplémentaires sont quant à elles calculées par différence :

$$P_{sup} = P_{abs} - (P_{js} + P_{jr} + P_{fer} + P_{mec} + P_w) \tag{II-2}$$

De forts écarts (en pourcentage) sont de ce fait attendus. Mais dans ce cas précis, étant données les faibles différences de puissances entre les divers essais, nous ne présenterons pas les variations qui n'ont pas de réelle signification en ce qui nous concerne, une différence de 25 W sur ces pertes représentant un écart de plus de 150 % !!!

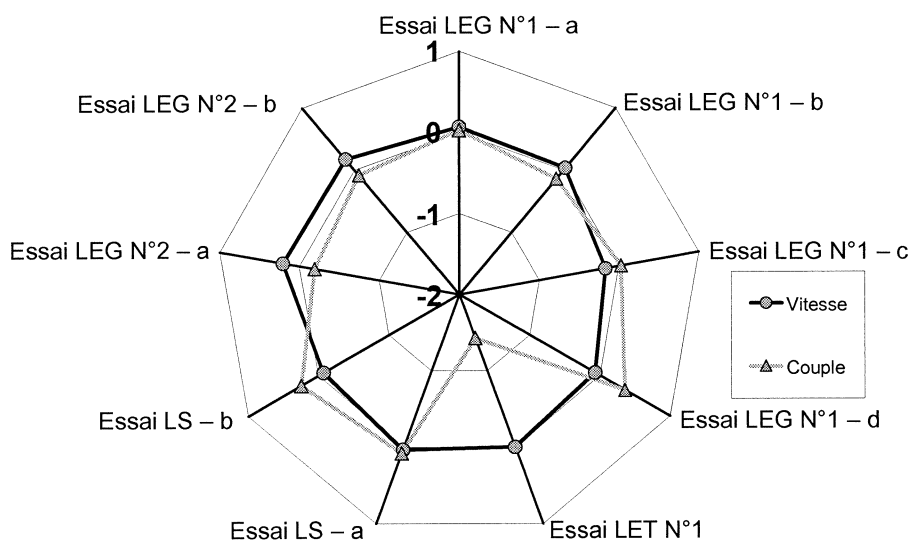


Figure II-5 Ecart (en %) entre les vitesses et couples mesurés par rapport à leurs valeurs moyennes

II. 1.2.4. Conclusion

L'aspect validation des bancs que nous avons trouvé utile d'effectuer a été un travail de longue haleine puisqu'il s'est étalé sur plus de deux années. Il a permis de faire le point sur des problèmes de dérive thermique des appareils de mesures, d'étalonnage des couplemètres et nous a familiarisé avec le protocole de mesures destiné à effectuer un bilan de puissance précis.

Nous avons également pu apprécier la nécessité d'effectuer plusieurs essais afin de tester la reproductibilité. Cela a mis en avant l'importance de la stabilité thermique de la machine, ce qui nous a conduit, lors de la deuxième série d'essais, à équiper le moteur test d'un thermocouple placé à l'intérieur des chignons de têtes de bobines (Figure II-6).

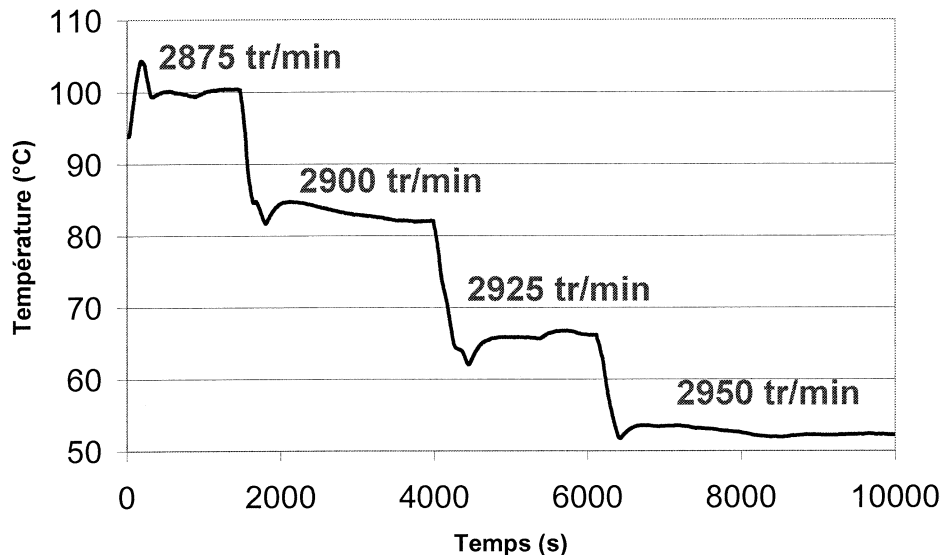


Figure II-6 Variation de température du bobinage lors d'un essai à vitesse stabilisée

Les faibles écarts obtenus entre les différents bancs nous permettent d'envisager la suite des travaux avec confiance. Les résultats obtenus montrent effectivement que les écarts entre deux essais sur un même banc et deux essais sur deux bancs différents sont sensiblement les mêmes.

II. 2. Instrumentation du moteur

L'instrumentation réussie d'un système complexe, comme c'est le cas ici, requiert une connaissance approfondie du mode de fabrication (cf. chapitre précédent) afin d'établir précisément l'emplacement idéal des sondes et le moment le plus opportun pour les mettre en place. Il n'a pas été trivial d'intégrer une instrumentation complète dans cet environnement car il nous fallait placer les sondes à différentes étapes du process. Cette instrumentation a été réalisée chez Leroy-Somer, à l'usine de Gond-Pontouvre, et en collaboration avec le LET. Nous avons obtenu trois machines identiques, plus ou moins instrumentées magnétiquement et thermiquement, dont une a été principalement utilisée au LET afin notamment de recalibrer leur modèle thermique.

II. 2.1. Instrumentation thermique

L'instrumentation thermique réalisée ici est très lourde. Elle a été menée dans sa quasi intégralité, par rapport au cahier des charges initiales, sur deux machines. Elle permet de disposer de nombreuses informations au stator et au rotor. Dans notre étude, nous nous limiterons au suivi de l'état de quelques points particuliers de la machine afin de les corrélérer à leurs états magnétiques et de contrôler la stabilité thermique de notre moteur au cours des différents essais. Les nombreuses informations susceptibles d'être récupérées seront par contre essentielles au Laboratoire d'Etudes Thermiques de Poitiers (LET). L'exploitation de leurs résultats va permettre non seulement de recalibrer le modèle thermique actuellement en fin de développement mais également de mieux comprendre, afin de mieux modéliser, certaines parties du problème qui mêlent avec une grande complexité des effets de convection, conduction et rayonnement impliquant la machine dans son intégralité :

- au rotor, la conductivité radiale du paquet de tôles est connue mais il est difficile d'évaluer celle se trouvant dans la direction axiale. La cage d'aluminium pose moins de problème,
- le stator est constitué du même empilement de tôles mais celles-ci ne subissent pas le même procédé d'assemblage, la conductivité axiale pourra donc être modifiée. L'isolation des encoches par des feuilles de papier milar constitue une véritable barrière thermique. De plus, les conducteurs de cuivre sont émaillés et l'imprégnation rajoute un effet isolant en insérant une résine dans les interstices. Cela conduit à une modélisation délicate de la conductivité radiale au niveau du bobinage,
- l'arbre en acier (XC-38) ainsi que les flasques et le carter, tous en éléments massifs, ne comportent pas de difficulté majeure. Il est nettement plus délicat d'étudier les roulements dont le transfert de chaleur entre la bague intérieure et extérieure dépend de la position angulaire et de la vitesse de rotation,
- les effets de contacts, présents dans chaque partie et dépendants des imperfections de surfaces et de la pression apparente ne peuvent être déterminés que de façon empirique,
- les transferts convectifs vont mettre en jeu l'air extérieur, les zones d'air internes de chaque extrémité et celui situé dans l'entrefer dans des processus extrêmement complexes,
- le rayonnement doit également pouvoir être pris en considération tant dans l'entrefer, dans les zones latérales internes que vers l'extérieur.

Une instrumentation adéquate va permettre d'étudier l'aspect transitoire des différents régimes ainsi que les conditions de dissipation lors du fonctionnement de la machine. La finalité de l'étude thermique autorisera une visualisation en temps réel des échauffements de la machine.

Elle a pour objectif de remonter, par méthode inverse, aux pertes globales du système [BRO-00]. De ce fait, la collaboration entre LEG et LET devrait permettre de déterminer avec précision les lieux et valeurs des principales pertes fer du système. C'est pour cette raison que les machines destinées aux tests ont été conçues à partir des mêmes matières premières et selon un processus similaire. Ainsi les découpes et autres usinages seront réalisés de façon à obtenir des machines identiquement perturbées. Ceci permettra, dans le cadre de cette thèse et de celle de J-F. Trigeol (CIFRE Leroy-Somer au LET), de vérifier et de valider séparément les deux approches de modélisation magnétique et thermique. Il sera alors possible de confronter ces méthodes et de les coupler afin d'accéder à l'échauffement de la machine connaissant ses pertes et réciproquement.

II. 2.1.1. Rappel du fonctionnement des thermistances

Une thermistance est constituée d'un agglomérat d'oxydes métalliques semi-conducteurs frittés, c'est-à-dire rendus compacts par haute pression exercée à température élevée, de l'ordre de 150 bars et 1000 °C. Lorsque ce cristal est chauffé, les atomes qui le constituent vibrent autour de leurs positions d'équilibre avec une intensité qui augmente avec la température. Comme pour tous les conducteurs, cela a pour effet d'entraver le mouvement des électrons libres, donc d'augmenter la résistance. Cependant, à la différence des métaux, l'échauffement d'un semi-conducteur libère un nombre toujours plus grand d'électrons. Cette augmentation du nombre de porteurs de charges facilite la conduction. La diminution de résistance qui en résulte compense largement l'effet de l'agitation des atomes. Ainsi, pour une résistance de type CTN (Coefficient de Température Négatif), on obtient finalement une diminution exponentielle. La résistance électrique d'une thermistance est de ce fait très sensible à l'action de la température. La loi de variation est de la forme :

$$R = a * e^{b/T} \tag{II-3}$$

où a et b sont deux paramètres de la thermistance. La constante « b » est une température caractéristique du semi-conducteur, elle dépend de la nature et de la pureté des cristaux utilisés. La constante « a » possède les unités d'une résistance, sa valeur dépend non seulement de la nature des cristaux mais aussi de la forme et des dimensions données à la thermistance par le fabricant.

Selon le signe du coefficient de température α on parle de résistance CTN (Coefficient de Température Négatif) :

$$\alpha = \frac{1}{R} \cdot \frac{dR}{dT} < 0 \tag{II-4}$$

ou de résistance CTP (Coefficient de Température Positif) :

$$\alpha = \frac{1}{R} \cdot \frac{dR}{dT} > 0 \quad (II-5)$$

Lorsque le coefficient de température α est négatif, il dépend "fortement" de la température :

$$\alpha = \frac{1}{R} \cdot \frac{dR}{dT} = -\frac{B}{T^2} < 0 \quad (II-6)$$

Nous comparons sur la Figure II-7 les variations de résistivité d'un fil de platine et d'une thermistance. Pour un même écart de température, la variation de tension aux bornes d'une thermistance alimentée à courant constant est très supérieure à celle d'une sonde métallique classique. La mesure est donc plus sensible.

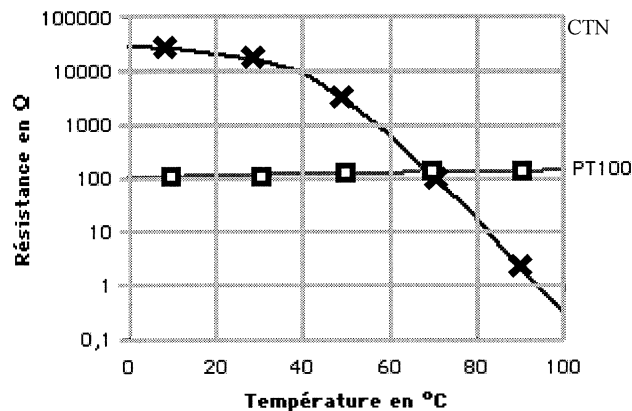


Figure II-7 Comparaison de la variation de résistance en fonction de la température pour une thermistance de type CTN (X) et une sonde platine Pt100 (□) (d'après <http://perso.club-internet.fr/gatt/BTSCIRA/cours/MITA.htm>)

Le second avantage des thermistances est leur faible dimension. Elles sont souvent fabriquées sous forme de petits cylindres ce qui permet de les insérer facilement (Figure II-8). L'emploi des thermistances a donc des avantages de sensibilité et de faible encombrement. Leur principal inconvénient est que leur loi de variation de résistance en fonction de la température n'est pas linéaire.

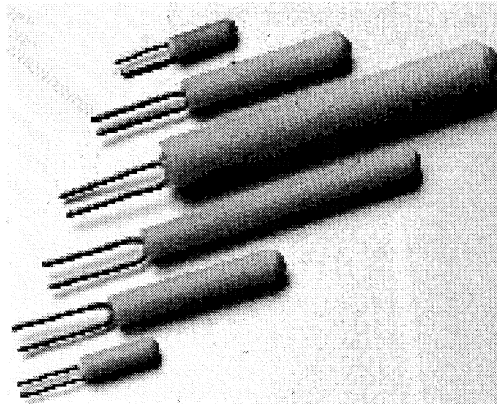


Figure II-8 Partie active d'une thermistance (même source que précédemment)

La recherche d'une bonne sensibilité de mesure conduit à faire traverser la résistance thermométrique par un courant relativement important. Celui-ci risque alors de provoquer par effet Joule un échauffement du capteur qui peut cesser d'être négligeable et qui en tous cas doit pouvoir être estimé et minimisé. C'est pourquoi les courants de mesure sont généralement de l'ordre de quelques mA. Nous utiliserons lors de nos essais un courant de 5 mA.

II. 2.1.2. Instrumentation au stator

C'est l'étape la plus délicate. Elle nécessite un usinage des tôles très précis et le plus petit possible afin de ne pas perturber le magnétisme de la machine. Les thermistances, étalonnées préalablement au LET, sont de très faibles dimensions : 0.5 mm de diamètre sur 4 mm de long. Lors d'un premier essai au LET, l'usinage a été effectué par perçage de 0.6 mm tôle après tôle. La fatigue prématurée des forêts et la difficulté de réaliser des trous pour le passage de la sonde à des positions strictement identiques dans les différentes tôles ont rendu ce travail fastidieux. Il a fallu reprendre tous les trous après assemblage afin d'obtenir un alésage régulier. De plus, l'assemblage des tôles avait été effectué sans précontrainte et la concentricité du paquet final n'était pas respectée ce qui éloignait d'autant notre moteur instrumenté d'un moteur ayant suivi le processus classique. Ce premier échec nous a donc conduit à usiner les tôles stator assujetties à l'instrumentation (sept à neuf tôles selon leur emplacement aux extrémités ou au centre de la machine) par électroérosion après que celles-ci aient été centrées via un mandrin expansif, précontraintes sous six tonnes et soudées selon le mode de fabrication usuel. Un stator de notre machine étant constitué de plus de 200 tôles, le stator instrumenté sera donc formé au final de l'alternance suivante :

*1 paquet instrumenté (7 tôles) – 1 paquet standard (90 tôles) - 1 paquet instrumenté (9 tôles) –
1 paquet standard (90 tôles) - 1 paquet instrumenté (7 tôles)*

Par la suite, ces paquets de tôles, tous soudés sous pression indépendamment les uns des autres, ont été assemblés manuellement. Les nombreux fils des sondes ont ensuite dû être protégés à chaque étape de la construction. Dans cette optique de précaution, l'imprégnation ne s'est pas faite sous vide mais par trempage, ce qui donne des performances de tenue en température moindres mais ne nuit en rien au fonctionnement de la machine dans les conditions de notre étude.

La Figure II-9 montre l'usinage effectué sur chaque paquet de tôle :

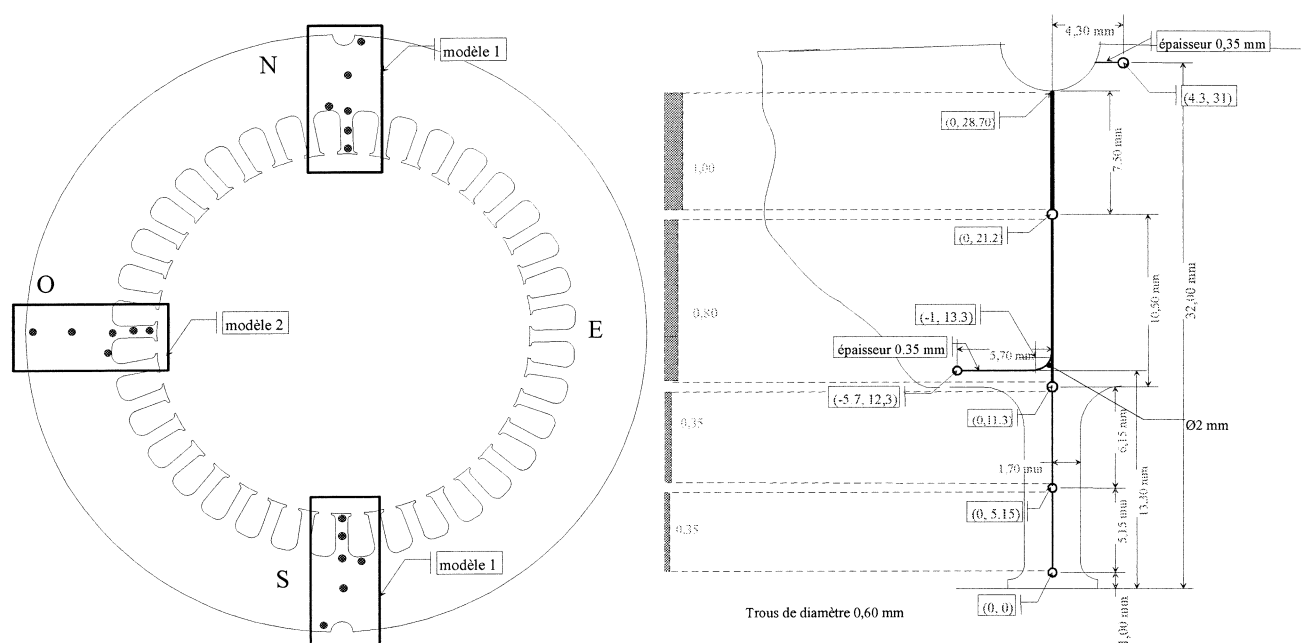


Figure II-9 Usinage pour l'instrumentation des tôles. A gauche : placement des sondes. A droite : découpage par électroérosion de la tôle par laquelle sortent les fils.

II. 2.1.3. Instrumentation au rotor

Les rotors qui ont été préparés pour l'instrumentation sont les suivants (voir l'annexe A) :

- 1 rotor à encoches droites et ouvertes pour le LEG (Figure II-10),
- 1 rotor à encoches inclinées et ouvertes pour le LET.

Pour ces deux masses, le même arbre a été utilisé (voir l'annexe A, paragraphe a.2). Ce dernier a la particularité notable d'être creux sur toute la longueur afin de récupérer les fils de détection de flux et ceux des thermistances. Les deux rotors emmanchés à l'usine de Gond-Pontouvre ont ensuite été transférés au LEG pour être percés par électroérosion diamétralement et de façon à déboucher dans l'alésage de l'arbre. Ces trous de 0.6 mm de diamètre ont été réalisés en

diverses abscisses (axe x) et profondeurs (plan (y,z)) de façon à placer des thermistances tant dans le fer que dans l'aluminium.

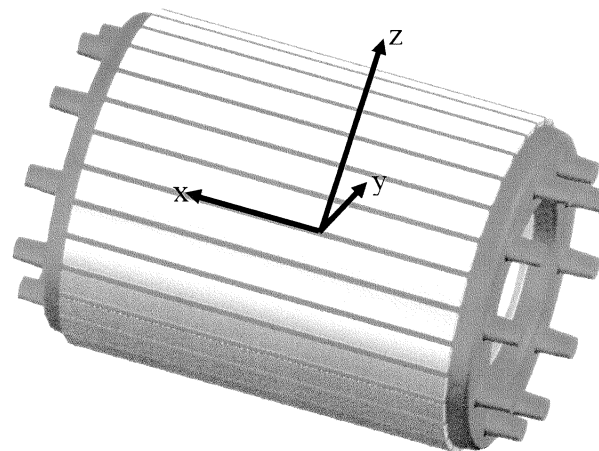
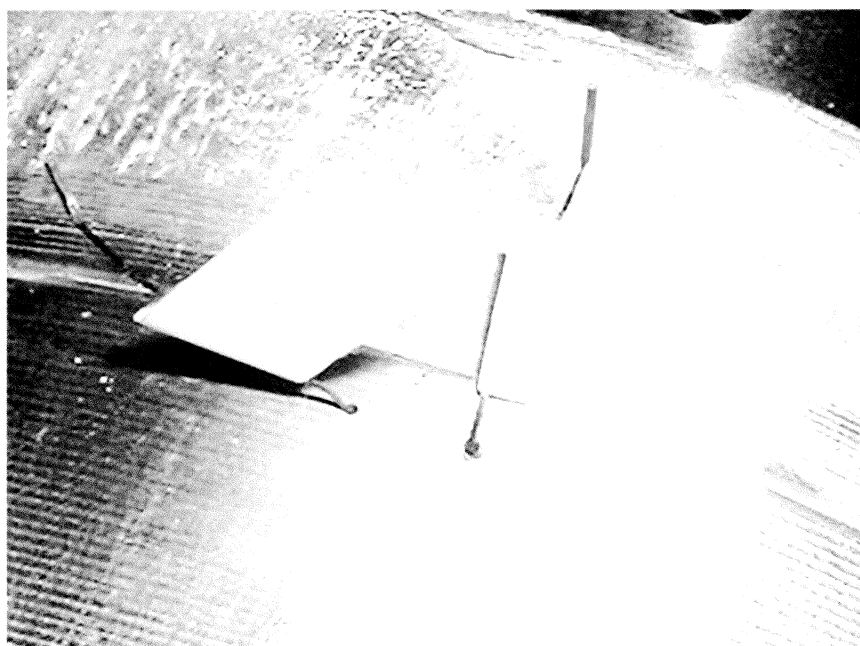


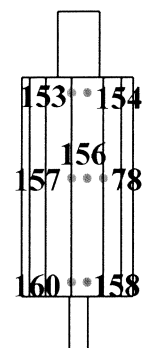
Figure II-10 Masse rotorique à usiner

Ainsi nous obtenons (Figure II-11) :

- trois thermistances au centre du rotor : deux dans l'aluminium, l'une sous 10 mm (N°78) et l'autre sous 32 mm (N°157) et une dans une dent à 10 mm (N°156),
- deux thermistances à chaque extrémité du rotor. Côté ventilateur, une dans l'aluminium sous 10 mm (N°160) et l'autre dans l'encoche à la même profondeur (N°158) et du côté opposé, une dans l'aluminium sous 10 mm (N°153) et une dans l'encoche sous 19 mm (N°154).



Sondes
Thermiques



Ventilateur

Figure II-11 Insertion des thermistances au rotor (trous de diamètre 0.6 mm)

II. 2.2. Instrumentation magnétique

Le but des sondes magnétiques que nous allons placer dans la machine est de mesurer des flux locaux en différents endroits du rotor et du stator. Pour ce faire, il suffit d'entourer les lieux qui nous intéressent (dents, pôles, culasse) à l'aide d'un matériau conducteur (fils de cuivre). Nous obtenons alors une tension résultante aux bornes du fil qui est proportionnelle aux variations de flux et au nombre de spires effectuées autour du lieu considéré :

$$e = -n * \frac{d\phi}{dt} \quad (II-7)$$

Cette méthode a été quelque peu modifiée en montrant qu'il était possible d'obtenir les mêmes résultats avec deux conducteurs parallèles, torsadés à leurs extrémités et court-circuités à l'extérieur de la machine (cf. paragraphe suivant). Nous avons ainsi la possibilité d'effectuer des mesures plus nombreuses car le fait de placer n conducteurs torsadés entre eux en différents endroits du moteur nous donne accès à $(n-1)!$ mesures différentes. L'inconvénient qui pourrait alors apparaître viendrait de l'amplitude du signal à mesurer car dans ce cas une seule spire est formée. En supposant des variations sinusoïdales de l'induction à 50 Hz et en admettant que dans le cas d'une alimentation à vide sous basse tension (200 V) nous n'obtenions qu'un champ de 0.9 Tesla dans les dents (valeur approximative obtenue en simulation dans ce cas particulier), le signal de sortie serait de :

$$e = 4.44 * B * S * f = 92 \text{ mV} \quad (II-8)$$

Ce qui reste tout à fait suffisant pour une mesure sur oscilloscope et ne pose pas de problème de bruit si l'on utilise un câblage de type coaxial.

Bien entendu, le fait de placer un conducteur de longueur « l » dans un champ magnétique « B » se propageant à la vitesse « V » va également engendrer l'apparition d'une tension « e » à ses bornes telle que :

$$e = (\vec{V} \wedge \vec{B}) \cdot \vec{l} \quad (II-9)$$

Nous pourrions donc avoir accès à l'induction sur une région linéique par simple mesure de la tension « e » résultante. Néanmoins, cette information ne serait pas exploitable car les tensions induites au niveau des extrémités (dues aux inductions de fuites de notre machine) ne nous

permettraient pas de connaître avec précision le champ présent dans la partie active (longueur de l'entrefer) du moteur.

La finalité de ces mesures est de permettre de confirmer ou d'infirmes les résultats obtenus par simulations numériques via le logiciel Flux2D. Nous tenterons alors de retrouver le même état magnétique dans la machine simulée que celui que nous avons lors des mesures. Nous pourrons alors confronter les pertes fer mesurées et celles calculées avec le modèle LS développé au LEG et dont nous reparlerons au chapitre IV.

II. 2.2.1. Tests préliminaires à l'instrumentation

Des conducteurs ont été disposés autour d'une dent du stator d'un moteur que nous avons à notre disposition. Il s'agissait d'un ancien modèle Leroy Somer de type LS132 5.5kW 2 pôles, EFF3 avec rotor standard incliné sans ventilateur. Les fils ont été placés comme suit :

- un conducteur fait un tour autour de la dent (1 spire notée "spire int."),
- deux conducteurs longent la même dent de part et d'autre et débouchent à chaque extrémité. Ils sont à ces endroits torsadés entre eux. On les notera "fil droit 1" et "fil droit 2" ou encore "spire ext." lorsque nous les connecterons en série.

Les résultats obtenus sont donnés Figure II-12 et II-13.

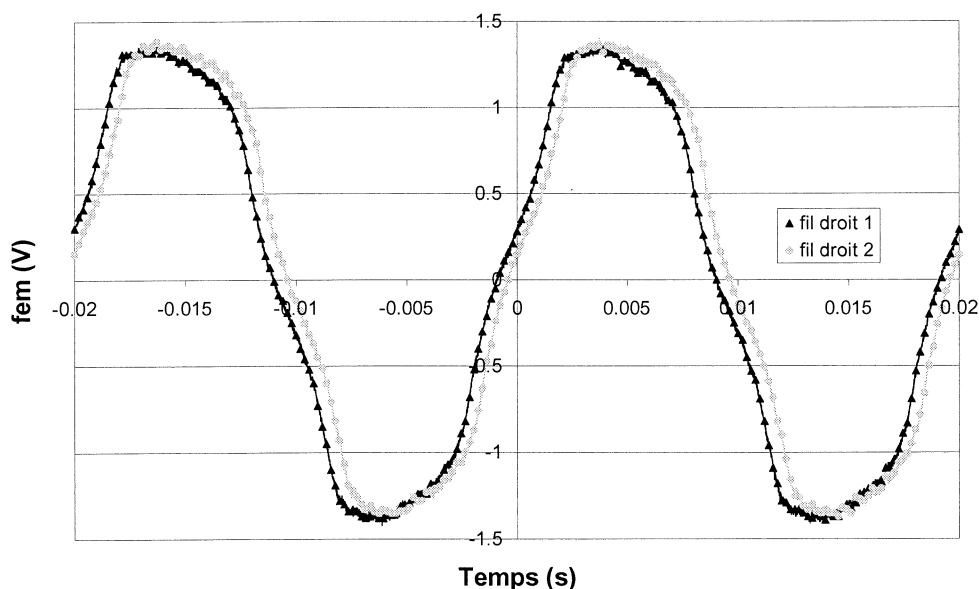


Figure II-12 Comparaison des fem aux bornes des fils droits

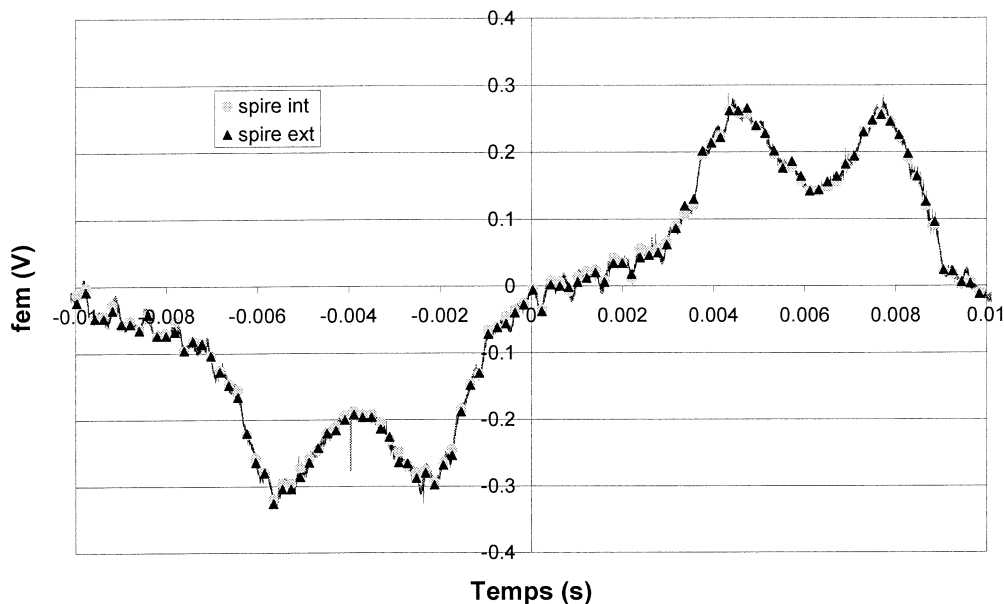


Figure II-13 Comparaison des spires int. et ext.

Nous vérifions par la même occasion que la valeur de la fem aux bornes du conducteur formant une spire se retrouve bien en effectuant une soustraction des fem des fils droits (fil droit 1 - fil droit 2).

Pour terminer la validation de ce mode d'instrumentation, nous avons regardé le flux sous une phase, soit six dents entourées, afin de souligner l'éventuelle influence des flux de fuites lors d'un bouclage extérieur des fils. Nous avons réitéré la même implantation de sondes que précédemment et sur le même moteur en entourant six dents. La Figure II-14 montre les tensions induites aux bornes des deux spires.

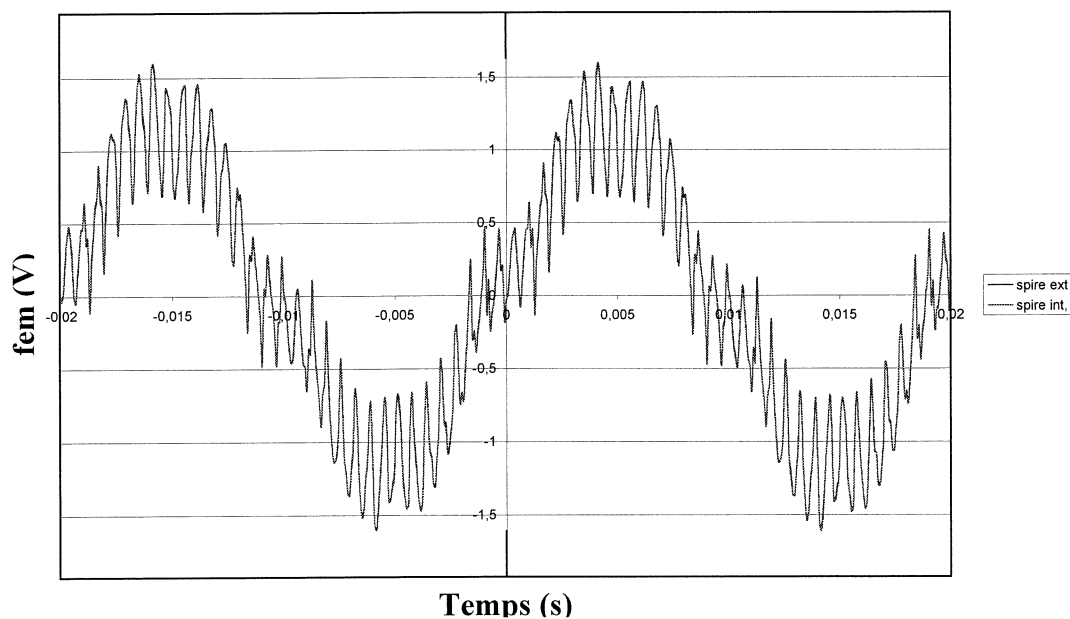


Figure II-14 Comparaison des spires int. et ext.

Le test révèle une différence de moins de 1% entre les valeurs obtenues avec la spire intérieure et celles de la spire extérieure (constituée des deux fils droits en série), d'où la superposition des deux signaux. L'instrumentation effectuée valide donc bien les avantages présagés.

II. 2.2.2. Instrumentation au stator

Lors de la fabrication de la machine, nous avons choisi d'implanter de nombreux conducteurs afin de multiplier les possibilités de comparaison. Nous retrouvons aussi des sondes qui permettront d'obtenir des résultats autour de différentes dents, tant au niveau de leurs bases (conducteurs 0 et 1) que de leurs extrémités (sondes 2 et 3). Nous pourrions également comparer les flux dans la culasse (sonde 0 et 19 ou 1 et 19) ou encore dans l'entrefer sur un référentiel fixe par rapport au stator (sondes 21 et 22). De plus, de nombreuses sondes sont présentées de manière redondante (extrémités des dents) et permettent de vérifier éventuellement l'influence de l'anisotropie due au laminage des tôles. La Figure II-15 représente l'emplacement des sondes conductrices que nous avons placées à différents stades de l'élaboration de la machine.

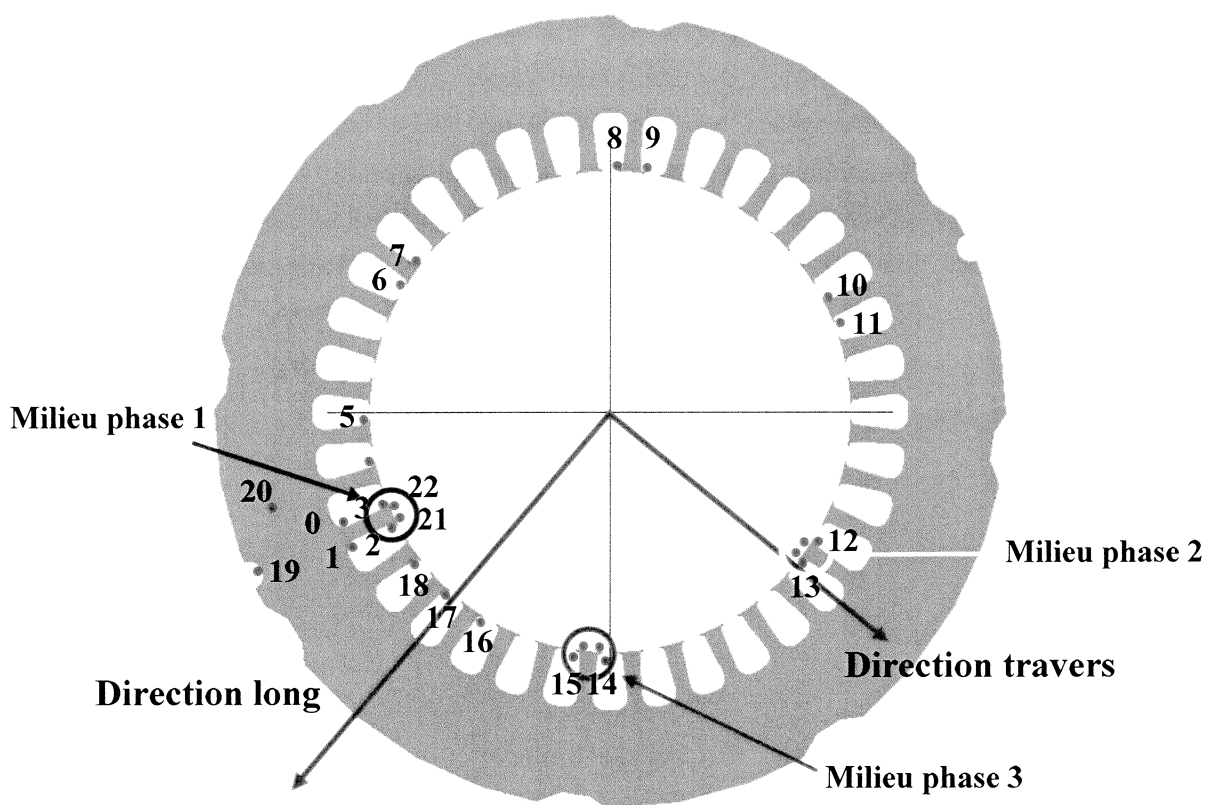


Figure II-15 Implantation des sondes conductrices au stator

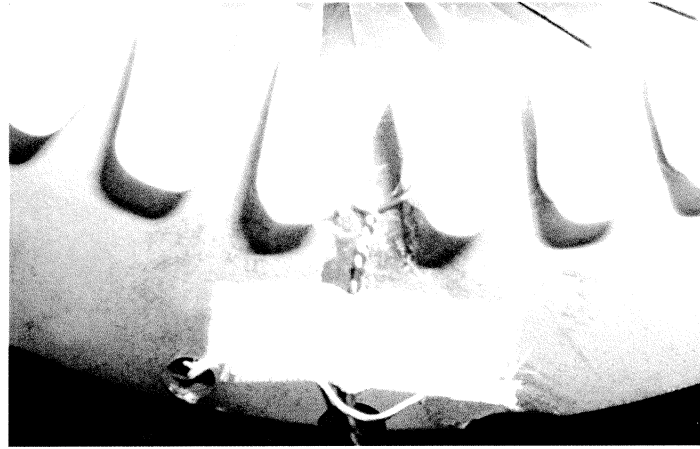


Figure II-16 Emplacement des conducteurs de fond d'encoches

La Figure II-16 montre les bobines de détection situées en fond d'encoches. Une fois le bobinage effectué, il est possible de placer les conducteurs (0.4 mm de diamètre) dans le creux de la dent côté entrefer en ôtant les cales de dessus d'encoche. Leur simple remise en place, une fois la sonde insérée, assure son maintien sans avoir à recourir à un moyen de fixation spécifique (Figure II-17). Par la suite, l'imprégnation solidifiera le tout de sorte que l'emplacement des fils sera bien déterminé.

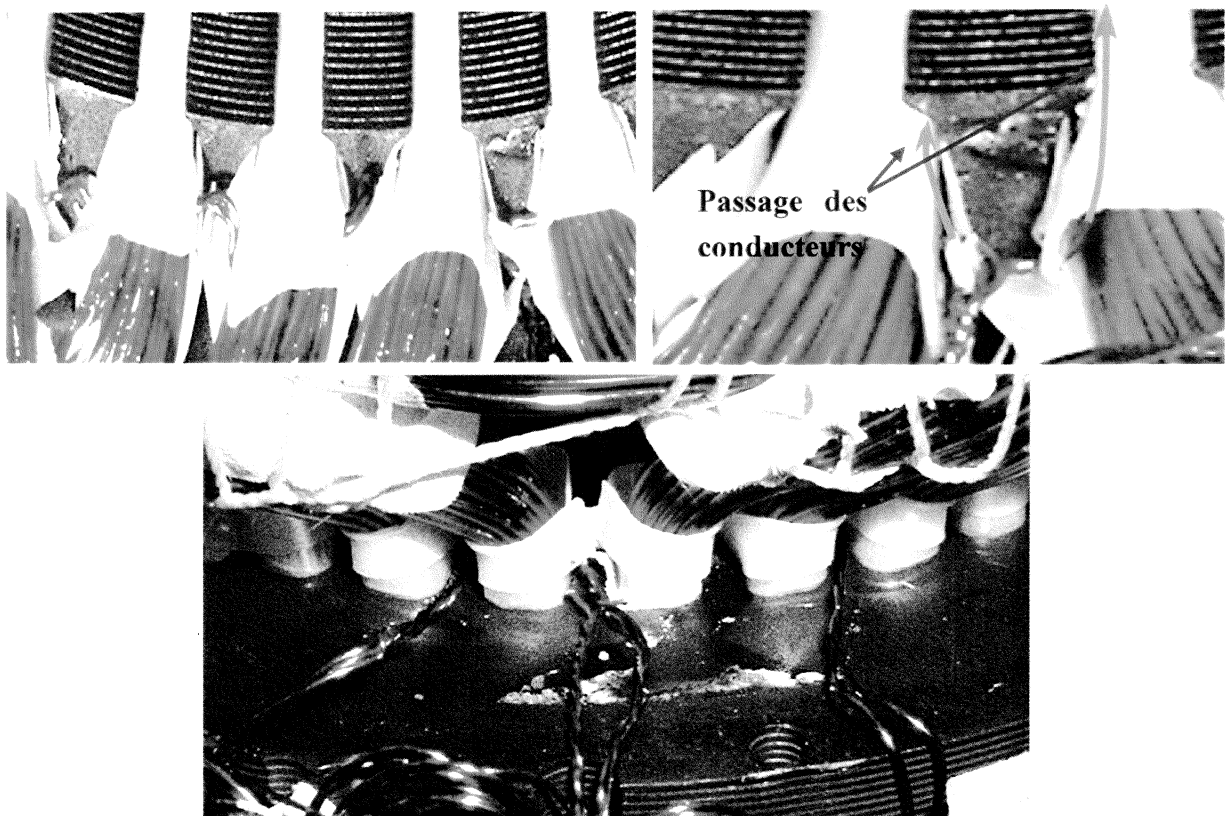


Figure II-17 Conducteurs placés dans le creux des dents, résultat après avoir remplacé les cales

II. 2.2.3. Instrumentation au rotor

Une instrumentation magnétique au rotor est possible grâce à la présence de l'arbre creux par lequel les fils des sondes vont pouvoir passer et atteindre le collecteur tournant. Malheureusement, le process de fabrication n'autorise pas l'accès à des mesures de flux à l'intérieur même de la masse rotorique. Seule la périphérie de la partie tournante va donc être instrumentée. Deux spires placées aux extrémités de deux dents du rotor vont nous renseigner sur le flux passant dans l'entrefer pour le référentiel tournant lié au rotor (Figure II-18). Nous sommes cette fois-ci obligés de bobiner des spires complètes car il n'est possible de sortir que par le côté ventilateur, l'autre extrémité de l'arbre devant rester libre pour permettre l'accouplement avec la machine servant de charge.

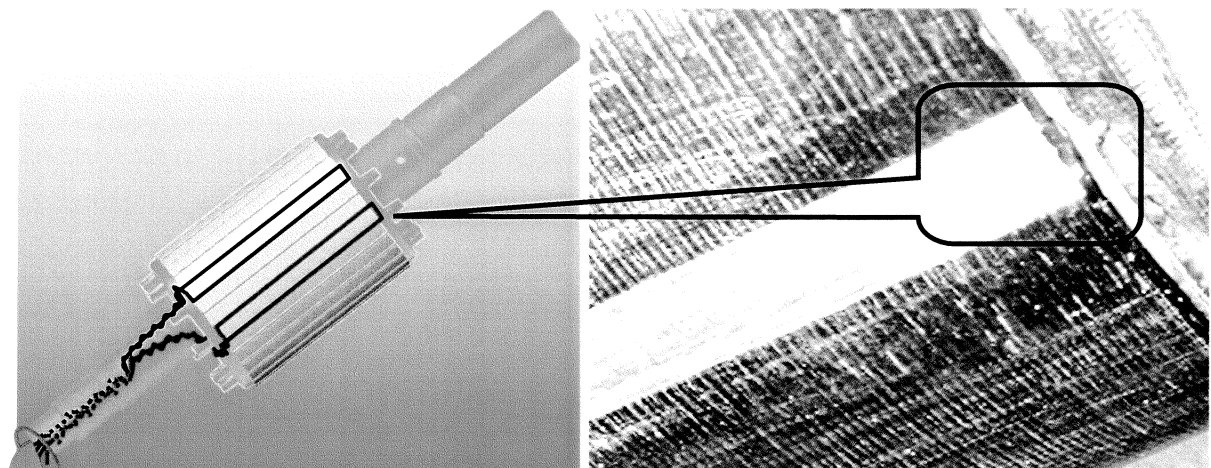


Figure II-18 Instrumentation magnétique du rotor

Vers le collecteur tournant

La surface de la spire est définie de façon précise. Pour la réaliser, nous avons effectué des rainures de 5 centièmes de millimètre de profondeur, parallèles et distantes de 3 mm sur un morceau de plexiglas. Aux extrémités de chaque rainure un trou débouchant est présent et va permettre de faire entrer le conducteur de 9 centièmes de millimètre de diamètre. On le fait alors passer dans les encoches et former une spire dont le bout repassera par le trou situé à côté de celui par lequel il est entré (Figure II-19). Il nous restera à tendre le conducteur.

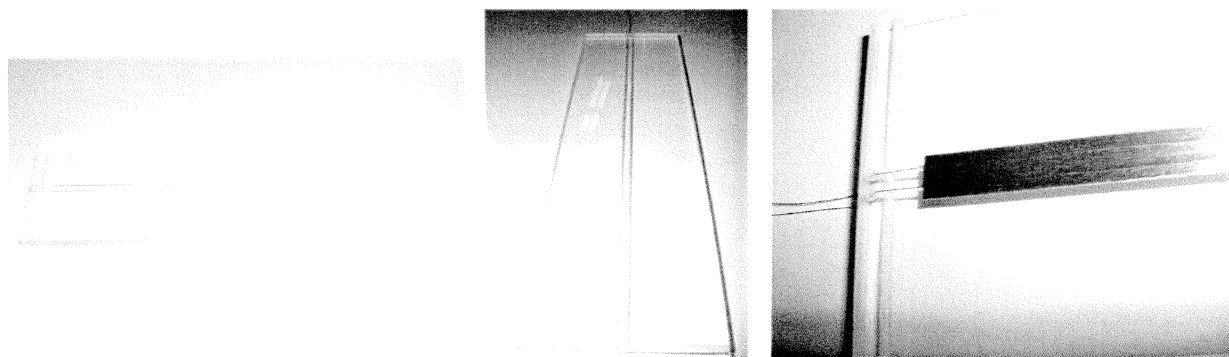


Figure II-19 Plaque permettant la mise en forme des sondes magnétiques rotoriques

On dépose ensuite un bout de papier collant fin (colleur argent sur la photo mais non magnétique, résistant à plus de 150°C) afin de fixer la sonde dans cette géométrie. On décolle ensuite le papier et le fil de la plaque de plexiglas. Il ne reste plus qu'à recoller le tout à l'endroit désiré sur le rotor et à torsader les extrémités avant de les ramener vers l'extérieur par l'intermédiaire de l'axe creux.

II. 3. Exemple de résultats électriques, magnétiques et thermiques

Les résultats présentés dans cette partie sont issus de mesures effectuées sur notre machine instrumentée. Nous proposons ici d'observer les signaux accessibles et d'en extraire les informations susceptibles de nous intéresser par la suite. Nous en donnerons bien sûr les explications physiques et en tirerons les connaissances suffisantes pour effectuer des comparaisons avec les résultats numériques de façon critique.

II. 3.1. Mesure du courant

La forme d'onde de la tension issue de l'alternateur qui a été introduite en début de chapitre ne subit aucune perturbation harmonique tant que l'on reste dans des conditions de charge faible devant la puissance nominale de la machine synchrone. Nos essais ne demandant pas plus de 10% de cette puissance, nous pouvons considérer que nous sommes en présence d'une alimentation en tension idéale.

Afin de relever l'allure du courant dans un enroulement statorique, nous utilisons une sonde à effet Hall reliée à un oscilloscope numérique. La Figure II-20 représente les informations récupérées lors d'un essai sur la machine avec rotor droit, sous 400 Volts, à vide et sous charge nominale. Ces essais révèlent la présence d'harmoniques hautes fréquences (Figure II-21). Il ne sera de ce fait pas possible d'utiliser, lors des simulations par éléments finis, une alimentation en courant de type sinusoïdal pur. Les pertes fer étant très sensibles aux harmoniques, il nous

faudra étudier une alimentation en tension et comparer les harmoniques des courants simulés avec ceux effectivement mesurés. L'explication de ces harmoniques vient de la géométrie même de la machine. L'alternance de dents et d'encoches, tant au stator qu'au rotor d'autant plus que ce dernier est à encoches ouvertes, vont entraîner des variations de reluctance au niveau de l'entrefer, engendrant ainsi des perturbations de la force électromotrice.

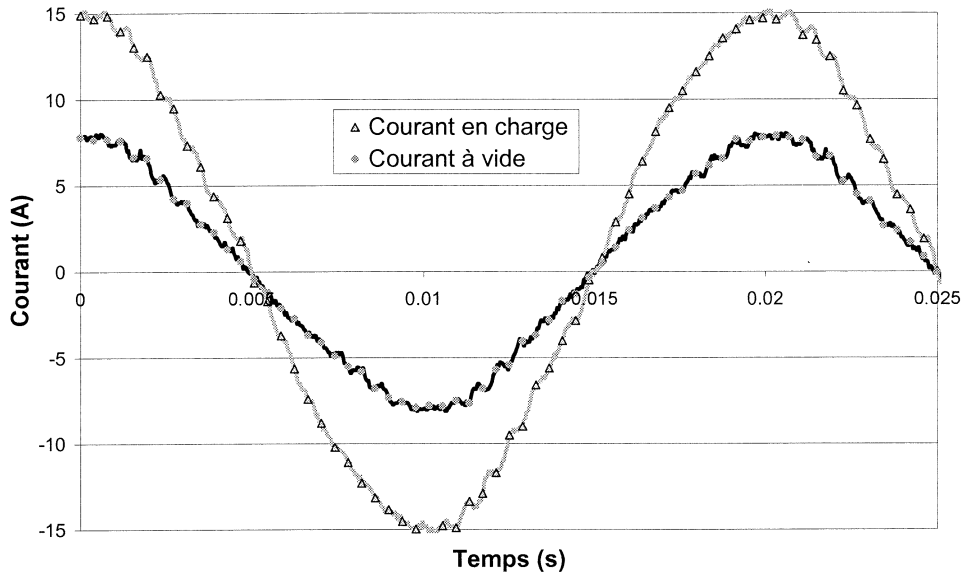


Figure II-20 Allure des courants absorbés à vide et en charge nominale sous 400V

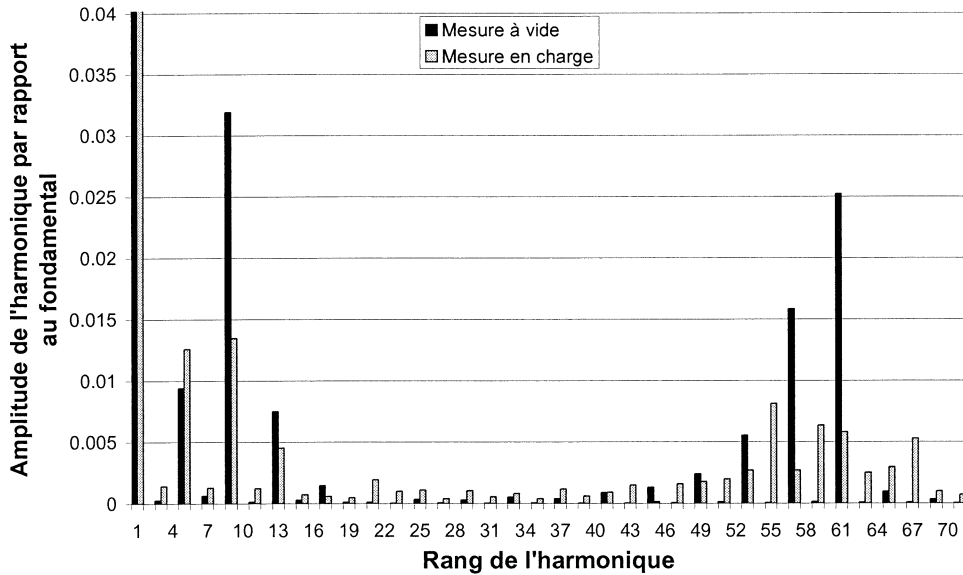


Figure II-21 Visualisation de la décomposition harmonique des courants en charge (noir) et à vide (gris)

II. 3.2. Mesure thermique

II. 3.2.1. Aperçu de la stabilité thermique

Lors d'un essai à vide, nous relevons les variations de température au stator et au rotor de la machine test (Figure II-22).

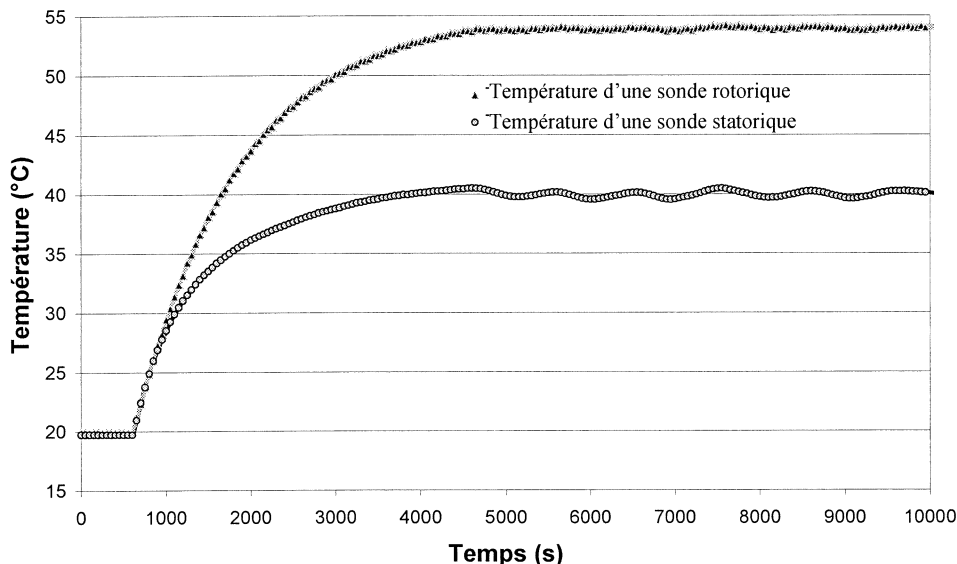


Figure II-22 Montée en température du moteur avec ventilateur en fonctionnement à vide

Les ondulations de température de très faible fréquence, visibles notamment sur la sonde disposée au stator, sont les conséquences de l'arrêt et de la remise en marche de la climatisation de la salle dans laquelle se trouve notre banc d'essai. Cette climatisation étant mécanique, la température de la pièce oscille de un à deux degrés, ce qui suffit à perturber les thermistances qui sont, comme nous l'avons dit, très sensibles aux variations de température. Dans le cas où le moteur n'est pas ventilé, l'influence de ces variations est moindre.

Pour notre étude, la connaissance en temps réel de ces grandeurs va nous permettre d'apprécier précisément la stabilité thermique de la machine lors de nos essais. Nous avons effectivement effectué des essais, avant d'instrumenter le moteur, qui n'étaient pas parfaitement reproductibles et nous pouvons désormais mettre en avant l'instabilité thermique.

II. 3.2.2. Mise en évidence des faibles glissements

Les sondes thermiques placées au rotor sont suffisamment sensibles pour mettre en évidence l'influence des faibles glissements sur la température ponctuelle du rotor. Effectivement, à vide, le rotor tourne à une vitesse très légèrement inférieure à la vitesse du champ magnétique créé par les courants statoriques. La période des différentes grandeurs au rotor est donc très

longue et dans tous les cas suffisante pour déceler des échauffements ponctuels comme le montre la Figure II-23 :

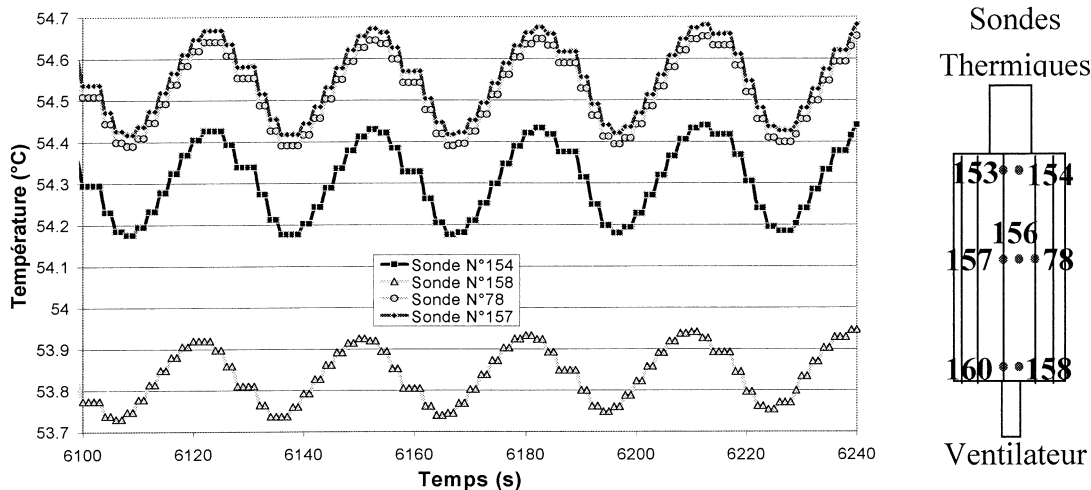


Figure II-23 Mise en évidence des échauffements au rotor

II. 3.3. Mesure magnétique

Les résultats que nous allons présenter sont calculés à partir de mesures de force électromotrice aux bornes des fils de cuivre judicieusement placés au sein de notre système et entourant des portions de circuit magnétique de section parfaitement définie. Nous négligerons dans tous les cas présentés les fuites dues à des champs s'épanouissant dans l'air des sections effectivement entourées ; la perméabilité des tôles en fer-silicium étant très grande devant celle de l'air et leur surface systématiquement supérieure.

II. 3.3.1. Les résultats au stator

Nous rappelons que la mesure directe de l'induction n'est pas possible avec notre instrumentation, nous passerons donc par l'intégrale de la fem afin d'avoir accès à l'induction moyenne sur la surface entourée par la spire. A titre d'exemple, nous montrons sur la Figure II-24 les formes d'ondes détectées par une sonde lors d'un essai ainsi que l'induction moyenne sur la surface entourée par la spire.

Par la suite, ces résultats nous permettront de valider les inductions obtenues par simulations. Nous tenterons alors de retrouver le même état magnétique dans la machine simulée que celui que nous avons lors des mesures. Nous pourrons alors confronter les pertes fer mesurées et celles calculées selon la méthode LS en étant sûr de la bonne représentation de la saturation magnétique.

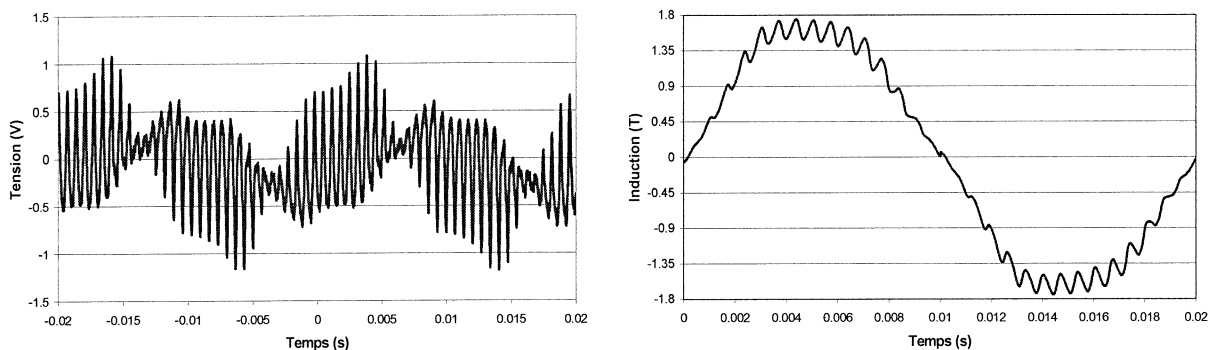


Figure II-24 Allure des fem issus des fils 2-3 mis en série et induction résultante

II. 3.3.2. Les résultats au rotor

C'est la première fois que nous disposons d'une mesure du flux sur le rotor en rotation. Nous allons donc ici montrer et expliquer l'allure des fem obtenues à l'extrémité d'une dent rotorique lors d'un essai à vide (toujours avec le rotor droit). Nous avons remarqué lors de ces mesures une périodicité du signal avec le glissement. Ainsi, nous mesurons au rotor un signal de période égal à 60 s environ (cf. Figure II-25), ce qui correspond à un glissement de 1 tr/min, glissement que nous avons effectivement mesuré lors de cet essai.

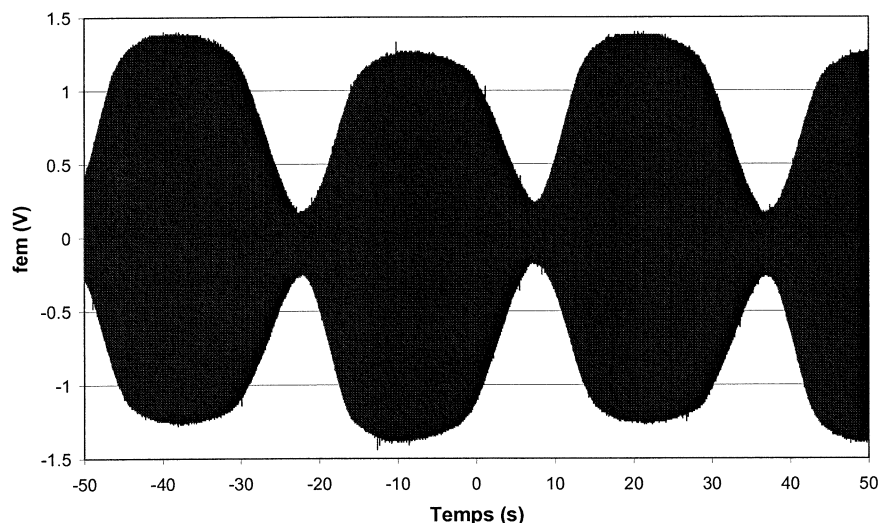


Figure II-25 Mise en évidence de la périodicité du signal issu d'une spire disposée à l'extrémité d'une dent rotorique

En agrandissant ce dernier graphique (Figure II-26), on s'aperçoit que la pseudo période du signal observé correspond à 0.556 ms. Le moteur étant alimenté à 50 Hz et fonctionnant à vide à la vitesse approximative de 2998 tr/min, on en déduit que la période de ce signal correspond à 1/36^{ème} de tour, soit exactement le nombre d'encoches statoriques.

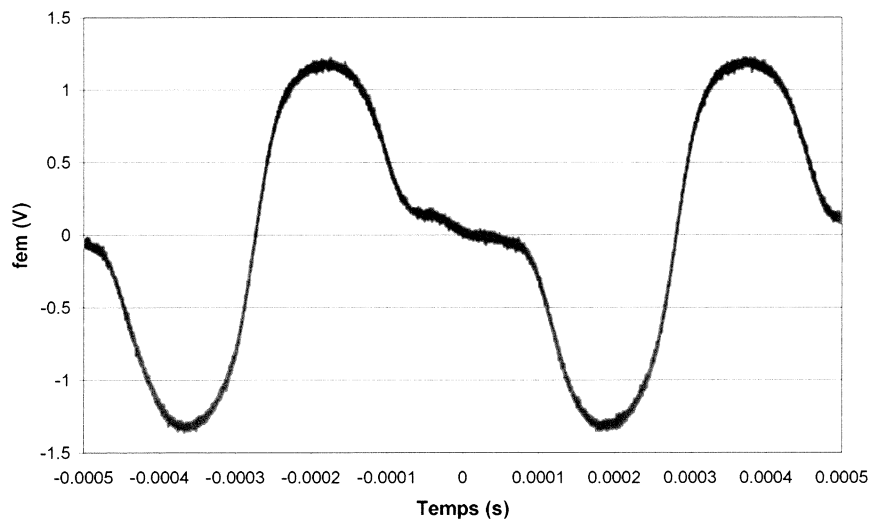


Figure II-26 Zoom (fois 2000) sur la figure précédente

Nous proposons ci-dessous (Figure II-27 et Figure II-28) d'expliquer brièvement les formes d'ondes obtenues au rotor.

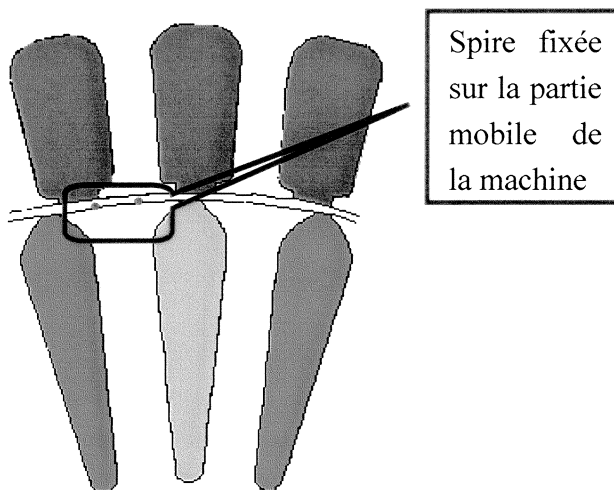


Figure II-27 Représentation d'une partie du moteur

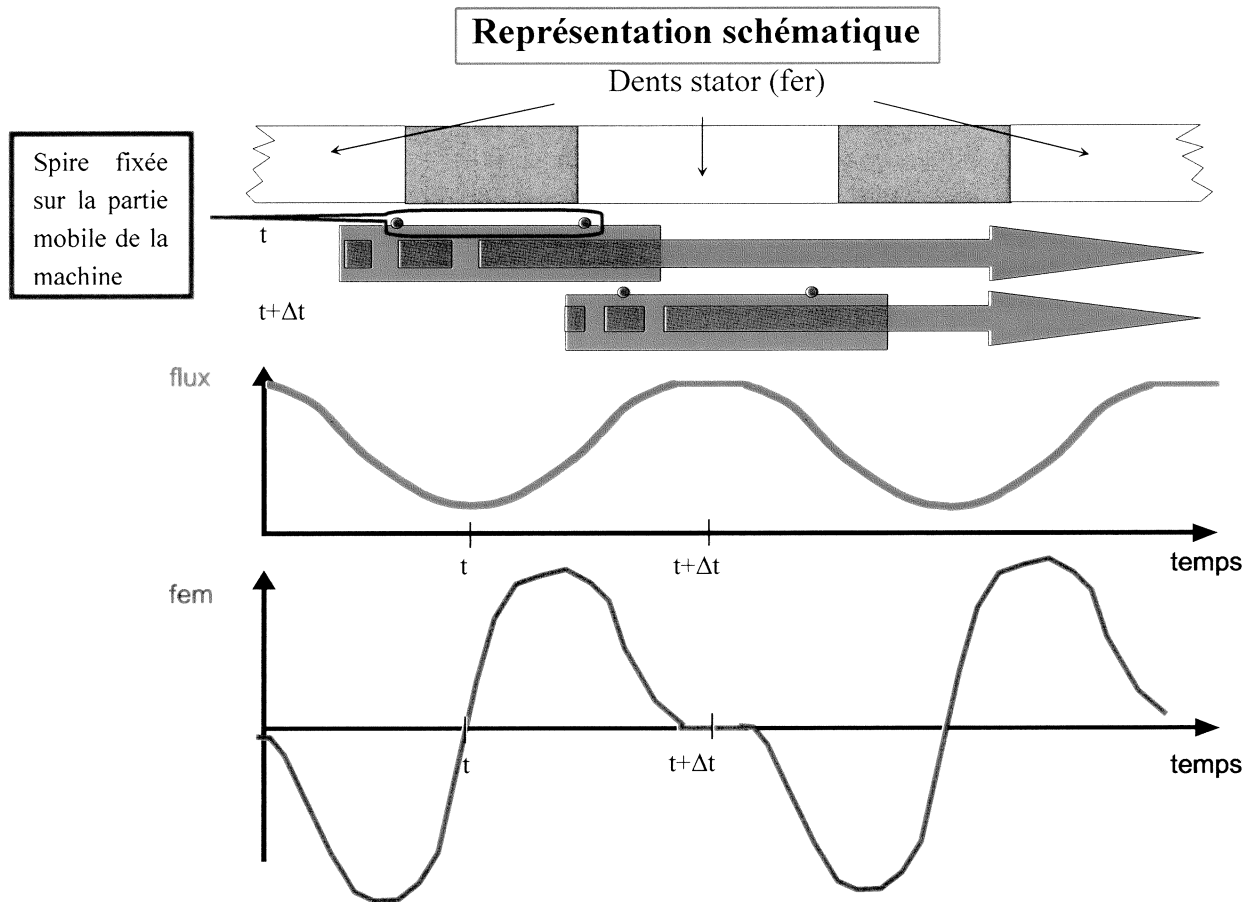


Figure II-28 Représentation schématique équivalente du moteur et explications des allures des courbes obtenues

La spire de 3 mm de large est plus petite qu'une dent statorique. Le flux la traversant reste donc maximum et constant pendant toute la durée pour laquelle la spire entière se retrouve sous la dent. Ensuite la sonde s'éloigne progressivement de la dent et passe sous l'encoche de largeur plus faible que la spire. Le flux diminue donc jusqu'à atteindre un minimum et remonte immédiatement, prenant la forme d'un bout de sinusoïde. Par simple dérivation de ce flux, nous retrouvons l'allure de la fem mesurée.

II. 3.4. Influence du ventilateur

Un point important que révèlent les essais effectués jusqu'alors est la différence entre les pertes fer mesurées sur un moteur avec et sans ventilateur. Toutes les mesures effectuées avec ventilateur s'accompagnent d'une augmentation systématique des pertes fer mesurées qui peut atteindre plus de 10%, comme le montre la Figure II-29.

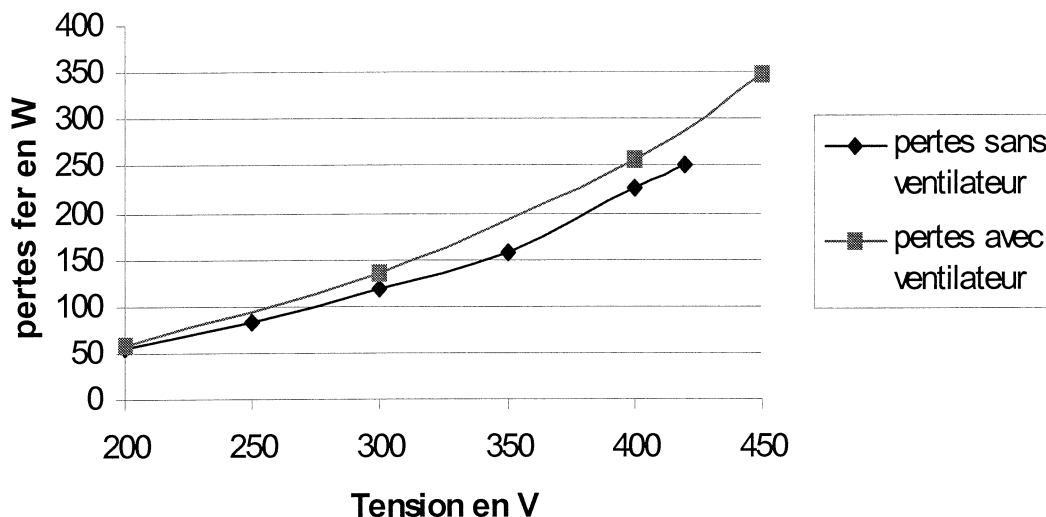


Figure II-29 Variations des pertes fer mesurées avec et sans ventilateur en fonction de la tension

Le comportement thermique différent de la machine avec et sans ventilateur semble donc avoir une importance capitale. Nous pouvons effectivement mesurer sous 400 Volts, un écart d'environ 40°C aussi bien au niveau du stator que du rotor selon que la machine soit ventilée ou non. Cette élévation de température engendre une diminution des pertes fer en augmentant notamment la valeur de la résistivité des tôles et en réduisant par conséquent les pertes par courant de Foucault [VER-98], [FOS-86]. En effet, une analyse des résultats montre que le fait de rajouter un ventilateur, bien que jouant sur les pertes mécaniques, n'avait qu'une influence minimale sur le courant absorbé et sur l'induction magnétique au bout des dents de la machine (cf. Figure II-30). Par contre le comportement thermique est fortement affecté comme le montre le Tableau II.6.

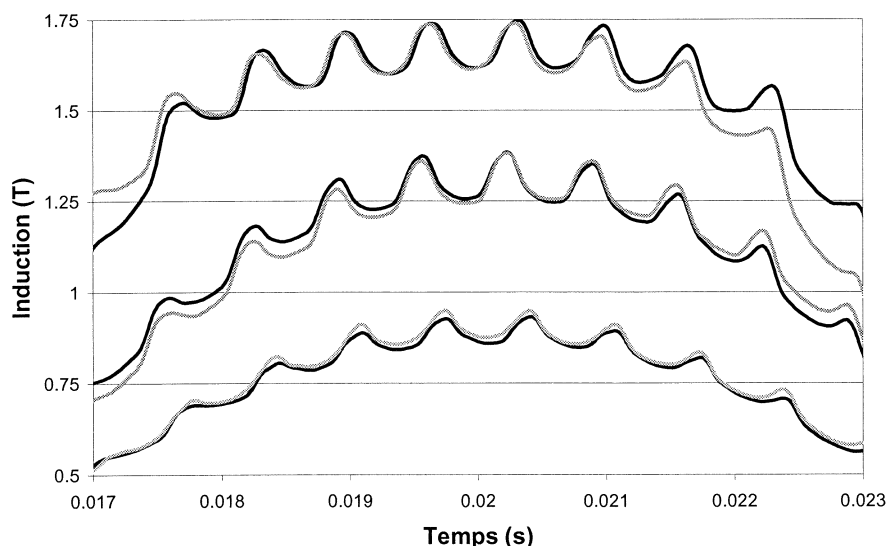


Figure II-30 Comparaisons des inductions mesurées (sonde 2-3) lors des essais à 400 V, 300 V et 200 V avec ventilateur (Noir) et sans ventilateur (gris)

	Essai 200V	Essai 300V	Essai 400V
T° du bobinage (mesure résistance) avec ventilateur	25.4	27.9	41.3
T° du bobinage (sonde 152) avec ventilateur	27.7	33.2	44
T° de la cage (sonde 78) avec ventilateur	27.8	37.9	54.5
T° du bobinage (mesure résistance) sans ventilateur	37.5	56.5	86.1
T° du bobinage (sonde 152) sans ventilateur	41.2	59	90
T° de la cage (sonde 78) sans ventilateur	42	64	96

Tableau II.6. Comparaison des températures avec et sans ventilateur

Afin de vérifier cette forte dépendance thermique, nous avons cherché à reproduire cette différence de température sur un échantillon de tôles (Figure II-31) que nous avons placé dans une enceinte thermostatée. Nous avons choisi d'utiliser un tore constitué de tôles de même qualité que celles constituant notre stator, à savoir M1000-65D ayant subi un traitement thermique.

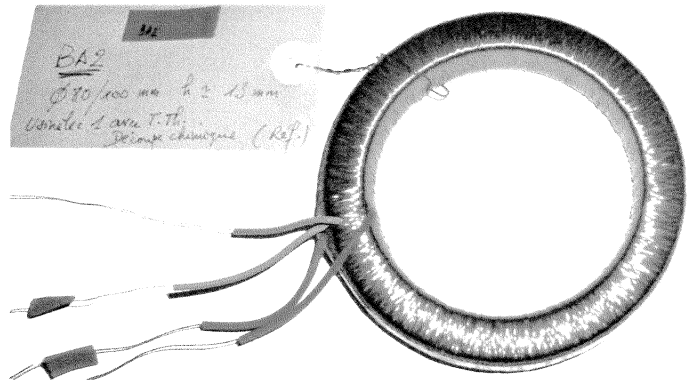


Figure II-31 Photo du tore utilisé pour étudier les pertes magnétiques en fonction de la température

Nous avons effectué les tests avec des formes d'ondes sinusoïdales à 50 Hz pour différents niveaux d'induction. Pour pouvoir faire des tests sous des fréquences plus élevées, il faudrait plonger le tore dans un liquide afin de maîtriser au mieux la température des tôles et pouvoir faire fi de l'élévation de température due à la dissipation des pertes magnétiques. Dans notre cas, nous utilisons une étuve thermostatée, le but n'étant ici que de valider pour un cas simple l'influence thermique. La Figure II-32 récapitulent les résultats obtenus pour des températures de 40 et 90°C, soit approximativement celles que nous mesurons pour un fonctionnement à vide sous 400 Volts, ainsi que les pertes fer sous induction sinusoïdale de 1,8 T pour des températures allant de 20 à 100°C.

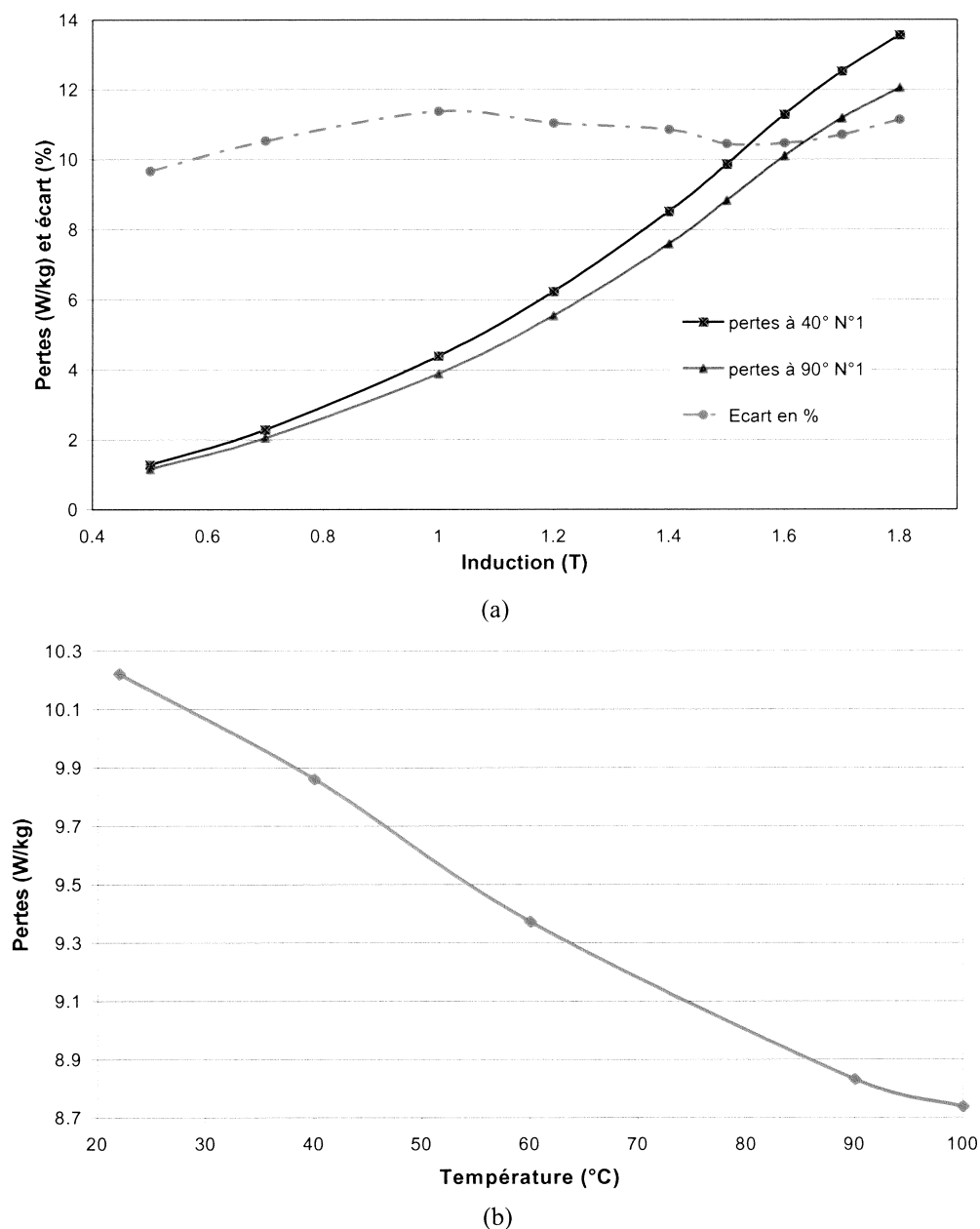


Figure II-32 Variation des pertes en fonction de l'induction à $T=40$ et 90°C (a) et en fonction de la température pour une induction de 1.8 T (b)

Les écarts illustrés ci-dessus sont bien du même ordre de grandeurs que ceux obtenus sur le banc et confirment donc l'influence de la température des tôles sur les pertes magnétiques. Ce phénomène est important, il doit être considéré lors de l'exploitation des résultats de simulations car l'identification du modèle se fait à température ambiante, nous ne contrôlons donc pas la température de l'échantillon.

II. 4. Conclusion

Ce chapitre décrit les moyens que nous avons développés afin d'effectuer une étude complète et fiable de notre machine asynchrone. L'objectif principal est de déterminer avec précision ses pertes fer. Pour ce faire, nous avons montré l'importance de la connaissance de l'état de stabilité thermique de la machine. Cette dernière nous permet d'établir des essais avec une bien meilleure reproductibilité que des essais basés sur une simple appréciation temporelle. Il est également primordial pour valider les modélisations que nous avons réalisées de ce système, de connaître son niveau d'aimantation.

Une instrumentation tant magnétique que thermique a donc été élaborée. Son processus d'intégration au sein même de la période de fabrication de la machine a été expliqué. Nous avons également exposé, lors de cette partie, les méthodes usitées afin de rester le plus proche possible d'un moteur standard.

Le banc d'essai sur lequel la machine instrumentée va être testée a lui aussi son importance si l'on souhaite obtenir des résultats fiables. Nous l'avons élaboré afin de pouvoir faire abstraction de toutes perturbations extérieures. L'alimentation a été choisie dans cette optique et se rapproche d'une source de tension idéale en limitant au maximum l'amplitude des harmoniques. Nous avons également préféré des accouplements, entre la machine étudiée et la machine à courant continu servant de charge, à jeu radial nul afin d'éviter d'amplifier les à-coups de couples nuisibles pour une bonne évaluation de la puissance utile. Les résultats obtenus sur ce banc lors d'essais sur une machine test ont été comparés avec ceux obtenus pour cette même machine sur les bancs du fabricant de systèmes d'entraînements Leroy-Somer. Une bonne adéquation lors de ces comparaisons nous permet d'envisager par la suite de faire effectuer des tests sur l'un quelconque de ces bancs.

Nous avons également souhaité présenter quelques exemples de résultats. L'influence du glissement sur la température ponctuelle du rotor et sur l'allure du flux traversant ses dents a été mise en évidence tout comme la sensibilité des données thermiques issues des sondes statoriques en fonction de la température ambiante.

Pour finir, nous avons expliqué de quelle manière la température moyenne du moteur influe de façon sensible sur les pertes fer en comparant les résultats d'essais à vide avec et sans ventilateur.

Chapitre III



Modélisation du système

Beaucoup savent parler, mais bien peu savent faire...

Chapitre III

III.1.	<i>Introduction</i>	68
III.2.	<i>Simulation par éléments finis</i>	69
III.2.1.	Différents modes de résolution	69
III.2.2.	Hypothèses	70
III.2.3.	Description	72
III.2.4.	Prise en compte du glissement	74
III.2.5.	Exemple de résultats à vide	78
III.2.6.	Exemple de résultats en charge	80
III.3.	<i>Etude de sensibilité lors des résolutions évolutives</i>	82
III.3.1.	Influence de la courbe B(H)	82
III.3.2.	Influence de la valeur de l'entrefer	84
III.3.3.	Influence de la résistivité de l'axe lors de la résolution (à vide)	85
III.3.4.	Influence des courts-circuits à la périphérie du rotor	86
III.3.5.	Influence de la valeur de l'inductance de fuite du stator	86
III.3.6.	Influence de la résistivité de la cage d'aluminium	87
III.3.7.	Conclusion	89
III.4.	<i>Modélisation par schéma équivalent monophasé</i>	90
III.4.1.	Des équations électriques au schéma équivalent	91
III.4.2.	Détermination par la mesure	96
III.4.2.1.	Essai à vide	96
III.4.2.2.	Essai en court-circuit (rotor bloqué : $g=1$)	96
III.4.3.	Détermination par la géométrie de la machine	97
III.4.3.1.	Hypothèses	98
III.4.3.2.	Limites	98
III.4.4.	Schéma équivalent par la méthode vectorielle	98
III.5.	<i>Conclusion</i>	102

III.1. Introduction

Afin d'effectuer une modélisation fiable de notre système d'étude, nous avons choisi d'utiliser l'outil de simulation numérique Flux2D. Ce logiciel est devenu incontournable au LEG où nous disposons de connaissances suffisantes pour l'utiliser à bon escient et de façon rapide. Le modèle LS de calcul des pertes fer est devenu, grâce à une collaboration entre le laboratoire, le GIRTOM (Groupement Industriels de Recherche sur les Tôles Magnétiques piloté par le Gimélec et comportant notamment les sociétés Leroy Somer, Thalès, Radio énergie, la DGA et EDF) et la société CEDRAT, société productrice du logiciel, une option de Flux2D que tout industriel devrait bientôt pouvoir se procurer.

Cette méthode se base non pas sur les équations électriques de la machine comme c'est le cas pour le schéma équivalent mais sur la résolution numérique des équations de Maxwell. Elle semble donc plus logique puisqu'un moteur dit électrique est un système principalement magnétique. Les informations fournies sont conséquentes et d'une précision remarquable pour peu que le problème soit correctement posé (géométrie, physique, lien avec les équations de circuit...) et que l'on utilise le mode de résolution adéquat (magnétostatique, magnétodynamique complexe, magnétique évolutif). Le problème majeur reste les temps de calcul, très prohibitifs en évolutif, et qui restreignent malheureusement l'utilisateur. Néanmoins, les progrès faits en matière de microprocesseur sont très encourageants et permettent l'utilisation de ces simulations pour des problèmes de plus en plus complexes. Malheureusement, à ce jour, nous ne pouvons toujours pas espérer effectuer des résolutions évolutives en trois dimensions. Le logiciel Flux3D permet théoriquement de résoudre ces problèmes mais les machines informatiques restent trop lentes pour de telles complexités. Aussi avons-nous opté pour une solution particulière dans laquelle nous optimisons une représentation en deux dimensions du problème en utilisant un moteur constitué de façon à ne pas avoir de modification de la géométrie perpendiculairement à la direction de l'axe. En pratique, cela revient à utiliser une masse rotorique à encoches droites. La résolution peut cependant prendre en compte les effets d'extrémités (court-circuit de la cage d'écureuil, influence des têtes de bobines) en utilisant un circuit électrique couplé aux équations de Maxwell. Par contre, nous ne pouvons pas modéliser de perturbations dans la troisième dimension, il n'est donc pas permis de prendre en considération une inclinaison ou bien de simuler un rotor (ou stator) de forme conique, ce qui ferait varier l'entrefer suivant la longueur. Nous verrons également que les résultats fournis par notre modélisation révèlent des écarts par rapport aux mesures effectuées dans les mêmes conditions, notamment en ce qui concerne les courants absorbés et le couple développé. De telles différences sont connues auprès des utilisateurs de ce logiciel et nous consacrerons un paragraphe à l'étude de sensibilité des résultats avec différents paramètres.

Ce chapitre sera également l'occasion de rappeler les schémas équivalents monophasés classiques des machines asynchrones après avoir rappelé leurs avantages et les hypothèses restreignant leurs utilisations. Nous proposerons ensuite un modèle original basé sur des résolutions magnétodynamiques Flux2D et dont la particularité notoire réside dans la variation de ses paramètres inductifs en fonction du point de fonctionnement, permettant notamment de prendre en considération la saturation de la machine.

III.2. Simulation par éléments finis

III.2.1. Différents modes de résolution

Selon la précision des résultats escomptés et le temps de simulation dont dispose l'utilisateur, trois modes de résolution peuvent être employés :

- ✓ Le mode magnéto-statique, qui ne permet pas de tenir compte des variations temporelles ou géométriques. Ce mode ne pourra donc être utilisé que pour simuler un instant donné d'un fonctionnement essentiellement à vide (sans courants induits) de la machine. Une étude en charge nécessiterait de connaître les valeurs des courants dans les différentes barres du rotor. Nous n'utiliserons ce mode de résolution que pour la détermination de l'inductance magnétisante du moteur.

- ✓ Le mode magnéto-dynamique complexe suppose que les variables évoluent de façon sinusoïdale et simule un régime permanent. Ce mode ne fait pas intervenir de variation de réductance puisque le rotor est supposé immobile. Les courants induits sont par contre calculés. Les effets de peau sont simulés dans les barres en calculant une résistivité équivalente en fonction de la fréquence de l'alimentation et du glissement fourni, ce qui permet d'obtenir des valeurs convenables du courant efficace les traversant. Sachant que l'évolution en tous points de l'espace de l'énergie en fonction du temps n'est pas sinusoïdale et que nos variables de résolution ne peuvent qu'être sinusoïdales, il faut utiliser une méthode d'énergie équivalente afin d'avoir des résultats corrects. Au côté attractif d'un gain de temps considérable pour les simulations s'oppose donc la difficulté de l'exploitation des résultats. Ce mode pourra être utilisé pour étudier un schéma équivalent se basant sur une résolution éléments finis comme nous le verrons dans ce chapitre ou bien pourra permettre de lancer un calcul évolutif à partir des résultats obtenus et ainsi éviter un transitoire long en temps de simulations, ce que nous ferons systématiquement.

- ✓ Le mode magnétique évolutif est le plus complet. Il traduit fidèlement la rotation du moteur et permet de retrouver les effets de peau et autres pulsations de flux. C'est donc ce dernier mode que nous utiliserons tout particulièrement lors de l'étude des pertes dans le fer de la machine.

III.2.2. Hypothèses

Selon les modes de résolution utilisés, les hypothèses faites sont plus ou moins lourdes. Pour l'étude qui nous concerne, les simulations magnétiques évolutives seront faites en régime permanent uniquement. Il est possible d'effectuer des tests en simulant une charge lors d'un couplage avec les équations mécaniques ou bien encore de faire varier l'amplitude des tensions d'alimentations dans le couplage circuit mais cela sort de notre domaine de recherche actuel. Les formes d'ondes que nous allons entrer dans le logiciel sont parfaitement sinusoïdales et équilibrées. Concernant les propriétés magnétiques des matériaux ferreux, nous modéliserons la non-linéarité des caractéristiques $B(H)$ mais l'hystérésis du matériau ne sera prise en considération que lors du calcul a posteriori des pertes fer. De plus, l'anisotropie des tôles est relativement difficile à décrire et nous la supposons nulle lors de nos simulations. Les allures de formes d'ondes simulées seront donc issues d'une courbe $B(H)$ dite de première aimantation. Nous avons entré cette dernière point par point (mode spline) afin d'être aussi précis que possible et de coller au mieux aux mesures faites sur cadre Epstein (voir paragraphe III.3.1).

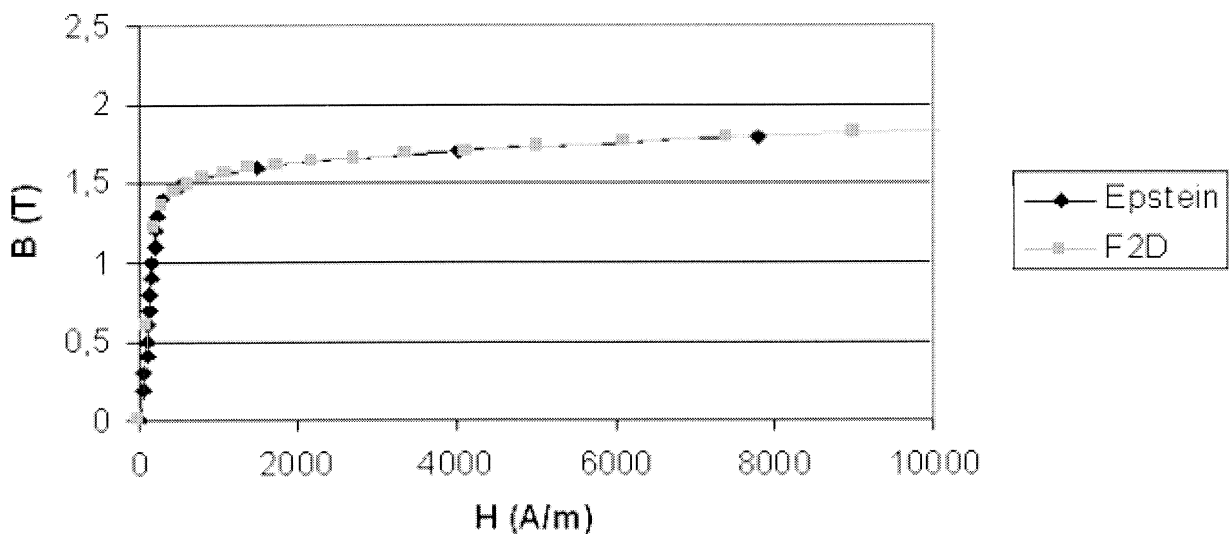


Figure III-1 Comparaison des courbes $B(H)$ de première aimantation mesurée et introduite dans Flux2D

Nous n'oublierons pas bien entendu de décrire la caractéristique magnétique de l'acier constituant l'axe du rotor et de lui donner une résistivité afin de ne pas négliger les courants induits qui interviendront essentiellement lors des essais en charge, comme nous le montrerons

au paragraphe III.2.7.3. D'autre part, les courants dans les enroulements statoriques seront nécessairement équilibrés et uniformément répartis dans les encoches. Les résistances des enroulements statoriques sont prétendues égales en courant alternatif (50 Hz) et en courant continu (à température donnée), le diamètre des fils étant faible devant l'épaisseur de peau à 50 Hz ($\Phi = 0.75$ mm). Nous négligerons également l'influence de la carcasse en aluminium ainsi que les encoches de périphéries extérieures des tôles statoriques. Une dernière hypothèse simplificatrice sera d'augurer que la machine ne comporte aucune excentricité.

Un autre point important à souligner est lié à l'aspect thermique du procédé. Nous ne pourrons effectuer des simulations Flux2D que pour une température donnée des conducteurs. Effectivement, nous avons jugé important de pouvoir faire évoluer la résistance du cuivre et de l'aluminium en fonction de la température du moteur, donc de son point de fonctionnement. Pour les enroulements statoriques, il nous faut directement entrer la valeur des résistances dans les équations du circuit (voire paragraphe suivant). Par contre, la modélisation impose d'affecter une loi de variation à l'aluminium constituant les barres de la cage d'écureuil. Nous utiliserons donc la relation suivante :

$$\rho_{al} = 3 \cdot 10^{-8} * (1 + 0.0044 * \Delta T_r) \quad (III-1)$$

dans laquelle ρ_{al} représente la résistivité de l'aluminium en $\Omega.m$ et ΔT_r la variation de température au rotor par rapport à la référence donnée à 20°C.

L'élévation de température au rotor est maintenant directement accessible via les sondes de température qui, bien que ponctuelles, donnent une bonne approximation de la valeur moyenne étant donné la haute conductivité thermique (en quelques degrés près ce qui ne modifie pas la résistivité de l'aluminium). Les valeurs fournies par les sondes sont de plus assez proches de la relation empirique suivante qui est souvent utilisée pour évaluer la résistivité de la cage :

$$\Delta T_R = 1.55 * \Delta T_S \quad (III-2)$$

où ΔT_S représente la variation de température au stator toujours par rapport à la référence 20°C.

En outre, les écarts obtenus lors de fonctionnements en charge sont assez faibles et n'engendrent pas de variations notables sur la résistivité de l'aluminium. Nous pourrons donc utiliser indifféremment cette relation ou la mesure directe d'une thermistance rotorique quelconque.

III.2.3. Description

Etant donné les symétries du moteur (moteur à deux pôles, bobinage statorique imbriqué), nous pouvons ne simuler que la moitié de la machine. Il faudra donc être vigilant et prendre ce fait en considération lors de l'application des conditions aux limites et de l'utilisation des résultats. Le maillage utilisé comporte plus de 15 000 nœuds ce qui permet une cartographie suffisamment fine des matériaux magnétiques pour pouvoir appliquer correctement le modèle de calcul des pertes fer tout en gardant des temps de simulation acceptables (plus d'une journée tout de même !).

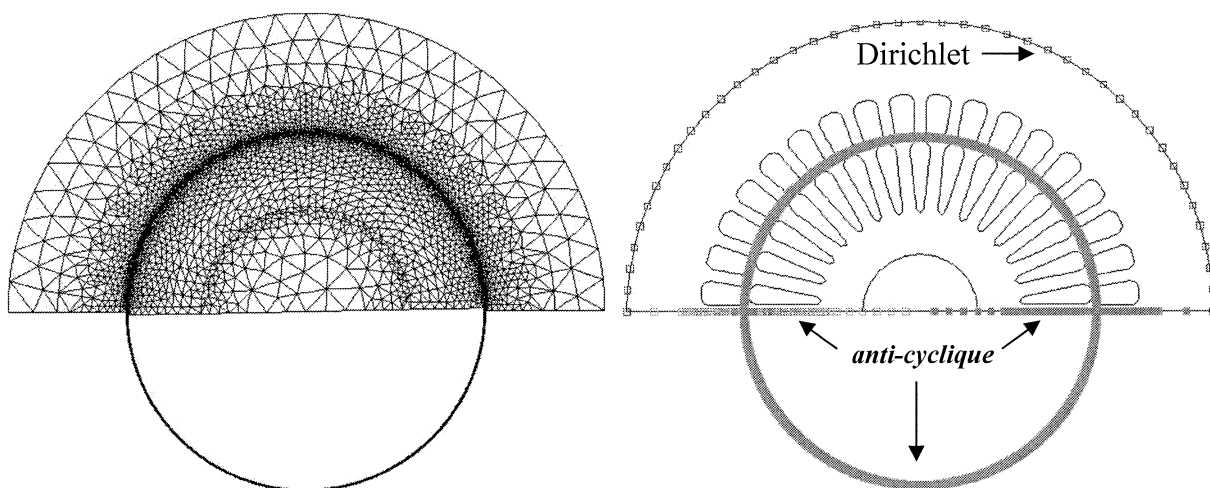


Figure III-2 Maillage et conditions aux limites

Un couplage avec les équations de circuit nous permet d'utiliser une alimentation en tension et de modéliser les effets d'extrémités (Figure III-3). Ainsi la cage d'écureuil sera court-circuitée par une représentation self-résistance des anneaux qui permettront le passage du courant lors des simulations avec charge. Pour tous les résultats que nous allons présenter, nous utilisons des résolutions évolutives avec un pas de simulation de 0.05 ms, soit 400 points par période de 50 Hz. Cette valeur est un bon compromis entre temps de résolution et précision sur les harmoniques.

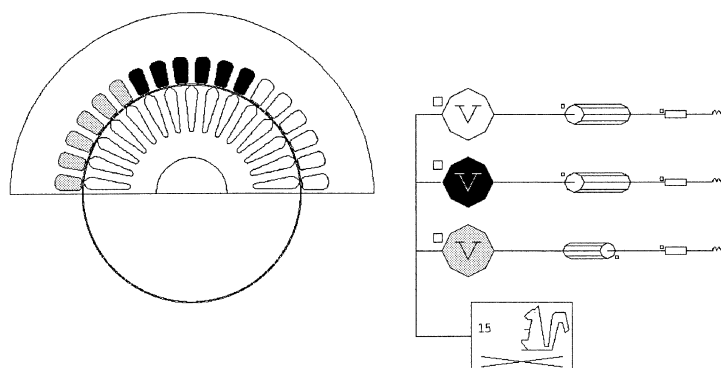


Figure III-3 Description du moteur

Il est possible, d’effectuer un bilan de puissance « complet » en modélisant les pertes fer et mécaniques par une résistance de valeur adéquate placée en parallèle sur les bobines (Figure III-4)

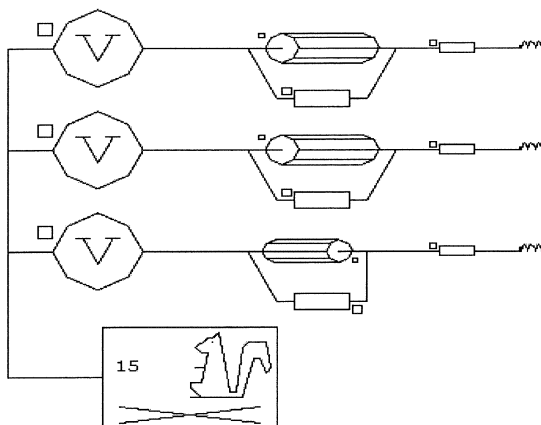


Figure III-4 Schéma de câblage des circuits électriques du moteur lors de la prise en compte des pertes fer et mécaniques par une résistance en parallèle

Cette méthode n’a par contre aucune influence sur les courants absorbés et ne modifie donc en rien l’état magnétique de notre machine. Nous montrons simplement que cette modélisation nous permet de retrouver les bonnes valeurs des pertes fer et mécaniques. Une fois que la routine permettant le calcul des pertes fer aura été entièrement validée, l’ingénieur électrotechnicien pourra entrer une valeur de résistance correspondant au quotient des pertes fer obtenu via le modèle LS de Flux2D par le carré de la tension d’alimentation. Nous regroupons dans le Tableau III.1 les résultats obtenus pour un essai à vide sous tension nominale.

	Essai du 02/04/02	Simulation Flux2D avec résistance en parallèle	Simulation Flux2D sans résistance en parallèle
Puissance absorbée	325	320	107
Courant absorbé	5.08	4.27	4.2
Pertes Joule stator	81	57	57
Pertes fer et mécaniques	242	236 (via la résistance en parallèle)	Pas de prise en compte
Pertes Joule rotor	0	17	16

Tableau III.1. Comparaisons entre les simulations à 400 V à vide sans ventilateur sans et avec prise en compte des pertes fer et mécaniques

Nous ne retrouvons pas exactement la puissance absorbée en sommant les différentes pertes car le glissement imposé lors de la résolution n'est pas nul, la différence obtenue est donc égale à la puissance utile, produit du couple par la vitesse.

Nous voyons bien ici que les pertes fer et mécaniques peuvent être représentées par cette simple résistance.

III.2.4. Prise en compte du glissement

Le fait que le rotor « glisse » par rapport à la vitesse de rotation du champ magnétique stator entraîne une périodicité basse fréquence des grandeurs telles que l'induction dans le fer ou le courant dans les barres au rotor. Le glissement étant faible (de l'ordre du Hertz pour des essais sous charge nominale) nous devrions simuler, pour rester fidèles aux mesures, au moins une période complète. Le problème qui se présente encore une fois est le temps de calcul. Effectivement, à raison de 400 points par période de 20 ms (50 Hz), il nous faudrait effectuer un calcul de 20000 points, soit une durée de simulation de près d'une semaine (nous avons un maillage d'environ 15000 nœuds) avec un microprocesseur de 1 GHz. A cela vient également s'ajouter le problème du stockage des résultats et de leurs utilisations lors de l'exploitation. Il nous a donc fallu trouver une solution pour pallier la durée importante de simulation.

Il s'avère que si nous ne considérons que le rotor, nous avons une symétrie géométrique de $2\pi/Nr$ (Nr encoches au rotor). D'autre part, si l'on suppose une dent "i" dans l'état magnétique " B_0 " à l'instant " $t = t_0$ " alors la dent "i+1" se retrouvera dans le même état magnétique " B_0 " au bout d'un temps :

$$t = t_0 + 1/(g*f*Nr) \tag{III-3}$$

où:

- g : glissement
- f : fréquence de l'onde stator (Hz)
- Nr : nombre d'encoches au rotor

Dans le cas de l'essai en charge nominale à 400 V, nous trouvons : $t = t_0 + 0.003226$, il nous faut donc simuler 645 pas de 0.05 ms pour pouvoir reconstituer le signal complet de la dent i.

Le signal complet de la dent "i" au point " p_i " est alors égal à :

$$B_i(t) = \sum_{n=i-Nr}^i B_n(t + nT_r / Nr) \tag{III-4}$$

formule dans laquelle B_n représente l'induction dans la dent n au point « p_n » tel que : $module(p_n) = module(p_i)$ et que $arg(p_n) = arg(p_i) + n * 2P_i / Nr$ avec T_r période du champ magnétique statorique dans le référentiel du rotor ($T_r = 1 / (g * f)$).

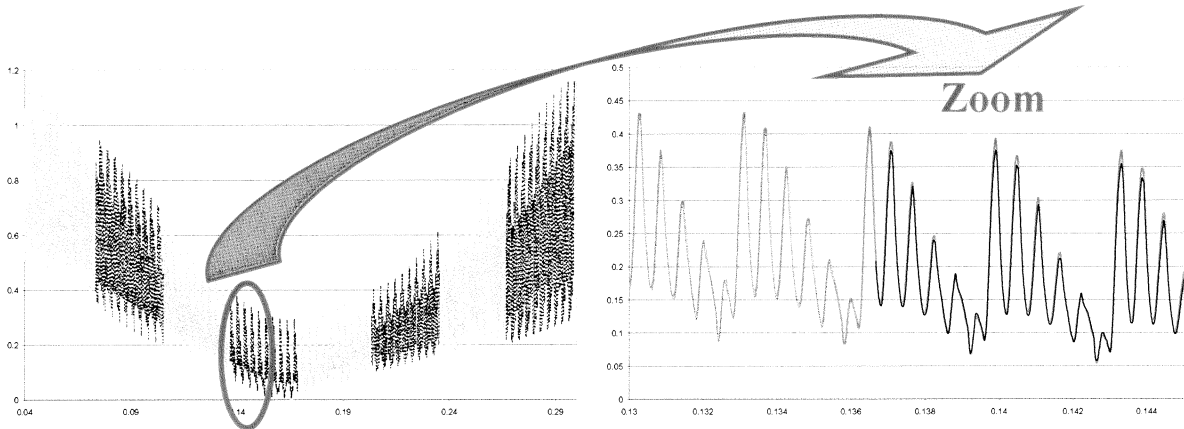


Figure III-5 Comparaisons de l'induction issue d'une dent n sur un temps T et de la somme des inductions des dents $n-7$ à n sur un temps $T/7$

Il en est de même pour toutes les grandeurs du rotor (champ d'excitation, courants dans les barres...). Nous montrons ici qu'il est possible d'obtenir des inductions (par exemple) sur un temps très long en utilisant les symétries physiques du problème (Figure III-5). Il semble néanmoins qu'un maillage assez fin et surtout symétrique par rapport aux dents soit nécessaire. En intégrant cette observation dans Flux2D, il sera alors possible d'étudier les grandeurs à très faibles fréquences de façon plus rapide et ainsi nous pourrions comparer les pertes fer rotor calculées sur une période rotorique avec celles obtenues jusque-là pour des fréquences de 50 Hz. Effectivement, nous avons considéré les grandeurs au rotor comme périodiques et de fréquences égales à celles de l'alimentation. Cette hypothèse peut être faite pour des glissements extrêmement faibles pour lesquels les valeurs des grandeurs rotoriques peuvent être supposées comme oscillantes à la fréquence des harmoniques (élevés) autour d'une constante. Pour des glissements de quelques pourcents, comme c'est le cas en charge, il faudrait en toute rigueur utiliser une période correspondant à une fréquence égale au produit du glissement par la fréquence des sources. Ce calcul étant impossible avec les outils informatiques d'aujourd'hui, la méthode mise en avant précédemment va pouvoir simplifier le problème. Prenons le cas simple d'un cylindre divisé en six parties symétriques (Figure III-6) et pour lequel les phénomènes régis dans son volume (V) sont périodiques (période : T). Nous pouvons donc écrire comme nous l'avons dit :

$$\begin{aligned}
 B_1(t) &= B_i(t+i*T_0) \\
 H_1(t) &= H_i(t+i*T_0) \\
 P_1(t) &= P_i(t+i*T_0)
 \end{aligned}
 \tag{III-5}$$

où :

- i : Indice représentant le volume dans lequel la grandeur est considérée
- B, H, P : Induction, champ d'excitation et pertes fer instantanées
- T_0 : Valeur égale au quotient de la période T_r par le nombre de symétrie ($T/6$ ici)

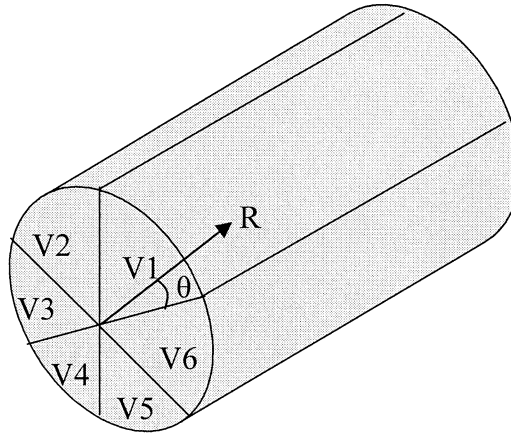


Figure III-6 Illustration servant à la simplification du calcul des pertes

Nous pouvons écrire les pertes fer globales calculées sur ce volume de la façon suivante :

$$\begin{aligned}
 \int_V \frac{1}{T} \cdot \int_0^T P(t) dt dV &= \int_V \frac{1}{T} \cdot \left(\int_0^{T_0} P(t) dt + \int_{T_0}^{2 \cdot T_0} P(t) dt + \dots \right) dV \\
 &= \int_{V_1} \frac{1}{T} \cdot \left[\int_0^{T_0} P_1 \cdot (t) dt + \int_{T_0}^{2 \cdot T_0} P_1 \cdot (t) dt + \dots \right] dV \\
 &+ \int_{V_2} \frac{1}{T} \cdot \left[\int_0^{T_0} P_2 \cdot (t) dt + \int_{T_0}^{2 \cdot T_0} P_2 \cdot (t) dt + \dots \right] dV \\
 &+ \dots
 \end{aligned}$$

Or, comme nous l'avons vu dans l'équation III-5, nous avons :

$$\int_{i \cdot T_0}^{(i+1) \cdot T_0} P_i(t) dt = \int_0^{T_0} P_1(t) dt$$

D'où :

$$\begin{aligned}
 P_{fer} &= \int_{V_1} \frac{6}{T} \cdot \int_0^{T_0} P(t) dt dV + \int_{V_2} \frac{6}{T} \cdot \int_0^{T_0} P(t) dt dV + \dots \\
 &= \int_V \frac{1}{T_0} \cdot \int_0^{T_0} P(t) dt dV
 \end{aligned}$$

Les pertes calculées sur la période du rotor sont donc bien égales à celles calculées sur cette même période divisée par le nombre de symétrie physique du rotor. Ainsi, un problème à charge nominale de notre moteur pour lequel nous devrions effectuer une simulation représentant 1 seconde pour pouvoir étudier dans leur globalité les phénomènes rotoriques pourra se faire sur 33 ms ($N_r = 30$) uniquement sans pertes de données.

Néanmoins, une remarque importante doit être faite. Si il est vrai que les phénomènes globaux ayant trait au rotor sont de très faible fréquence, nous remarquons que pour le signal d'induction notamment, des perturbations hautes fréquences viennent s'ajouter à ce fondamental (Figure III-7). Ces harmoniques de fréquences égalent à $(1-g)*f*N_{enc_s}$, où N_{enc_s} représente le nombre d'encoches au stator, vont créer des pertes proportionnelles à l'amplitude de la variation de l'induction et non de sa valeur moyenne (le fondamental étant de période très supérieur devant ces variations) comme l'a également remarqué D. Son [SON-02]. Autrement dit, le calcul des pertes fer au rotor pourrait presque s'effectuer sur une période correspondant aux pulsations hautes fréquences.

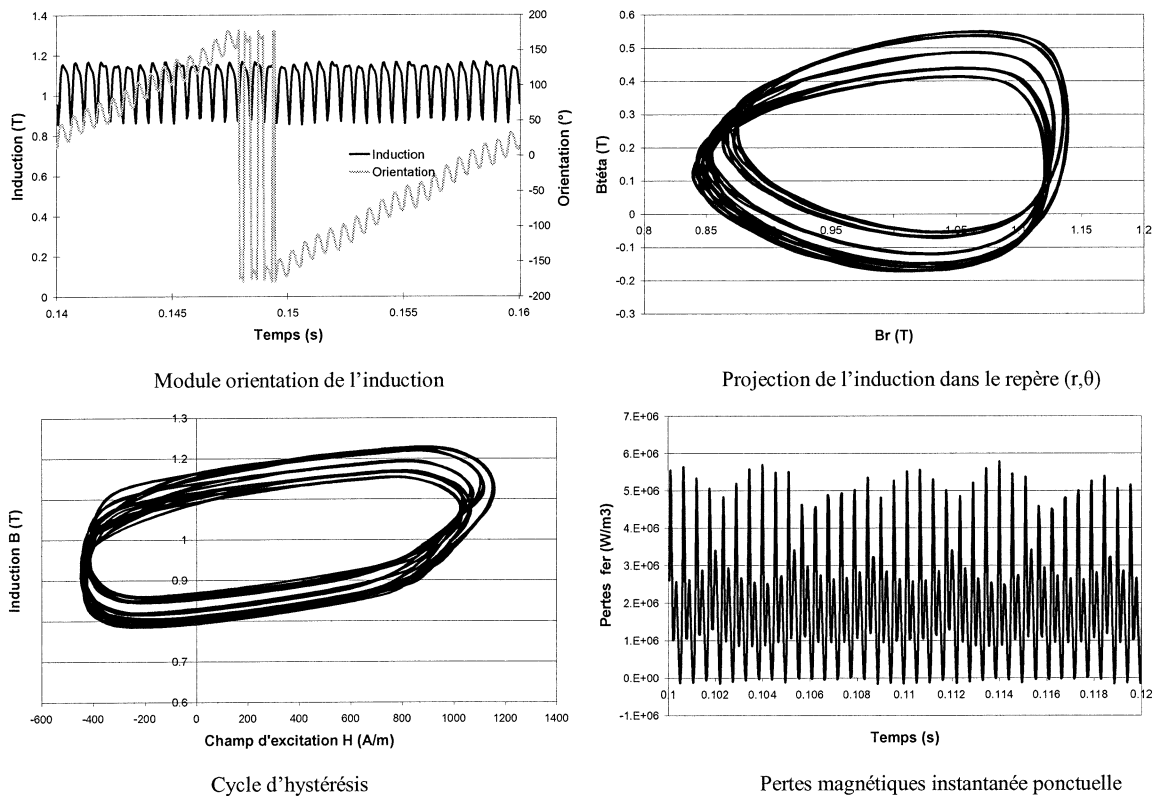


Figure III-7 Diverses représentations des phénomènes magnétiques en un point d'une dent du rotor

Il faut bien entendu nuancer ces propos car les effets de dentures sont évidemment bien moindres à proximité de l'axe mais les pertes fer en ces endroits sont faibles par rapport à celles situées dans les dents. La Figure III-8 illustre les variations des pertes fer sur la surface rotorique pour

une durée de 20 ms. Nous voyons clairement que ces pertes oscillent autour d'une valeur moyenne avec une fréquence très supérieure à celle de l'alimentation.

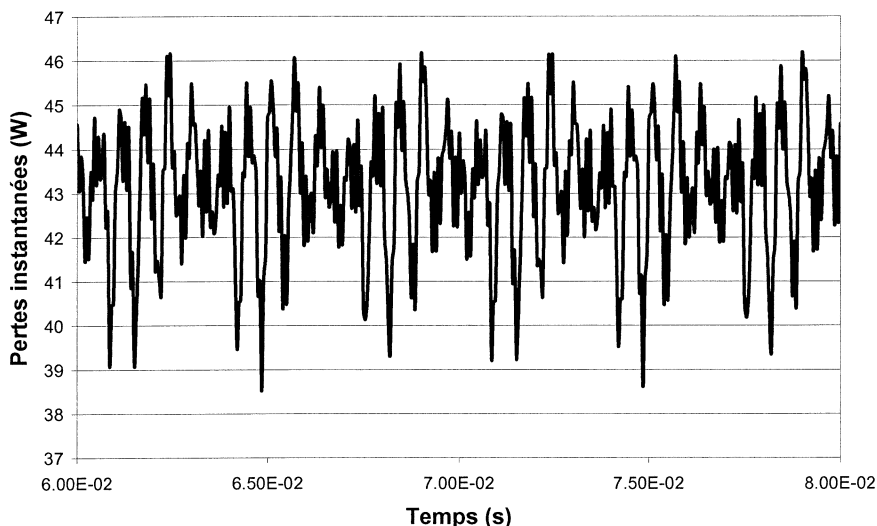


Figure III-8 Pertes magnétiques instantanées au rotor

III.2.5. Exemple de résultats à vide

Afin d'illustrer les comparaisons entre essais et simulations, nous avons choisi un fonctionnement à vide de la machine. Nous rappelons que c'est avec cet essai que nous mesurons les pertes fer et mécaniques. Nous entrons les données (résistances et température des enroulements, tensions, vitesse...) que nous avons effectivement mesurées dans notre modèle afin d'être le plus proche possible des conditions réelles de fonctionnement. Nous avons effectué de nombreuses mesures pour des tensions variées (de 200 V à 420 V). Pour chaque tension, trois essais en moyenne sont réalisés afin de vérifier la reproductibilité des mesures. Nous donnons dans le Tableau III.2 ci-après un exemple de comparaisons obtenues pour un essai sous 400 V sans ventilateur.

Il est bien évident que pour des fonctionnements à vide, il nous faut comparer les pertes fer mesurées aux pertes fer simulées augmentées des pertes Joule dans les barres et les anneaux du rotor. Effectivement, nous l'avons dit au chapitre premier, lors de la mesure des pertes à vide, nous supposons nulles les pertes Joule rotoriques en présumant que la vitesse de rotation du moteur est celle du synchronisme. Or, cette dernière, même lors d'essais sans ventilateur, est obligatoirement inférieure au 3000 tr/min. D'autre part, les pulsations de flux, dues aux effets d'alternance des encoches et dents du stator, créent des courants induits au rotor qui engendrent également un échauffement des barres conductrices.

	Essai	Simulation Flux2D
Puissance absorbée	325	107 <i>sans pertes fer ni mécaniques</i>
Courant absorbé	5.1	4.3
Pertes Joule stator	81	57
Pertes fer	228	234
Pertes mécaniques	16	0
Pertes Joule rotor	0	16.3
Pertes fer + Pertes Joule rotor	228	234.6+16.3=251

Tableau III.2. Comparaison entre essais à 400 V à vide sans ventilateur et simulation

Nous comparons dans les Figure III-9 et la Figure III-10 les formes d’ondes des inductions moyennes au bout d’une dent et des courants obtenus en simulation et en mesure.

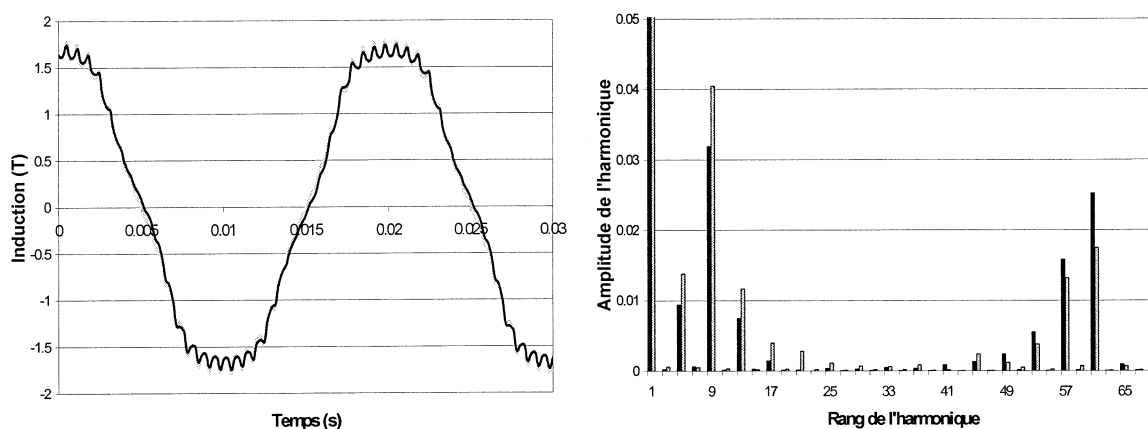


Figure III-9 Inductions mesurées (noir) et simulées (gris) dans le milieu d'une dent

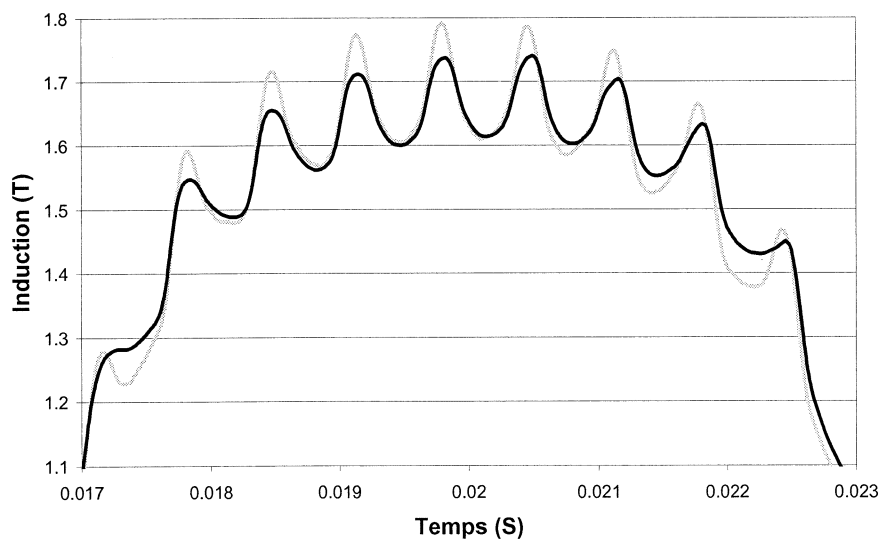


Figure III-10 Zoom de la figure précédente

Les formes d’ondes des inductions mesurées et simulées sont assez proches. Nous pouvons donc considérer que nous avons atteint un niveau de saturation identique dans les dents de la machine. Pourtant, la confrontation des courants (Figure III-11) révèle de fortes disparités, tant sur l’amplitude des harmoniques que sur le fondamental. Nous présenterons au paragraphe III.2.7 une étude de sensibilité effectuée sur plusieurs paramètres et destinée à évaluer les causes de ces différences.

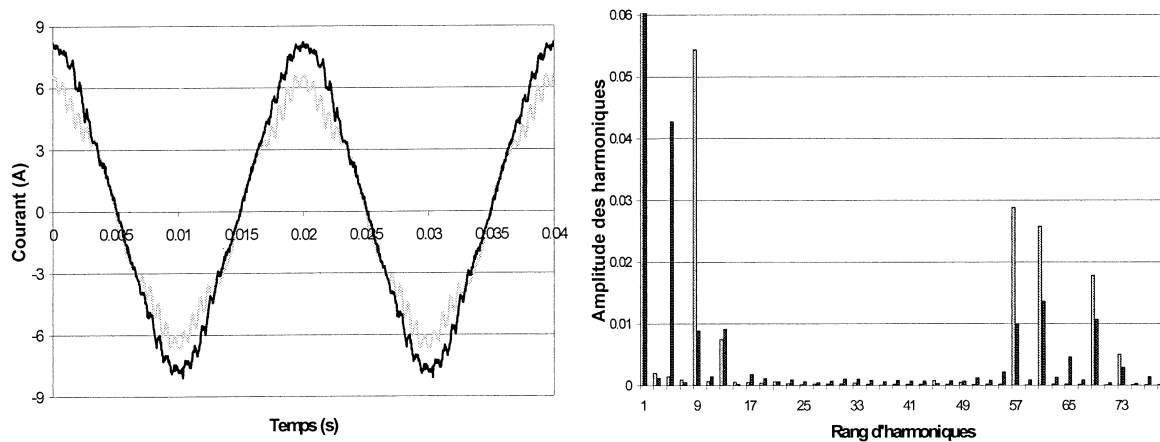


Figure III-11 Comparaison des courants mesurés (noir) et simulés (gris) sous 400V

III.2.6. Exemple de résultats en charge

L’essai à vide que nous venons de présenter était effectué sans ventilateur. Nous minimisions ainsi les risques d’erreur sur la détermination des pertes mécaniques. Néanmoins, comme nous l’avons mentionné dans le chapitre précédent, l’influence de la température sur la valeur des pertes fer n’est pas négligeable. Lors des simulations, l’effet de la température n’est introduit que via la résistivité des matériaux conducteurs et n’affecte pas le calcul des pertes fer. Se pose alors le problème de la définition de l’essai de référence à comparer à la simulation : moteur ventilé ou non. Nous verrons lors de la présentation du modèle LS qu’il est préférable de comparer les pertes fer simulées avec celles mesurées avec ventilateur. En charge, par contre, la question ne se pose plus. Les pertes dissipées sont telles que l’absence de ventilateur entraînerait des dommages certains à notre moteur. Dans les tableaux suivants, les pertes fer et mécaniques sont tirées d’un essai à vide 400 V rotor droit avec ventilateur.

	Essai	Simulation Flux2D
Puissance absorbée	6224	5472 <i>sans pertes fer ni mécaniques</i>
Puissance utile	5474	5067
Courant absorbé	10.2	8.92
Pertes Joule stator	318	240
Pertes fer	256	266
Pertes mécaniques	81	0
Pertes Joule rotor	117	125

Tableau III.3. Essais à 400 V sous une charge de 100% de la valeur nominale

	Essai	Simulation Flux2D
Puissance absorbée	4688	4288 <i>sans pertes fer ni mécaniques</i>
Puissance utile	4120	4031
Courant absorbé	8.32	7.5
Pertes Joule stator	194	159
Pertes fer	256	272
Pertes mécaniques	81	0
Pertes Joule rotor	59	77

Tableau III.4. Essais à 400 V sous une charge de 75% de la valeur nominale

La méthode de mesure employée pour l’instant ne permet pas d’obtenir des pertes fer en charge directement. C’est pourquoi nous les considérons toujours constantes dans nos essais (égales à 256 W). Les résultats issus des simulations montrent quant à eux de légères variations de ces pertes avec la charge (nous n’obtenons que 234 W de pertes fer lors des simulations à vide). D’autre part, les résultats obtenus ici ne sont pas totalement satisfaisants puisque le couple calculé reste encore très éloigné de celui mesuré. Il en va de même d’ailleurs pour les courants absorbés. Il nous faudra donc étudier ici aussi l’influence de différents paramètres afin de pouvoir les modifier pour représenter la machine de façon plus vraisemblable. Malgré ces écarts sur le couple et le courant, les formes d’ondes des inductions simulées dans les dents restent très cohérentes lorsque nous les comparons aux inductions mesurées comme nous pouvons le voir sur la Figure III-12.

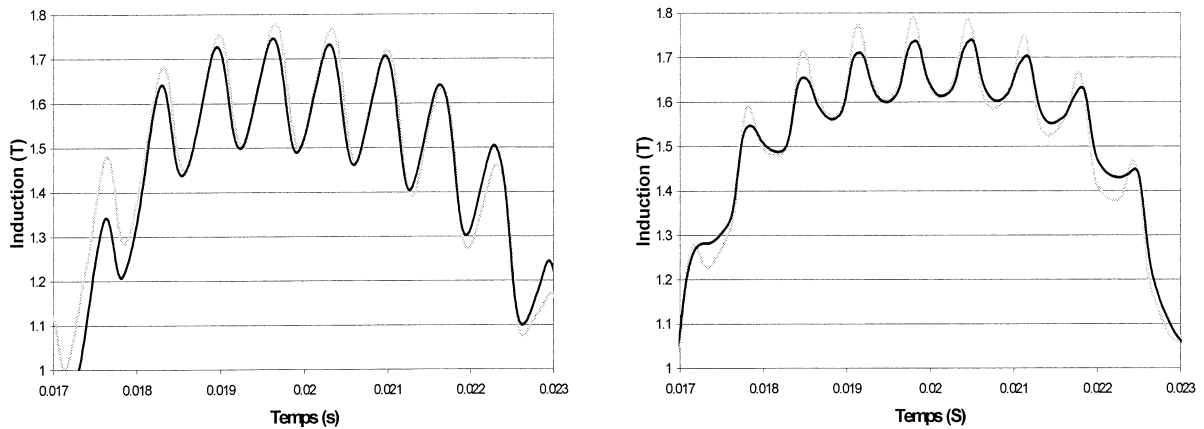


Figure III-12 Inductions mesurées (noire) et simulées (grise) dans le milieu d'une dent pour un essai sous charge nominale (à gauche) et rappel des inductions obtenues à vide sous 400 V (à droite)

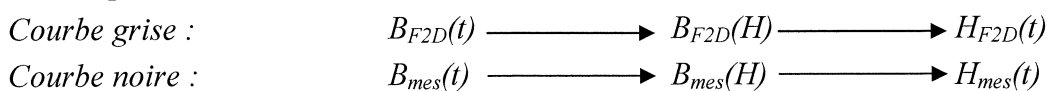
III.3. Etude de sensibilité lors des résolutions évolutives

Nous avons remarqué, lors des résultats présentés au paragraphe III.2.5 « Exemple de résultats à vide », des écarts entre simulation et mesure qui pouvaient être relativement importants sur les courants notamment. La Figure III-12 révèle quant à elle de légers écarts sur l'amplitude des harmoniques de l'induction prise à l'extrémité d'une dent du stator, les fondamentaux mesurés et simulés sont, eux, parfaitement cohérents. Nous avons donc tenu à faire une étude permettant de juger de la sensibilité des résultats en fonction de différents paramètres.

III.3.1. Influence de la courbe B(H)

Lors de nos comparaisons entre simulations et essais, nous avons remarqué des différences sur les pertes fer et l'amplitude des harmoniques de l'induction, notamment lors d'essais à 300 V (Figure III-14) qui font intervenir des inductions de l'ordre de 1.3 T qui se situent au niveau du coude de saturation (résultats que nous mettrons en avant dans le chapitre suivant). Aussi avons nous voulu étudier l'influence des courbes $B(H)$ que nous entrons dans notre modèle. De plus, cette courbe faisant le lien entre tension et courant, il est vraisemblable qu'elle puisse être à la source des écarts tant pour les inductions que pour les courants. Nous proposons donc, à partir des résultats mesurés et simulés des inductions $B(t)$ et des courbes $B(H)$ bijectives correspondantes, de remonter aux courbes $H(t)$.

Nous représentons sur la Figure III-14:



Nous rappelons pour cela l'allure des courbes $B(t)$ obtenues en simulations et en mesures (Figure III-13) pour lesquelles nous avons déphasé légèrement les résultats par rapport au passage par zéro afin de les synchroniser sur les harmoniques principaux.

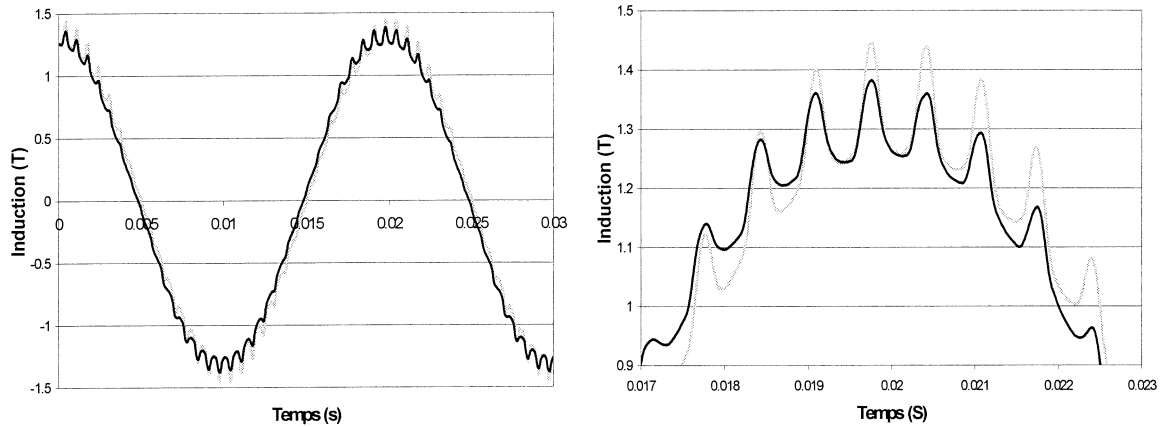


Figure III-13 Inductions mesurées (noire) et simulées (grise) lors d'un essai à 300 V

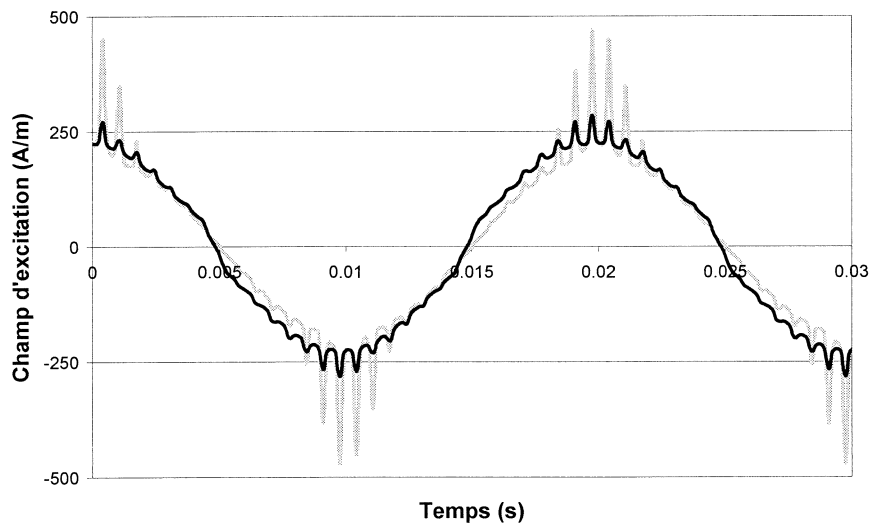


Figure III-14 Comparaison des champs d'excitation simulés (courbe grise) et mesurés (courbe noire)

Dès lors, on s'aperçoit que les variations des courbes relatives à l'excitation mesurée et simulée prennent nettement plus d'ampleur que leurs inductions correspondantes. Afin de valider le rôle primordial joué par la courbe $B(H)$, nous allons maintenant retrouver les courbes $H(t)$ en supposant que la courbe $B(H)$ mesurée est identique à celle donnée par la banque de matériaux Flux2D. Dans la Tableau III.5 sont donc représentés les champs d'excitation obtenus de la façon suivante :

Courbe grise : $B_{F2D}(t) \longrightarrow B_{F2D}(H) \longrightarrow H_{F2D}(t)$
 Courbe noire : $B_{mes}(t) \longrightarrow B_{F2D}(H) \longrightarrow H_{mixte}(t)$

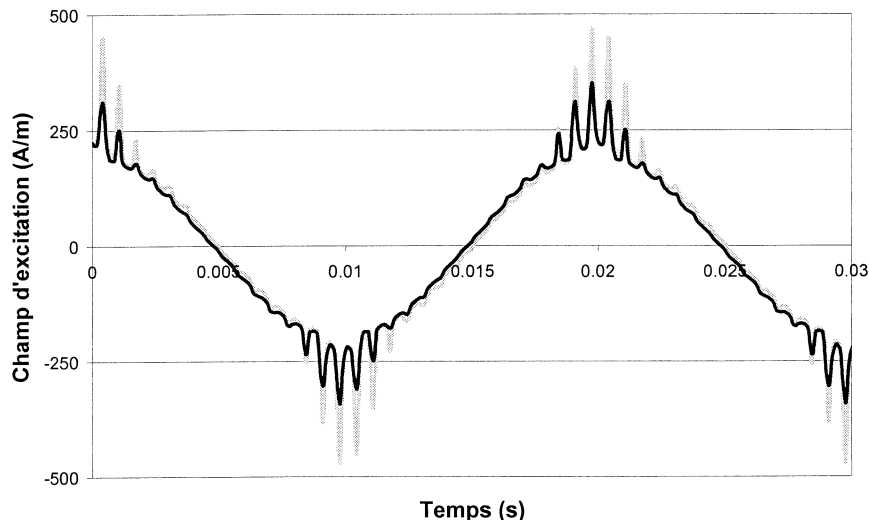


Figure III-15 Courbe $H(t)$ en supposant $B(H)$ mesurée égale à $B(H)$ entrée dans Flux2D

Les deux courbes sont dès lors nettement plus similaires. Il est donc important d’entrer dans la banque de matériaux une courbe $B(H)$ la plus proche possible de la courbe $B(H)$ mesurée sur banc Epstein, ce qui est permis avec la version 7.6 du logiciel. Une nouvelle résolution avec cette banque de matériaux a permis de mieux approcher les courants mesurés (passage de 10% à 6%) et les pertes fer où nos résultats passent de plus de 25 % d’erreur à près de 10 % des pertes effectivement mesurées lors de cet essai à 300 V. Pour ces raisons et parce que la nouvelle version nous le permet enfin, nous utiliserons la courbe $B(H)$ dite réelle lors de nos simulations.

III.3.2. Influence de la valeur de l'entrefer

Afin de tenter de retrouver des courants de simulation plus proches de ceux mesurés, nous allons regarder maintenant l’influence de l’entrefer sur les résultats. Pour ce faire nous allons donc supposer une variation de plus ou moins 10 % de cet entrefer et noter son influence sur différentes grandeurs et notamment sur les courants absorbés. Nous considérons la simulation la plus contraignante c'est-à-dire celle avec la tension d'alimentation la plus forte, soit pour les essais que nous avons effectués, sous 420 V.

Le Tableau III.5 montre, et c’est évident, qu’une augmentation de la valeur de l’entrefer entraîne une augmentation du courant absorbé (à tension d’alimentation constante).

	Essai	Simulation Flux2D initiale (entrefer de 0.5 mm)	Simulation Flux2D avec entrefer de 0.55mm et résistance parallèle	Simulation Flux2D avec entrefer de 0.45mm et résistance parallèle
Puissance absorbée	390	140.6	418	397
Courant absorbé	6.45	5.53 (écart: 14.2%)	5.88 (écart: 8.8%)	5.4 (écart: 16.3%)
Pertes Joule stator	131	100	110	96.5
Pertes fer (augmentés des pertes Joule rotor)	250	264 (écart : -5%)	244.5 (écart :-2.2%)	269 (écart : 7%)
Pertes mécaniques	8	0	0	0
Pertes Joule rotor	0	22	18	20.5

Tableau III.5. Comparaison entre mesures et résultats de simulation avec entrefer variable

Néanmoins, malgré une forte variation sur l’entrefer, nous ne rejoignons toujours pas le courant mesuré, ce qui nous permet d’écarter ce paramètre comme source d’erreur.

III.3.3. Influence de la résistivité de l'axe lors de la résolution (à vide)

Des simulations avec résistivité dans l’axe ont montré une légère augmentation des courants absorbés au stator, ce qui est cohérent puisque l’on augmente ainsi « artificiellement » la réluctance du rotor (cf. Figure III-16) sans modifier le flux (la tension d’alimentation étant constante). D’autre part, les pertes introduites par cette résistivité sont négligeables (moins d’un Watt) vis-à-vis des autres pertes lors des essais à vide mais vont influencer sensiblement les résultats obtenus en charge, nous avons donc pris ce phénomène en considération pour toutes nos résolutions en donnant à l’axe la résistivité de l’acier XC-38.

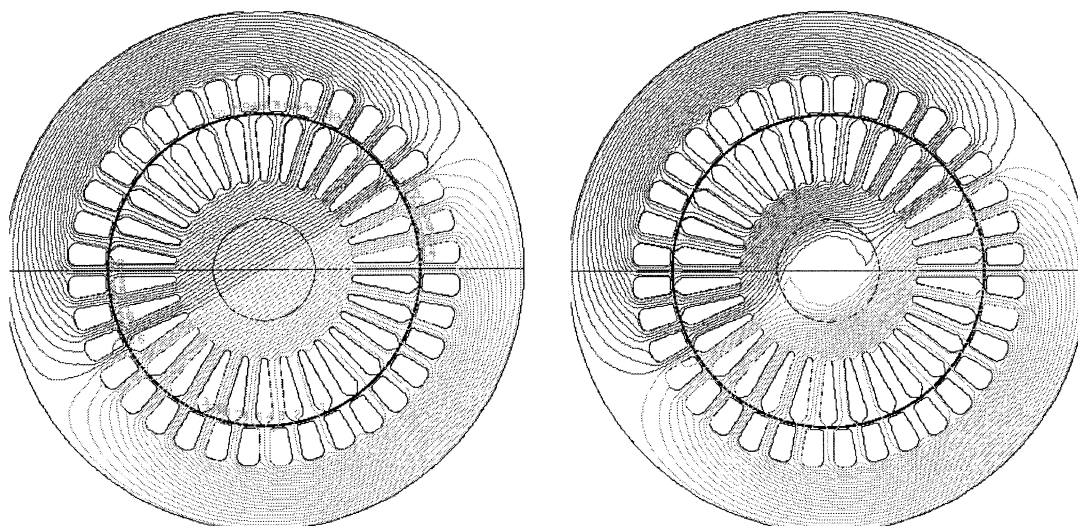


Figure III-16 Visualisation des lignes de flux avec et sans axe résistif (resp. à droite et à gauche)

III.3.4. Influence des courts-circuits à la périphérie du rotor

Ces phénomènes de courts-circuits des tôles au niveau de la périphérie et des encoches du rotor notamment ont été mis en évidence lors de la thèse de Thierry CHEVALIER. Ils sont dus au mode de fabrication et sont difficilement simulables dans la mesure où il est difficile de connaître à la fois la surface sur laquelle ils s'appliquent et la résistivité que l'on peut leur accorder. Néanmoins, ce problème existe et va dans tous les cas augmenter les pertes au rotor. On obtiendra par exemple une hausse de 5 % sur les pertes « fer » (sommes des pertes magnétiques et des pertes Joule rotor dans la cage et la périphérie court-circuitée) lors de l'essai à 300 V en considérant une zone de court-circuit de 2 mm d'épaisseur en périphérie du rotor avec une résistivité de l'ordre de $3 \cdot 10^{-6} \Omega \cdot m$.

III.3.5. Influence de la valeur de l'inductance de fuite du stator

Le calcul analytique de l'inductance de fuite se trouve sous différentes formes dans la littérature. Toutes reposent sur des approximations, un calcul exact étant en effet impossible car le parcours des lignes de dispersion autour des têtes de bobines est d'une extrême complexité. Nous avons toutefois tenté de retrouver un ordre de grandeur de cette valeur en couplant mesure et simulation. Pour ce faire, nous ôtons le rotor de la machine que nous éloignons de toute pièce magnétique et nous alimentons le stator. Nous relevons ainsi sur chaque phase les tensions, courants ainsi que leurs déphasages, nous en déduisons les inductances propres et les résistances de chaque phase. Dans le même temps une simulation sous Flux2D du stator, également sans rotor, en imposant les courants cette fois, permet d'obtenir la valeur de l'inductance située dans la partie active du moteur. La différence entre l'inductance propre mesurée et l'inductance « active » simulée nous donne accès à l'ordre de grandeur de l'inductance de fuite. Il s'avère que dans notre cas, l'inductance ainsi mesurée se trouve être environ le double de celle calculée selon les formules classiques. Il convient donc d'étudier son influence sur les résultats, ce que nous présentons dans le Tableau III.6.

	Essai	Simulation Flux2D Inductance de fuite L	Simulation Flux2D avec la nouvelle inductance de fuite 2*L
Puissance absorbée	393	141	125
Courant absorbé	6.45	5.5 (écart : 13%)	5.1 (écart : 21%)
Pertes Joule stator	136	100	87
Pertes fer (augmentées des pertes Joule rotor)	251	263.8 (écart : 5%)	256.5 (écart : 2.5%)
Pertes mécaniques	7	0	0
Pertes Joule rotor	0	22	20

Tableau III.6. Comparaison entre essais à 420 V à vide sans ventilateur et simulations

Les résultats obtenus montrent que l'inductance de fuite influence notablement le courant absorbé. Cependant la prise en compte de la valeur expérimentale de l'inductance de fuite fait chuter le courant absorbé ce qui va dans le sens opposé à celui recherché. Il est nécessaire de la déterminer par des méthodes plus précises pour pouvoir conclure. La comparaison des inductions simulées dans une dent avec les deux valeurs d'inductances de fuites ne révèle pas de différence, ce qui semble confirmer la très légère variation des pertes fer (environ 3 %).

III.3.6. Influence de la résistivité de la cage d'aluminium

La modification de ce paramètre est fortement sujette à controverse. Nous sommes effectivement convaincu que le processus de fabrication, mêlant fusion de l'aluminium et injection sous pression dans les encoches de la masse rotorique va changer les caractéristiques électriques intrinsèques de ce matériau par rapport à celle fournie par le fabricant. Il est notamment possible que la phase d'injection d'un liquide en fusion dans un milieu « froid » crée des solidifications prématurées de certaines particules d'aluminium qui pourraient alors s'oxyder, modifiant ainsi la résistivité de la cage. Néanmoins, il est difficilement concevable que ce phénomène puisse expliquer une diminution de la résistivité, seule variation capable d'augmenter le courant absorbé et le couple simulé. En outre, les thermistances placées au rotor nous renseignent précisément sur les températures en différents points, températures qui s'avèrent relativement uniforme dans l'ensemble de la masse.

Pourtant, cet artifice visant à diminuer la résistivité de la cage reste le seul capable de nous fournir un bilan complet cohérent. Ainsi il est courant que les fabricants de machines asynchrones utilisant le logiciel Flux2D comme outil d'aide à la conception pondèrent la

résistivité de l'aluminium par un coefficient de 0.85 à 0.8 pour être en mesure d'obtenir des résultats probants.

Nous présentons dans les tableaux III.7 et III.8 l'influence de ce paramètre lors de simulations sous 100% et 75% de charge nominale en utilisant un coefficient pondérateur de 0.825 :

	Essai	Simulation Flux2D Ro = $3 \cdot 10^{-8}$ Ohm.m	Simulation Flux2D Ro = $2.5 \cdot 10^{-8}$ Ohm.m
Puissance absorbée	6224	5472 <i>sans pertes fer ni mécaniques</i>	6246 <i>sans pertes fer ni mécaniques</i>
Puissance utile	5474	5067	5720
Courant absorbé	10.2	8.92	10
Pertes Joule stator	318	240	302
Pertes fer	256	266	283
Pertes mécaniques	81	0	0
Pertes Joule rotor	117	125	144

Tableau III.7. Essais à 400 V sous une charge de 100% de la valeur nominale

	Essai	Simulation Flux2D Ro = $3 \cdot 10^{-8}$ Ohm.m	Simulation Flux2D Ro = $2.5 \cdot 10^{-8}$ Ohm.m
Puissance absorbée	4688	4288 <i>sans pertes fer ni mécaniques</i>	4638 <i>sans pertes fer ni mécaniques</i>
Puissance utile	4120	4031	4330
Courant absorbé	8.32	7.5	7.9
Pertes Joule stator	194	159	175
Pertes fer	256	272	255
Pertes mécaniques	81	0	0
Pertes Joule rotor	59	77	82

Tableau III.8. Essais à 400 V sous une charge de 75% de la valeur nominale

Il serait utile de poursuivre cette étude, ce que nous n'avons pu faire dans le cadre de cette thèse, faute de temps. Nous pourrions ainsi tenter de trouver, si elle existe, une explication physique à ce phénomène, ou tout du moins proposer une interprétation permettant de valider le bien fondé d'une telle modification de cette résistivité. Car les résultats sont éloquentes, tels le montrent les courbes de la Figure III-17 où nous notons une amélioration sensible dans l'approximation des courants simulés par rapport aux courants mesurés.

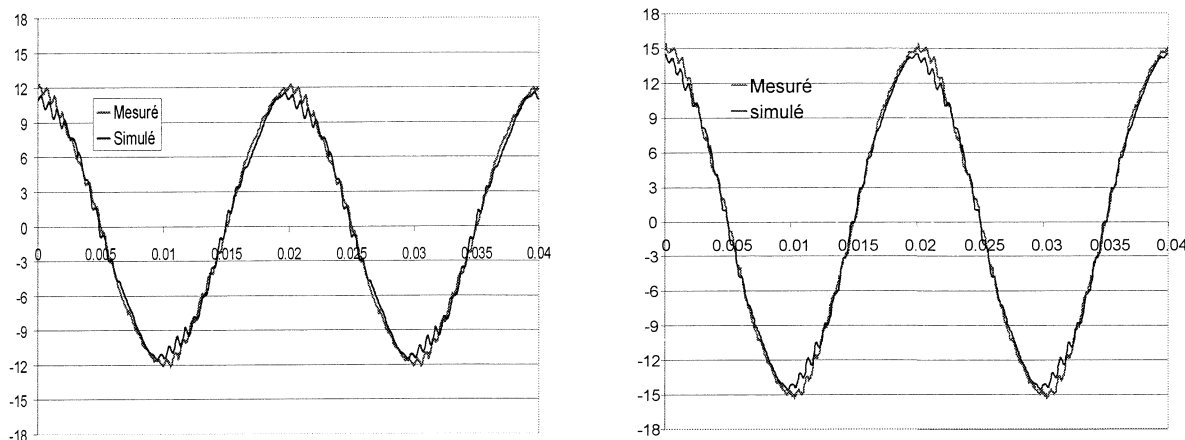


Figure III-17 Comparaison des courants mesurés (noir) et simulés (gris) sous 400V lors d'essais respectivement sous 100% et 75% de la charge nominale

III.3.7. Conclusion

Les écarts de l'ordre de 10 % obtenus sur les courants et le couple entre essais et simulations sont connus des utilisateurs de Flux2D. Ce problème semble ne toucher que les modélisations de machines à induction. L'étude de sensibilité menée dans les paragraphes précédents a permis de mettre en évidence une dépendance forte mais inexplicée sur un paramètre particulier qu'est la résistivité d'aluminium. Des tests sur d'autres machines asynchrones existantes doivent avant tout être effectués avant de conclure. Des modélisations sur des moteurs à rotor bobinés permettraient peut être de conclure, la résistance du secondaire étant alors mesurable. D'autres voies inexplorées pourraient aussi nous aiguiller. Les dents stator et la périphérie du rotor étant sujettes à des variations hautes fréquence, il serait peut être judicieux de fournir à ces zones une caractéristique B(H) de première aimantation définie à partir d'essai hautes fréquences, ce qui devrait théoriquement accroître les ampères-tours nécessaire pour garder le même état de magnétisation dans la machine. D'autre part, la non prise en compte de l'hystérésis lors de la résolution du problème peut également être une cause d'écarts observées. Malheureusement, l'étude de ce phénomène nécessite l'intégration et la gestion de l'histoire dans Flux2D et ne pourra donc être menée dans l'immédiat.

III.4. Modélisation par schéma équivalent monophasé

Dans notre cas, le but principal de la simulation est d'arriver à déterminer et à localiser les phénomènes liés aux pertes. L'outil le plus adapté pour cette recherche vient d'être présenté. Néanmoins, il nous est apparu utile de revenir sur une modélisation plus simple et plus utilisée. Il s'agit de la représentation par schéma équivalent. Ce modèle permet de connaître, plus ou moins précisément selon les méthodes employées, les caractéristiques de fonctionnement globales de la machine représentée. Cela permet notamment d'avoir une idée sur la puissance consommée, le couple ou bien encore le facteur de puissance au voisinage du point de fonctionnement nominal. Ce schéma se base sur les équations électriques du moteur afin de se ramener à un schéma monophasé équivalent à la machine asynchrone de la forme générale décrite par la Figure III-18.

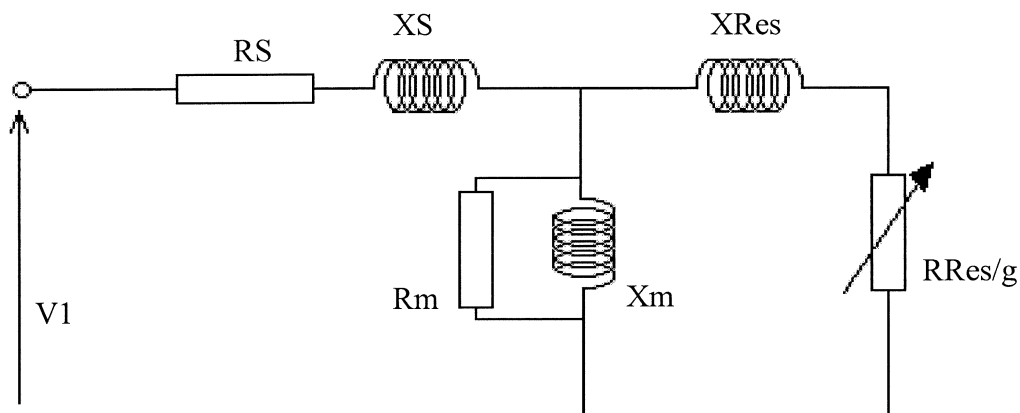


Figure III-18 Schéma monophasé équivalent

Schéma pour lequel nous avons défini :

RS : résistance des enroulements correspondant à une phase primaire.

RRes : résistance rotorique équivalente au stator

$\frac{RRes}{g}$: rend compte de la puissance active transmise au rotor ($P_{jr} + P_{méc} + P_u$)

XS : impédance de fuite du stator.

XRes : impédance de fuite du rotor équivalente au stator.

Xm : impédance magnétisante

Rm : résistance représentant les pertes fer.

Pour ce faire, une hypothèse forte est utilisée : le schéma équivalent tel qu'il est représenté n'est valable que pour le fondamental.

Deux principaux modes de détermination des paramètres existent. L'un se base sur des essais à vide et à rotor bloqué (également appelé essai de court-circuit) et nécessite donc une machine existante, l'autre établit la valeur des paramètres en fonction de la géométrie, souvent simplifiée, de la machine. Dans les lignes qui suivent, nous présenterons rapidement ces deux

représentations après avoir expliqué la démarche mathématique permettant de représenter une machine asynchrone par un schéma monophasé équivalent. Ensuite, nous verrons un modèle original de ce même schéma qui se base sur des résolutions par éléments finis afin d'obtenir des paramètres variables, permettant ainsi de tenir compte de la saturation des tôles. Ce dernier modèle nous intéresse tout particulièrement. Effectivement, il est possible de représenter les pertes fer en insérant une résistance en parallèle sur l'inductance magnétisante dans le schéma équivalent. Si cette résistance est de valeur fixée, une légère erreur est commise sur les pertes fer. Par contre, si nous réussissons à connaître sa loi de variation en fonction de l'état de saturation, nous aurions alors accès à un modèle précis et surtout d'utilisation très simplifiée, ce qui permettrait de connaître rapidement le rendement d'un moteur pour différents types de fonctionnement.

III.4.1. Des équations électriques au schéma équivalent

La démarche utilisée se calque sur les travaux de Omar SAHRAOUI [SAH-94] qui rend compte des effets de la cage de manière originale en se basant sur une représentation par mailles et non par barreaux comme c'est souvent le cas dans la littérature.

✓ Inductance et mutuelle au stator

Nous parlerons plus tard des méthodes relatives à la mesure et aux calculs de l'inductance principale L_p et des mutuelles M_p des enroulements statoriques. Les définitions de ce paragraphe seront données avec ces notations afin de ne pas alourdir les calculs.

✓ Inductance et mutuelle au rotor

La cage est décrite comme un ensemble de mailles comme indiqué sur la Figure III-19 :

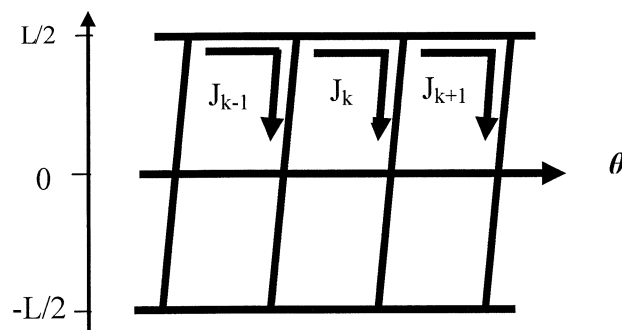


Figure III-19 Représentation des mailles

On définit θ_k comme étant l'angle angulaire entre l'axe de la phase A et le centre de la maille k . En supposant θ_0 la valeur de l'angle avec la maille prise comme référence N°1 à l'instant $t=0$, alors l'angle angulaire de la phase k à l'instant t vaut :

$$\theta_k = \theta_0 + (1 - g) * \left(\frac{\omega}{p}\right) + \left(\frac{2\pi}{Q}\right) * (1 - k) \quad (III-6)$$

Dans cette équation, p représente le nombre de paires de pôles de la machine, ω la pulsation des courants statoriques et Q le nombre de barres du rotor. Avec un entrefer constant, nous pouvons calculer la réluctance de chaque maille par la relation suivante :

$$R_k = R_0 = \frac{1}{P_0} = \frac{e}{\mu_0 * S} \quad (III-7)$$

où P_0 est la perméance de la maille, e l'entrefer, μ_0 la perméabilité du vide et S la surface de la maille D_k .

Si nous définissons la réluctance totale de la façon suivante :

$$R_t = Q * R_0 \quad (III-8)$$

nous pouvons alors, en passant par l'intermédiaire du flux créé par une maille et du couplage entre les mailles, définir l'inductance propre l_{mr} et la mutuelle M_{mr} entre deux mailles du rotor:

$$l_{mr} = \frac{1}{R_0} * \frac{(Q-1)}{Q} \quad (III-9)$$

$$M_{mr} = \frac{1}{R_0 * Q} \quad (III-10)$$

✓ **Inductance et mutuelle entre le stator et le rotor**

Les inductances mutuelles M_{Ak} , M_{Bk} , M_{Ck} entre les phases A, B, C du stator et la maille k du rotor sont définies en ne tenant compte que du premier harmonique de l'induction par les relations :

$$\begin{aligned} M_{Ak} &= M_1 * \cos(p\theta_k) \\ M_{Bk} &= M_1 * \cos(p\theta_k - 2\pi/3) \\ M_{Ck} &= M_1 * \cos(p\theta_k - 4\pi/3) \end{aligned} \quad (III-11)$$

où :
$$M_{ij} = S * B * \frac{\sin(\frac{p\pi}{Q})}{\frac{p\pi}{Q}} * \frac{\sin(\frac{p\alpha}{2})}{\frac{p\alpha}{2}}$$
, S étant la surface d'une maille du rotor soit

$S=2\pi*R_{me}*L$, p le nombre de paires de pôles de la machine et α l'inclinaison des barres en radians.

✓ **Équation de fonctionnement de la machine en régime permanent sinusoïdal**

Au stator, la tension V_A aux bornes de phase A s'écrit :

$$V_A = R.I_A + \frac{d\phi_A}{dt} = R.I_A + \frac{d(Lp.I_A + Mp.(I_B + I_C))}{dt} + \frac{d(\sum_{k=1}^Q M_{Ak}.J_k)}{dt} \quad (III-12)$$

Au rotor, si l'on suppose que la maille k ait les caractéristiques de la Figure III-20 suivante :

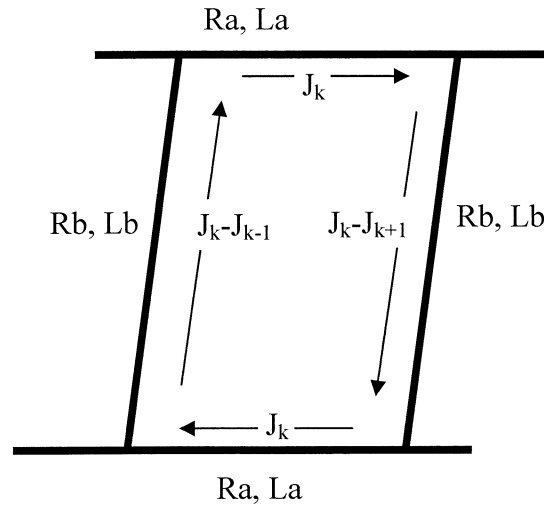


Figure III-20 Les courants dans la maille k

alors nous pouvons écrire :

$$\begin{aligned} 0 = & Rb.(2J_k - J_{k-1} - J_{k+1}) + Lb.\frac{d}{dt}(2.J_k - J_{k-1} - J_{k+1}) \\ & + 2.Ra.J_k + 2.La.\frac{dJ_k}{dt} + \frac{d}{dt}(M_{Ak}.I_A + M_{Bk}.I_B + M_{Ck}.I_C) \\ & + \frac{1}{R_o}\frac{d}{dt}\left(\frac{(Q-1)}{Q}.J_k + \sum_{\substack{k'=0 \\ k' \neq k}}^Q J_{k'}\right) \end{aligned} \quad (III-13)$$

En supposant les courants statoriques sinusoïdaux, nous déduisons :

$$M_{Ak}.I_A + M_{Bk}.I_B + M_{Ck}.I_C = \frac{3}{2}M_1.Im.cos(\omega t - \varphi - p\theta_k) \quad (III-14)$$

En admettant que les courants des mailles soient aussi sinusoïdaux, on a :

$$J_k = Jm.cos(\omega t - \varphi - p\theta_k) \quad (III-15)$$

Soit en remplaçant dans l'équation la valeur de θ_k :

$$J_k = Jm.cos(g\omega t - \varphi - p\theta_0 - 2\pi.p.(k-1)/Q) \quad (III-16)$$

D'autre part, le système de courant Q-phasé du rotor étant équilibré et la somme des J_k étant nulle, nous obtenons :

$$2.J_k - J_{k-1} - J_{k+1} = 4.J_k \cdot \sin^2\left(\frac{p\pi}{Q}\right) \quad (III-17)$$

Nous avons ainsi, après simplification dans l'équation (III-13) :

$$0 = R_R.J_k + (L_R + P_o) \cdot \frac{dJ_k}{dt} + \frac{3}{2}M_1.Im.g\omega.cos(\omega t - p\theta_k - \varphi + \frac{\pi}{2}) \quad (III-18)$$

où $R_R = 2.Ra + 4.Rb \cdot \sin^2\left(\frac{p\pi}{Q}\right)$ est la résistance de la maille tenant compte de la résistance de

la barre et de celle de l'anneau, $L_R = 2.La + 4.La \cdot \sin^2\left(\frac{p\pi}{Q}\right)$ étant l'inductance de la maille.

En résolvant l'équation (III-18) par rapport au courant J_k nous trouvons :

$$J_k = Jm.cos(\omega t - p.\theta_k - \varphi - \frac{\pi}{2} - \varphi_r) \quad (III-19)$$

avec :

$$Jm = \frac{3}{2} \cdot \frac{Im.M_1.g\omega}{\sqrt{R_R^2 + (L_R + P_o)^2.g^2.\omega^2}} \quad (III-20)$$

et :

$$\varphi_r = \arctan\left(\frac{g\omega.(L_R + P_o)}{R_R}\right)$$

Des équations (III-16) et (III-19) nous déduisons, après simplification :

$$\sum_{k=1}^Q M_{Ak} . J_k = \frac{Q}{2} . M_1 . Jm . \cos(\omega t - \varphi - \frac{\pi}{2} - \varphi_r) \quad (III-21)$$

Nous noterons par la suite J_2 le courant fictif qui tient compte de l'effet de toutes les mailles et qui est défini par :

$$J_2 = J_m \cdot \cos(\omega t - \varphi - \frac{\pi}{2} - \varphi_R) \quad (III-22)$$

Ces notations nous permettent donc en passant par un calcul complexe d'aboutir aux équations de la machine suivantes :

$$\begin{cases} \overline{V}_A = (R + j\omega \cdot L_s) \cdot \overline{I}_A + j\omega \frac{Q}{2} M_1 \overline{J}_2 \\ 0 = \frac{3}{2} j\omega \cdot M_1 \overline{I}_A + (\frac{R_R}{g} + j\omega(L_R + P_o)) \overline{J}_2 \end{cases} \quad (III-23)$$

La solution de ce système fournit alors le courant statorique I_A et rotorique J_2 à partir desquels nous pouvons déduire le courant J_k .

Une fois le système (III-23) établi, il ne reste plus qu'à le « symétriser » à l'aide de deux constantes α et β définies de sorte que : $\beta = \frac{Q}{3} \alpha$. Nous pouvons alors définir :

$$\begin{cases} \overline{I}_2 = \alpha \cdot \overline{J}_2 \\ R_S = R \\ X_1 = L_s \cdot \omega \\ X_m = \alpha \cdot \frac{Q}{2} \cdot M_1 \cdot \omega \\ R_{Res} = R_R \\ X_2 = \omega(L_R + P_o) \cdot \frac{\alpha^2}{3} \\ X_S = X_1 - X_m \\ X_{Res} = X_2 - X_m \end{cases} \quad (III-24)$$

D'où :

$$\begin{cases} \overline{V}_A = (R_S + jX_S) \overline{I}_A + jX_m(\overline{I}_A + \overline{I}_2) \\ 0 = jX_m(\overline{I}_A + \overline{I}_2) + (\frac{R_{Res}}{g} + jX_{Res}) \overline{I}_2 \end{cases} \quad (III-25)$$

Ce qui permet d'aboutir au schéma monophasé équivalent de la Figure III-21 en posant $I_A = I_1$ et $V_A = V_1$:

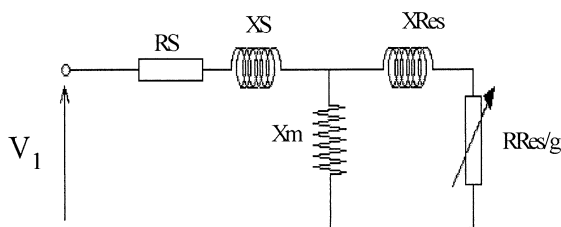


Figure III-21 Schéma équivalent monophasé (sans pertes fer)

schéma pour lequel la résistance représentant les pertes fer (et mécaniques) n'apparaît pas, mais dont la forte dépendance avec le carré de l'induction maximale (cf. chapitre I) autorise sa représentation via une résistance en parallèle sur l'impédance X_m comme décrit sur la Figure III-18.

III.4.2. Détermination par la mesure

III.4.2.1. Essai à vide

Les courants au rotor sont supposés nuls lors de ce fonctionnement. L'alimentation délivre alors des tensions entre phases U_{10} et des courants statoriques I_{10} . En effectuant le bilan de puissance comme décrit au premier chapitre, la puissance utile étant nulle, nous pouvons écrire l'équation :

$$P_{abs \text{ à vide}} = P_{js} + P_{méc} + P_{fer} \quad (III-26)$$

et connaissant la résistance RS des enroulements, nous pouvons déduire en se reportant à la figure III-11:

$$R_m \approx P_{fer}/3I_{10}^2, \quad Z_m = \frac{U_{10}}{\sqrt{3} * I_{10}} - \sqrt{RS^2 + (XS)^2} \quad (III-27)$$

et

$$X_m = \sqrt{Z_m^2 - R_m^2} \quad (III-28)$$

équations pour lesquels Z_m représente l'impédance magnétisante en parallèle avec la résistance représentative des pertes fer.

III.4.2.2. Essai en court-circuit (rotor bloqué : $g=1$)

Nous effectuons cet essai sous tension réduite ($V_{cc} < 30\%$ de V_n) afin que le courant absorbé ne dépasse pas le courant nominal. Nous supposons que l'intensité de court-circuit est proportionnelle à la tension, ce qui est une hypothèse forte consistant à conjecturer un fonctionnement non saturé :

$$I'_{cc} = I_{cc} * V_n / V_{cc} \quad (III-29)$$

avec I'_{cc} courant de court-circuit sous tension nominale.

Nous mesurons à nouveau la puissance fournie, les tensions et courants et nous déduisons :

$$RS + RRes = \frac{P_{cc}}{3 * I_{cc}^2} \quad (III-30)$$

Nous posons alors la relation suivante :

$$XS = XRes \quad (III-31)$$

paramètres que l'on déduit de l'équation :

$$\sqrt{(RS + RRes)^2 + (XS + XRes)^2} = \frac{U_{cc}}{\sqrt{3} * I_{cc}} \quad (III-32)$$

L'intérêt d'obtenir un tel schéma est qu'il est possible de connaître rapidement avec, certes, une moindre précision, la valeur du courant dans le rotor et des pertes associées, soit en résolvant le système d'équations de manière analytique (Mathcad), soit en utilisant un logiciel dédié à la résolution de circuit électrique (P-Spice, Simplorer...)

Cette représentation est très utilisée car elle permet d'avoir très rapidement une caractéristique d'une machine asynchrone sur toute la plage de vitesse en fonction de la tension d'alimentation. Néanmoins, ce modèle reste approximatif et ne saurait être utilisé pour faire de la séparation de pertes de façon précise. Nous voyons d'ores et déjà sur les résultats obtenus avec ce modèle une forte sensibilité avec la résistance statorique, donc avec la température. Il paraît alors indispensable pour une étude balayant plusieurs points de fonctionnement (à vide et en charge par exemple) de faire intervenir la variation de cette résistance en fonction de la température ou plus simplement en fonction du courant primaire par des essais appropriés sur une plage allant des courants nuls aux courants nominaux par exemple.

III.4.3. Détermination par la géométrie de la machine

De nombreux ouvrages traitant de ce sujet ont déjà été publiés. Ils utilisent la géométrie du moteur comme base des calculs. Cette méthode nous a notamment servi lors de la détermination des paramètres d'extrémités de la machine (résistances et inductances de têtes de bobines et d'anneaux) que nous avons entrés dans les équations de circuits couplées à Flux2D, les valeurs de ces paramètres d'extrémités n'étant pas mesurables. Nous ne rentrerons pas dans la définition et l'explication de chaque terme, ce qui serait lourd et hors sujet, mais nous mettons en avant les hypothèses et limites imposées par ce modèle.

III.4.3.1. Hypothèses

Le modèle équivalent basé sur les données géométriques de la machine suppose des flux sinusoïdaux dans le temps et dans l'espace (modèle ne tenant compte que du fondamental), tout comme les courants statoriques et rotoriques. Les ampères-tours consommés dans le fer sont négligés, les valeurs des inductances sont donc données par excès. La densité de courant dans les enroulements statoriques est supposée uniformément répartie, par contre nous tiendrons compte de l'effet de peau dans l'étude de la cage. Nous nous intéressons uniquement au régime permanent et pour un domaine d'utilisation faiblement saturé : fonctionnement autour du point nominal ($g = 0$ à 0.2). Le modèle sera donné pour une température des enroulements statoriques et une température de la cage données.

III.4.3.2. Limites

On voit dès lors une des grosses lacunes dues à cette détermination analytique des paramètres : il n'est pas possible de déduire les pertes fer de la géométrie et des caractéristiques magnétiques de la machine. Aussi, les utilisateurs de ce modèle se basent bien souvent sur des essais effectués sur des machines les plus semblables possibles afin de déterminer les résistances représentatives des pertes fer et mécaniques.

Un autre inconvénient majeur est que les calculs fournis ne tiennent pas compte des harmoniques de champ et de courant dont les pertes leur incombant ne pourraient être négligées lors d'une étude approfondie. De même, la prise en compte des effets de saturation par réseaux de perméances ne permet pas de modéliser les saturations locales présentes dans les becs d'encoches, les isthmes... ce qui réduit quelque peu le domaine de validité de ce modèle.

Pour ces raisons, nous avons souhaité étudier un troisième modèle, basé lui sur des paramètres variables définis grâce à des essais en magnétodynamique sous le logiciel Flux2D.

III.4.4. Schéma équivalent par la méthode vectorielle

Nous avons vu que les schémas équivalents obtenus précédemment avaient des paramètres constants. Ils ne modélisent donc pas l'effet de saturation de la machine. Nous ne pourrions donc les utiliser que pour des régimes linéaires, ce qui ne convient pas au fonctionnement en charge de notre moteur. Pour cette raison, il est intéressant d'utiliser un schéma équivalent basé sur une étude de simulations par éléments finis. Cette dernière tient compte intrinsèquement du phénomène de saturation. Pour les composantes « classiques » telles que les inductances magnétisantes et de fuites (primaire et secondaire), la résistance représentative des pertes Joule dans la cage etc., il est possible par des simulations rapides en magnétodynamique d'obtenir des valeurs pour différents points de fonctionnement, soit différents états de saturation magnétique. Les valeurs de ces paramètres seront données par la méthode du diagramme

vectoriel (nous rappelons qu'une résolution sous Flux2D ne prend pas en compte les pertes fer, mais modélise la saturation par l'emploi de courbes B(H) non linéaires).
Ce diagramme est rappelé sur la Figure III-22.

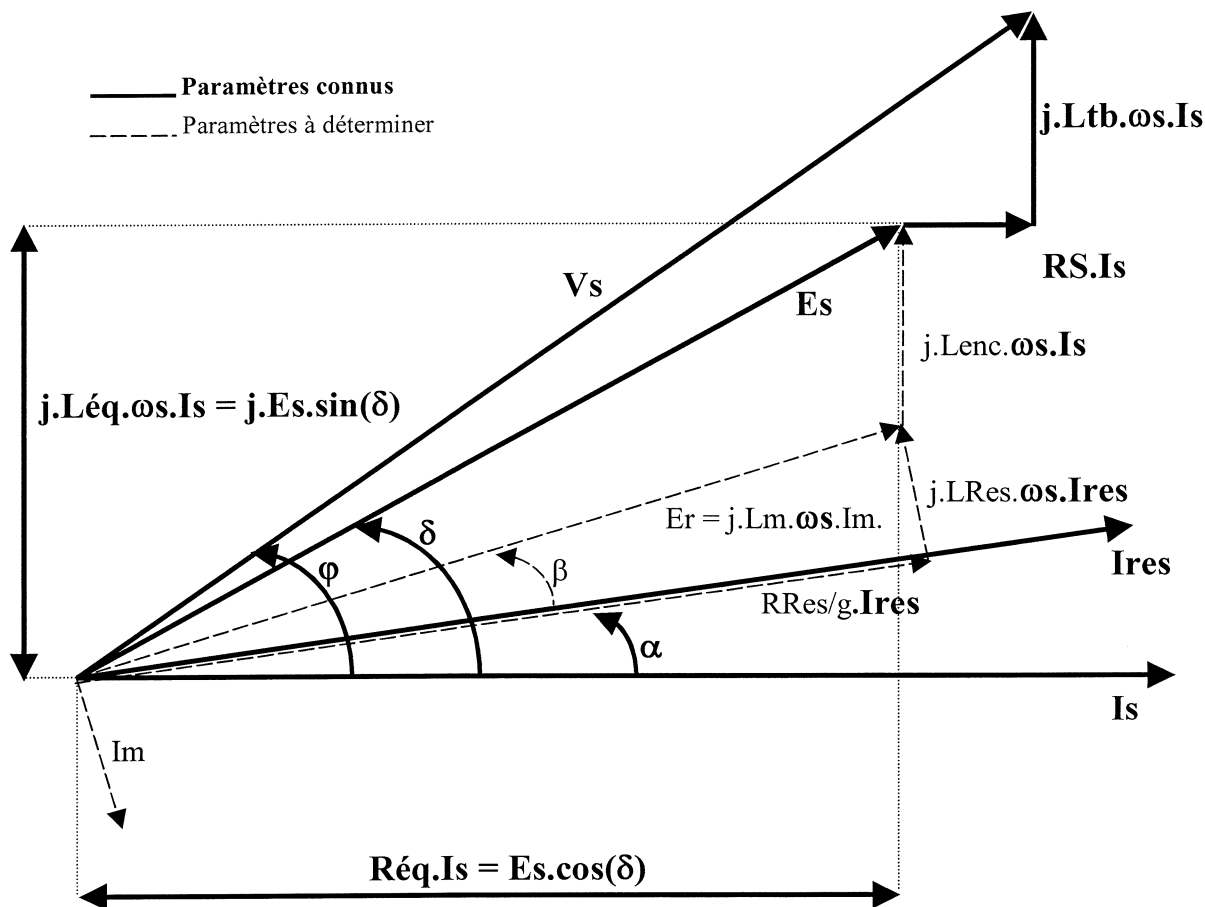


Figure III-22 Modèle vectoriel de la machine asynchrone

✓ Caractéristiques des simulations en magnétodynamique

Ce mode de fonctionnement requiert la connaissance de la fréquence d'alimentation et du glissement. Nous utiliserons ici également le couplage avec les équations de circuit qui permettent entre autre de simuler les courts-circuits de la cage et les effets des têtes de bobines.

✓ Liens avec les paramètres du schéma équivalent

La résistance représentant les enroulements statoriques d'une phase est déterminée par l'utilisateur lors de l'affectation des lois physiques. L'inductance magnétisante peut être vérifiée par une simulation à vide. Lors de ces résolutions, les données de puissance consommée dans les différents conducteurs et des courants les traversant ainsi que des angles tensions/courants accessibles dans le module d'exploitation de Flux2D vont permettre de caractériser les valeurs des paramètres pour différents états de saturation de la machine. Nous

pourrons alors par une interpolation de points, établir une loi de variation de ces paramètres en fonction du flux à partir de quelques essais que nous effectuerons rotor bloqué (soit pour une valeur unitaire du glissement) et en utilisant comme variable la tension d'alimentation (la fréquence restant fixée à 50 Hz). Cette méthode donne des résultats très cohérents pour notre machine particulière. Elle s'avère toutefois légèrement moins satisfaisante lorsqu'elle est employée sur des moteurs comportant moins d'encoches par pôle, soit pour des machines à répartition spatiale du champ moins sinusoïdale. Dans ces cas là, la position du rotor lors des essais machine bloquée influe sur les résultats obtenus. Nous obtenons alors les variations décrites sur la Figure III-23 :

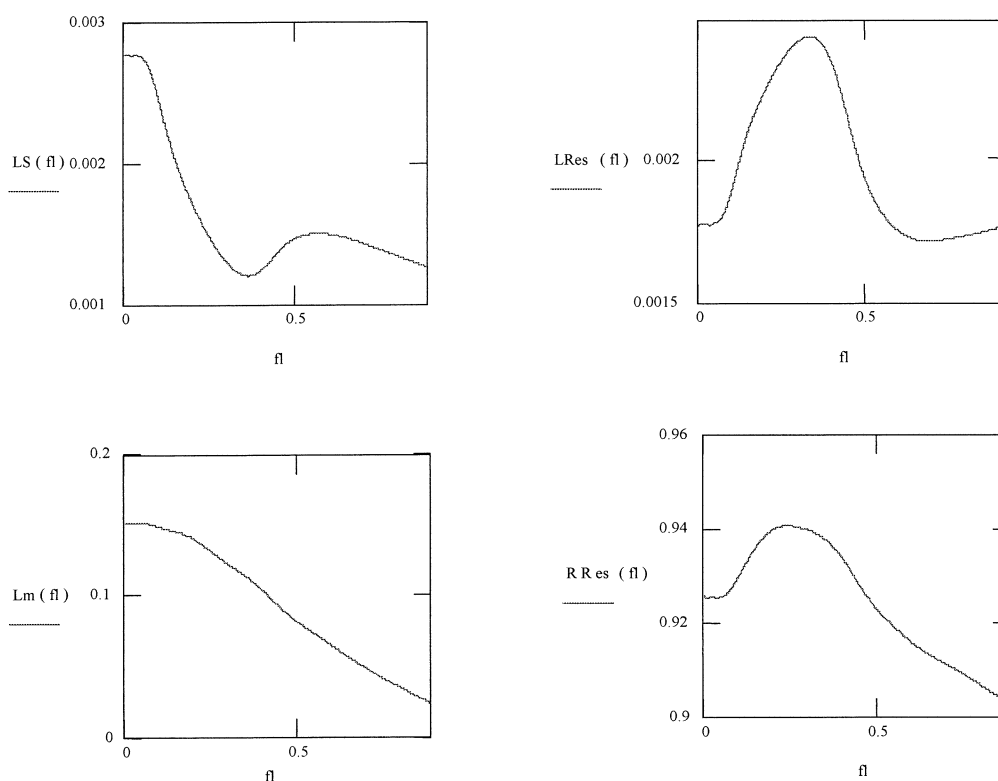


Figure III-23 Variations des paramètres en fonction du flux exprimés en valeur réduite

avec :

LS : inductance statorique.

$LRes$: inductance rotorique équivalente au stator (ou ramenée au stator).

Lm : inductance magnétisante

$RRes$: résistance des barres équivalente au stator (ou ramenée au stator)

La validation de ce modèle faisant intervenir la saturation se voit nettement sur la Figure III-24 et la Figure III-25. Ces courbes mettent en évidence la bonne approximation de différentes grandeurs telles les puissances absorbées et utiles, les pertes Joule, les courants rotor et stator

ainsi que le couple en comparant les résultats issus de ce modèle avec ceux obtenus lors d'une résolution évolutive par Flux2D pour différents points de fonctionnement.

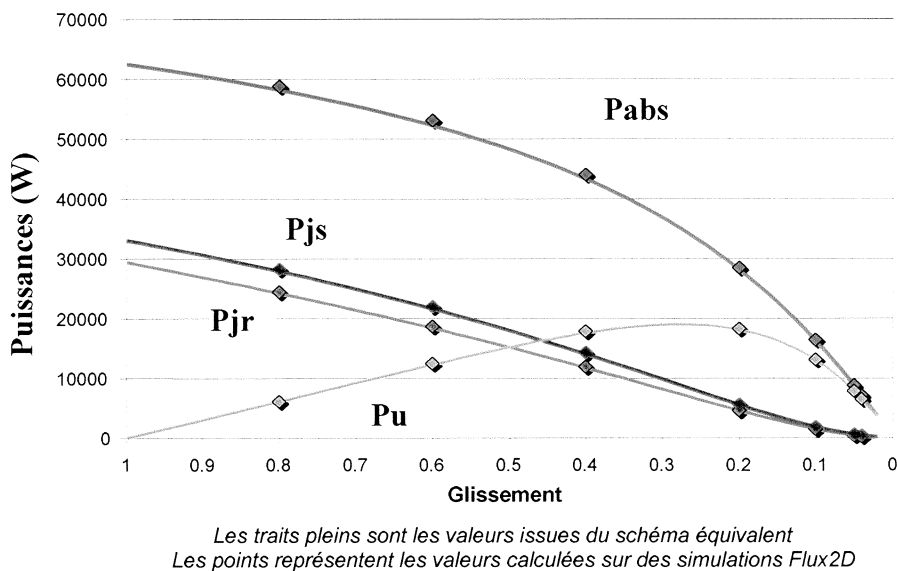


Figure III-24 Comparaisons des puissances absorbées, utiles et des pertes Joule

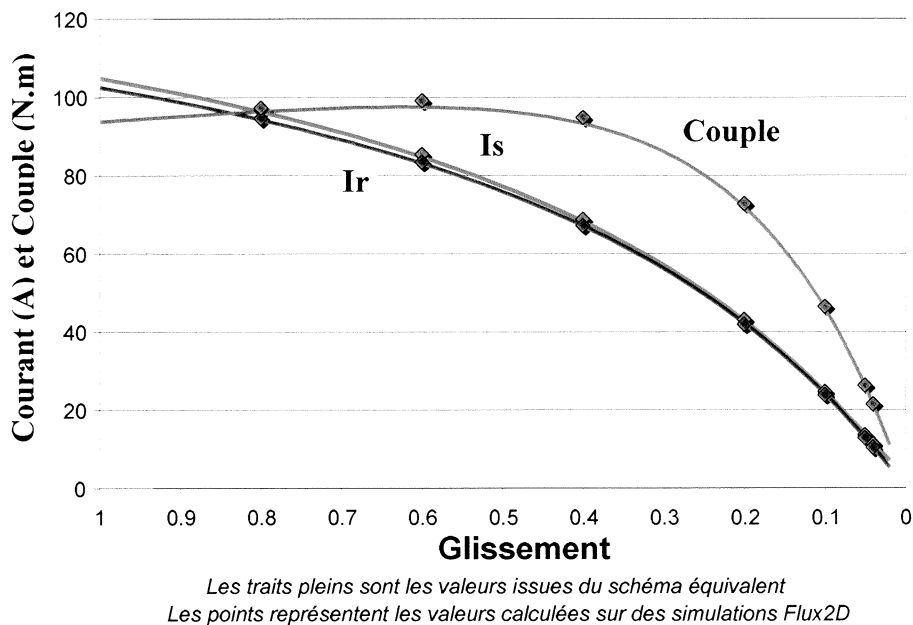


Figure III-25 Comparaisons des couples, des courants statoriques et rotoriques équivalents au statot

La mise en place de ce schéma équivalent permet donc d'obtenir rapidement des résultats ayant la même précision que de longues simulations par éléments finis. Les renseignements obtenus sont toutefois très scolaires et bien loin des multiples informations que peuvent fournir une

étude numérique. Comme nous l'avons précisé dans l'introduction, ce nouveau schéma pourra se révéler utile lorsque nous parviendrons à obtenir une représentation fidèle des pertes fer, soit après avoir terminé la validation du modèle LS que nous présentons au chapitre suivant.

III.5. Conclusion

La simulation numérique sous Flux2D fournit des renseignements nombreux et d'une grande précision. La cartographie de l'induction évaluée s'est avérée très proche de celle effectivement mesurée sur notre machine instrumentée, tant pour des fonctionnements à vide que pour des fonctionnements en charge. Pourtant, nous avons noté que les calculs du courant et du couple sous-estimaient les valeurs réelles d'environ 10 %. Une étude de sensibilité menée sur divers paramètres n'a pas permis de conclure quant à la source de ces écarts. Des répercussions au niveau du bilan de puissance sont donc à prévoir et concernent essentiellement les pertes Joule des enroulements statoriques, dont la résistance est prise égale à celle effectivement mesurée, et la puissance utile, la vitesse de fonctionnement étant celle mesurée également. Toutefois, l'étude que nous menons nécessite une connaissance précise de la courbe $B(t)$. Il apparaît que cette grandeur est relativement bien représentée ce qui nous permet d'appliquer, confiants, le module de calcul des pertes fer. Les résultats fournis par ce dernier, utilisés dans une version en cours de développement et dont des voies d'amélioration sont en cours de développement, vont être présentés au chapitre IV et comparés aux mesures sur banc.

Dans le même temps, nous avons souhaité lors de la rédaction de ce chapitre proposer un schéma équivalent amélioré. Ce dernier a pour but essentiel de limiter les temps de calcul et d'avoir accès rapidement et avec la même précision que de longues simulations par éléments finis aux valeurs moyennes de puissance, couple et courant dans les diverses parties du système. Basées sur des résolutions Flux2D, les valeurs variables des paramètres constitutifs du schéma permettent à l'utilisateur de considérer tant les modifications géométriques que la nature des matériaux magnétiques de son étude.

Chapitre IV

—

Estimation des pertes fer, Confrontations mesures/simulations

Tout vient à point à qui sait attendre ...

Chapitre IV

IV. 1.	<i>Introduction</i>	104
IV. 2.	<i>Le modèle LS</i>	104
IV. 2.1.	Modèle d'hystérésis dynamique des tôles électriques	104
IV. 2.2.	Estimation de l'induction locale	109
IV. 2.3.	Validations préliminaires du module d'exploitation du modèle LS	111
IV. 2.4.	Application à la machine asynchrone 5.5 kW	114
IV. 2.5.	Améliorations envisageables	117
IV. 2.5.1.	Calcul du dB/dt réel	117
IV. 2.5.2.	Aperçu du problème de la relaxation lors de l'exploitation	119
IV. 3.	<i>Les résultats obtenus sur la machine instrumentée</i>	121
IV. 3.1.	Récapitulatif des essais de simulation	121
IV. 3.2.	Les essais à vide sous différentes tensions	122
IV. 3.3.	Les essais en charge	124
IV. 3.3.1.	Comparaison des résultats avec et sans glissement	124
IV. 3.3.2.	Comparaison simulation / expérience	128
IV. 4.	<i>Conclusion</i>	131

IV. 1. Introduction

Le banc d'essai que nous avons élaboré nous permet l'étude approfondie d'une machine instrumentée (cf. chapitre II). Les informations de température et de vitesse que nous relevons lors d'un essai donné nous permettent de paramétrer précisément la modélisation numérique de notre système (cf. chapitre III). Nous allons ici montrer la bonne adéquation entre notre représentation par éléments finis de la machine test et les essais expérimentaux. Nous nous intéressons plus particulièrement à la détermination des pertes fer de la machine à vide et en charge. Pour ce faire nous présenterons le modèle d'hystérésis dynamique des matériaux magnétiques nommé modèle LS (Loss Surface). Ce modèle s'appuie sur la connaissance d'une surface caractéristique $H(B, dB/dt)$. Il est intégré dans le logiciel Flux2D sous la forme d'un module d'exploitation qui permet après simulation par éléments finis de la structure, d'appliquer le modèle en post-processeur et de calculer les pertes magnétiques locales et globales. Après l'avoir validé sur une géométrie simple en forme de tore, nous appliquerons le modèle à notre machine en fonctionnement à vide dans un premier temps puis en charge. L'impossibilité de dissocier les pertes fer des pertes Joule dans la cage d'écureuil lors d'un fonctionnement avec un glissement non nul nous a conduit à comparer uniquement la somme de ces pertes obtenues directement en simulations et via le bilan de puissance pour les mesures. La très bonne adéquation obtenue termine de valider le modèle sur la géométrie particulière de notre machine.

IV. 2. Le modèle LS

IV. 2.1. Modèle d'hystérésis dynamique des tôles électriques

Les pertes magnétiques dans les tôles utilisées en construction électrique sont à l'échelle macroscopique la somme de toutes les pertes dues aux courants induits microscopiques qui se développent dans le matériau lors de la variation locale d'aimantation (cf. paragraphe I.4.1). En conséquence, la vitesse de variation de l'induction modifie le comportement magnétique de ces tôles. Le modèle LS qui a été développé au LEG, inclut intrinsèquement tous les effets dynamiques qui sévissent dans ces tôles. Il donne une estimation du champ en surface $H(t)$ en fonction de l'induction moyenne $B(t)$ et de sa dérivée temporelle dB/dt . L'importance de cette dernière grandeur a été mise en avant suite à de nombreux travaux relatifs aux pertes magnétiques sous excitation trapézoïdale et est aujourd'hui unanimement reconnue.

La première approche de ce modèle développée par C. Cester [CES-96] nécessitait un grand nombre de mesures sur cadre Epstein en imposant au matériau une induction triangulaire de

valeur crête B_c et à fréquence f variable. Le fait d'utiliser une induction triangulaire permet de travailler à dB/dt constant égal à $4*B_c*f$. Il suffit alors de relever les triplés (B , dB/dt , H) pour des inductions crêtes les plus élevées possibles ($B_c = 1.8 \text{ T}$) et $-9000 \text{ (T/s)} \leq dB/dt \leq 9000 \text{ (T/s)}$ par exemple ce qui représente approximativement les limites du banc. L'algorithme de calcul est ensuite très simple puisqu'il suffit de rechercher les trois points de mesures (B_i , dB_i/dt) les plus proches puis de retrouver la valeur H en interpolant par le plan passant par ces trois points

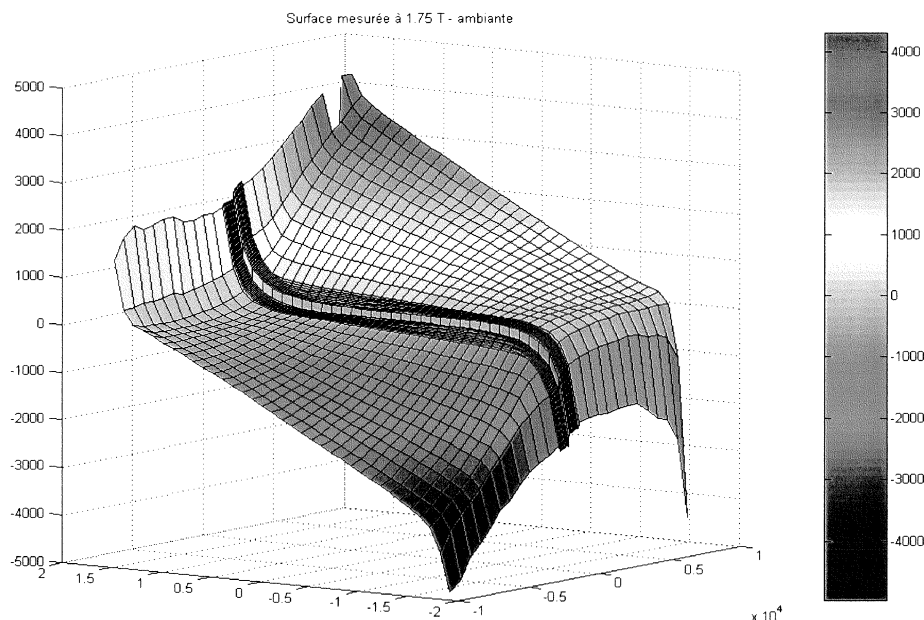


Figure IV-1 Surface $H(B, dB/dt)$ mesurée à 1.75T

La Figure IV-1 donne à titre d'exemple la surface $H(B, dB/dt)$ obtenue à 1.75 T. On remarque que celle-ci est discontinue en $dB/dt = 0$. Ce phénomène s'explique par le fait qu'au voisinage de $dB/dt = 0$ nous sommes dans des conditions d'excitation quasi-statique et nous retrouvons de ce fait le cycle d'hystérésis statique $H(B)$ correspondant obtenu pour une induction crête de 1.75 T. Même si la fonction $H(B, dB/dt)$ n'a pas de mémoire, nous pouvons donc prendre en compte l'hystérésis statique. Malheureusement, à même fréquence mais pour une autre valeur de l'induction crête, le modèle commettra des erreurs sur l'hystérésis statique. De ce fait, le champ H estimé présente des discontinuités lorsque $dB/dt = 0$. La représentation des cycles mineurs pose aussi un problème similaire.

Pour contrer ces effets gênants, le modèle a été caractérisé avec différentes inductions crête B_c , ce qui revient à ajouter un troisième paramètre et à définir des surfaces $H(B, dB/dt, B_c)$. Nous appliquons alors la même méthode que précédemment après avoir déterminé la surface la mieux adaptée, c'est-à-dire celle qui a été mesurée avec une induction crête la plus proche

possible de l'induction crête du signal à étudier. L'erreur sur l'estimation de l'excitation est alors fortement diminuée. Les inconvénients d'une telle méthode résident dans le stockage d'un grand nombre d'informations et dans la nécessité de connaître tout le signal $B(t)$ à l'avance pour sélectionner la meilleure surface à utiliser. De plus, il restait toujours très difficile de prédire l'allure des cycles mineurs. Une détection des cycles mineurs a alors été étudiée. Elle a permis de réduire les discontinuités en modifiant la surface initiale mais des erreurs ont persisté, notamment en présence de composante continue ou de cycles mineurs de grandes tailles (c.f. Figure IV-2).

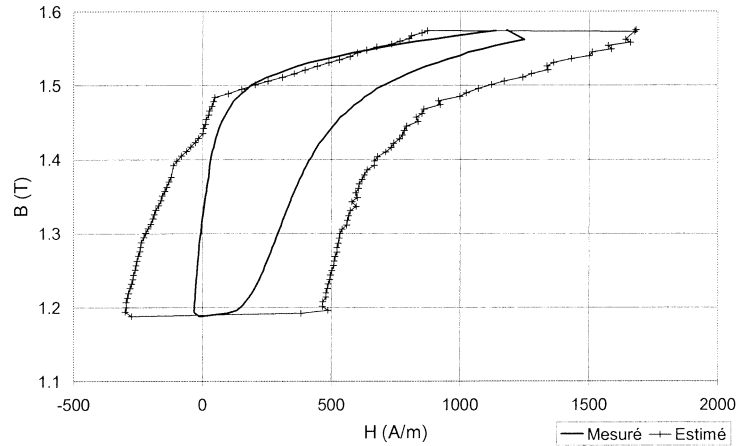


Figure IV-2 Aperçu des discontinuités de la courbe $B(H)$ estimée avec présence d'une composante continue (issue de [CHE-99])

Les travaux de T. Chevalier [CHE-99] ont ensuite permis de mettre en évidence l'identité des contributions dynamiques des cycles d'hystérésis quelque soit l'induction crête pour une tôle donnée. Pour arriver à cette conclusion, le cycle quasi-statique a été retranché à chaque surface, et ce pour toutes les inductions crêtes différentes mesurées. Une comparaison de toutes les surfaces résultantes a ensuite été menée, conduisant à révéler leurs strictes égalités. Il est donc possible de décomposer le champ d'excitation en deux parties indépendantes. L'une que nous appellerons statique et qui représente le cas où dB/dt est nul, nous le noterons H_{stat} . L'autre, notée H_{dyn} , caractérise la quantité nécessaire à ajouter à H_{stat} pour retrouver le champ d'excitation total. Elle représente notamment la variation liée à la présence des courants induits. La Figure IV-3 représente la décomposition effectuée. L'observation de la surface H_{dyn} au voisinage de $dB/dt = 0$ montre que la discontinuité a disparu. Le champ reconstitué s'écrit alors à l'aide de la formule :

$$H = H_{stat}(B) + H_{dyn}(B, \frac{dB}{dt}) \quad (IV-1)$$

Désormais nous pouvons donc caractériser un matériau à l'aide d'une seule surface, celle qui correspond à l'induction crête maximum que nous sommes en mesure de produire, soit environ 1,8 Tesla.

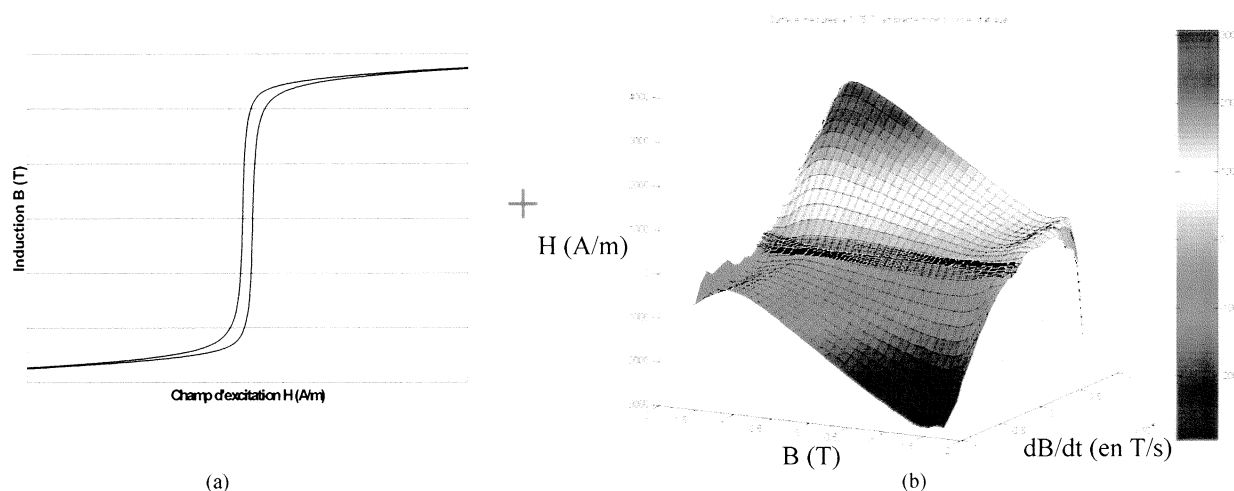


Figure IV-3 Décomposition du champ H en une partie quasi-statique (a) et une partie dynamique (b)

Afin d'être plus rapide lors des traitements d'informations et parce qu'il a été possible de l'effectuer sans nuire outre mesure à la précision, T. Chevalier a donné une loi de comportement analytique à ces deux grandeurs. Ainsi la loi de comportement hystérétique est constituée de deux fonctions, selon la partie considérée (croissante ou décroissante) de la courbe. La surface H_{dyn} est alors interpolée par une somme de fonctions polynomiales relativement simples.

Le modèle final est capable de représenter l'ensemble du comportement dynamique de la tôle, même en présence de cycles mineurs ou de composante continue. Testés dans différentes conditions d'excitation conventionnelles mais aussi proches de celles rencontrées dans les machines électriques, le modèle LS permet de reproduire de manière satisfaisante les cycles d'hystérésis dynamiques du matériau.

Suite à ces travaux, et en collaboration avec le Groupement d'Industriels de centre de Recherche sur les Tôles Magnétiques (GIRTOM), cette méthode a été intégrée dans la version commerciale du logiciel Flux2D avec une banque de matériaux comportant huit nuances d'acier électrique en fer et fer-silicium non orientés. A cette occasion, le modèle d'hystérésis statique a été amélioré pour mieux rendre compte de l'histoire. A cette fin, une courbe notée H_{env} , intermédiaire entre la courbe anhystérétique et l'enveloppe du cycle majeur statique H_{env_max} , a été définie. Elle est estimée par homothétie à partir des données de H_{env_max} et en tenant compte des deux points de rebroussements précédents.

Les Tableaux IV.1 et IV.2 donnent les écarts entre les pertes calculées par le modèle implanté dans Flux2D et les pertes mesurées sur les tôles semi-process M1000-65D recuite et non recuite utilisées respectivement au rotor et au stator de la machine asynchrone étudiée. Les versions du modèle LS correspondent respectivement à celle de Thierry Chevalier et du GIRTOM.

signal B(t)	$(P_{\text{estimé}} - P_{\text{mesuré}}) / P_{\text{mesuré}}$	
sinus 50 Hz	Bmax	
	0.5 T	2 %
	1.0 T	-3 %
	1.5 T	-10 %
	1.7 T	-17 %
triangle 1.5T	fréquence	
	200 Hz	-7 %
	500 Hz	17 %
triangle 1.0T	800 Hz	20 %
	200 Hz	10 %
	500 Hz	53 %
sinus + harm 30 50Hz, 1.5T	800 Hz	66 %
	amplitude harm. 30	
	3 %	-3 %
	5 %	4.5 %
	10 %	19.5 %
	20 %	109 %

Tableau IV.1. Ecart entre mesures et estimations des pertes pour différentes formes d'excitation d'une tôle M1000-65D (recuite), version T. CHEVALIER

signal B(t)	$(P_{\text{estimé}} - P_{\text{mesuré}}) / P_{\text{mesuré}}$	
sinus 50 Hz	Bmax	
	0.5 T	-8 %
	1.0 T	8 %
	1.5 T	4 %
	1.7 T	-1 %
triangle 1.5T	1.8 T	-1 %
	fréquence	
	200 Hz	5 %
triangle 1.0T	500 Hz	6 %
	800 Hz	10 %
	200 Hz	13 %
sinus + harm 30 50Hz, 1.5T	500 Hz	21 %
	800 Hz	10 %
	amplitude harm. 30	
	3 %	4 %
	5 %	-6 %
	10 %	28 %
	20 %	35 %

Tableau IV.2. Ecart entre mesures et estimations des pertes pour différentes formes d'excitation d'une tôle M1000-65DN (non recuite), version GIRTOM

IV. 2.2. Estimation de l'induction locale

Le comportement temporel de la structure est simulé à l'aide d'un calcul de champ par éléments finis qui permet d'inclure les courants induits dans les parties conductrices du dispositif et la rotation du rotor de la manière décrite au début du chapitre III. L'équation résolue est l'équation ci-dessous où A est le potentiel vecteur défini par $\mathbf{B} = \text{rot } \mathbf{A}$, μ la perméabilité et σ la conductivité.

$$\text{Rot}\left(\frac{1}{\mu} * \text{rot}(A)\right) + \sigma * \frac{dA}{dt} = J \quad (IV-2)$$

La loi de comportement utilisée pour lier le champ magnétique et l'induction est non linéaire mais réversible. Elle correspond à la courbe B(H) déterminée pour la fréquence de fonctionnement nominale du système (par exemple 50 Hz pour le stator et quasi-statique pour le rotor). L'utilisation de ces courbes correspond bien entendu à une approximation. En effet, en un point quelconque du circuit magnétique, l'induction n'est pas nécessairement sinusoïdale à 50 Hz. Cependant, une étude de sensibilité, en utilisant par exemple une mesure des propriétés en quasi-statique, a montré que les résultats sont peu modifiés. Le choix d'un maillage suffisamment fin et le fait que les matériaux utilisés possèdent un champ coercitif faible, permettent une estimation correcte de l'induction dans le circuit magnétique comme nous le l'avons vu dans le chapitre précédent sur la machine étudiée et que nous rappelons sur la Figure IV-4 :

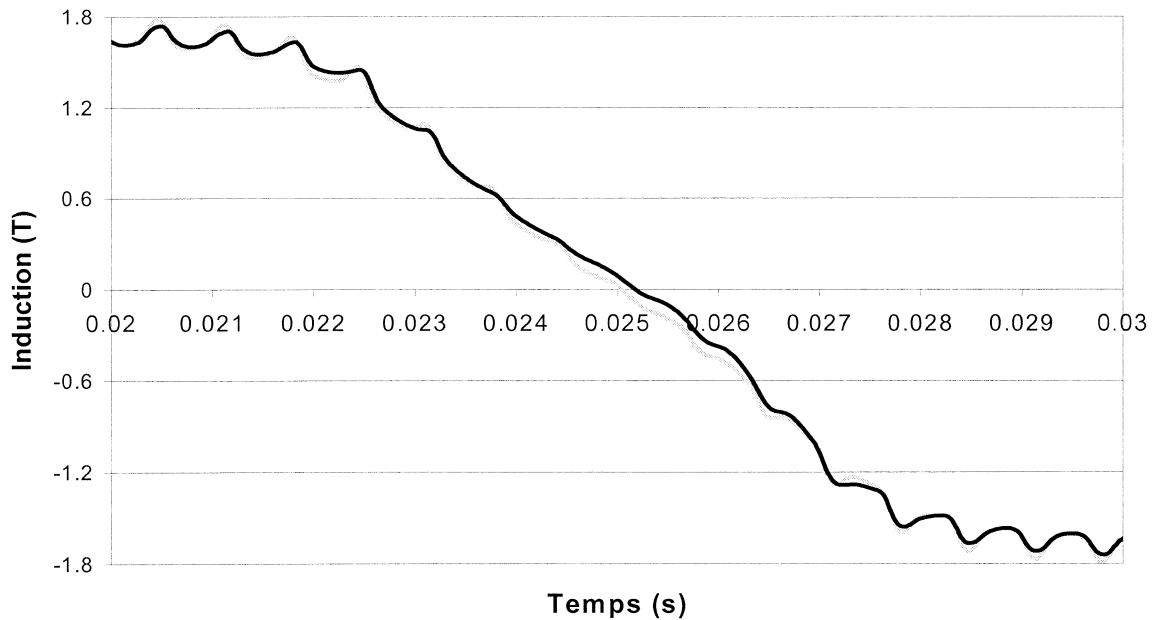


Figure IV-4 Comparaison des formes d'ondes mesurée (noire) et simulée (grise) dans une dent du stator

Ainsi grâce à cette simulation, nous possédons pour chaque élément du maillage du dispositif une fonction $B(t)$ qui sera utilisée pour calculer la densité de puissance dissipée sur cet élément. Le modèle LS étant un modèle scalaire, une approximation supplémentaire est effectuée pour tenir compte des variations bidimensionnelles de l'induction dans le plan de la tôle. Le programme récupère sur une période, la direction sur laquelle l'induction est maximale (notée axe //) et lui associe localement un nouveau repère comme le montre la Figure IV-5. Le vecteur \mathbf{B} est alors décomposé pour chaque instant selon l'axe parallèle et l'axe perpendiculaire puis le calcul des pertes est lancé sur chacune des deux composantes et ensuite sommé pour obtenir les pertes totales instantanées. Cette opération est une simplification forte de la représentation 2D du comportement du matériau. Elle est d'une mise en œuvre rapide et dans le cas des tôles semi-process M1000-65D qui nous intéressent, elle n'engendre qu'une erreur inférieure à 10% selon les travaux de S. Spornic [SPO-98].

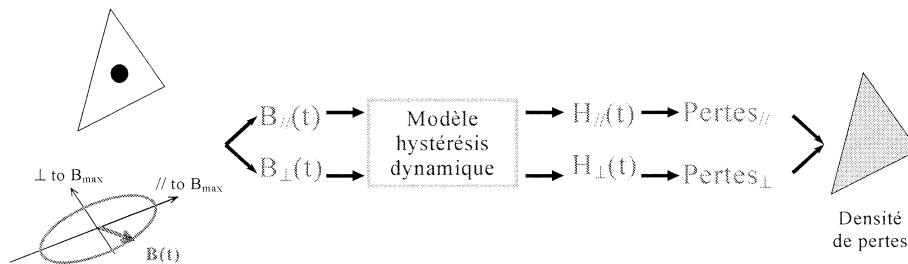
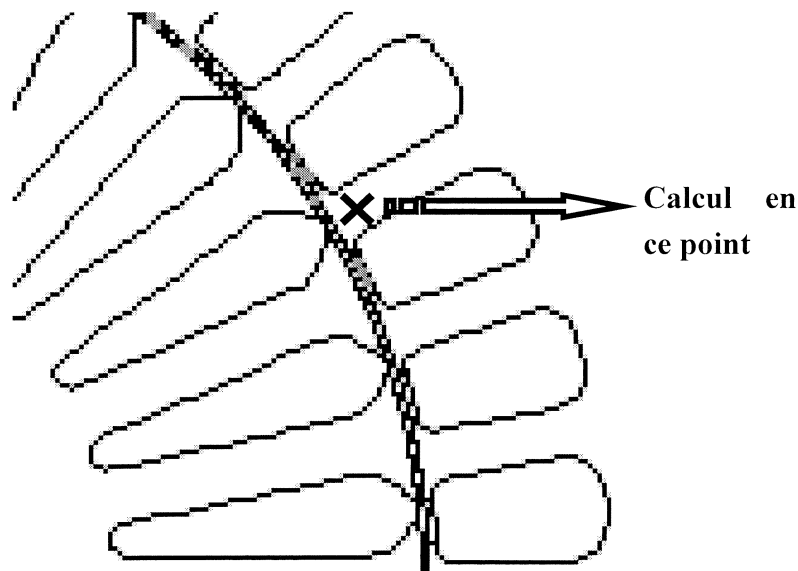


Figure IV-5 Méthode de calcul des champs parallèles et perpendiculaires

Un exemple des résultats qu'il est possible d'obtenir est donné sur la Figure IV-6.



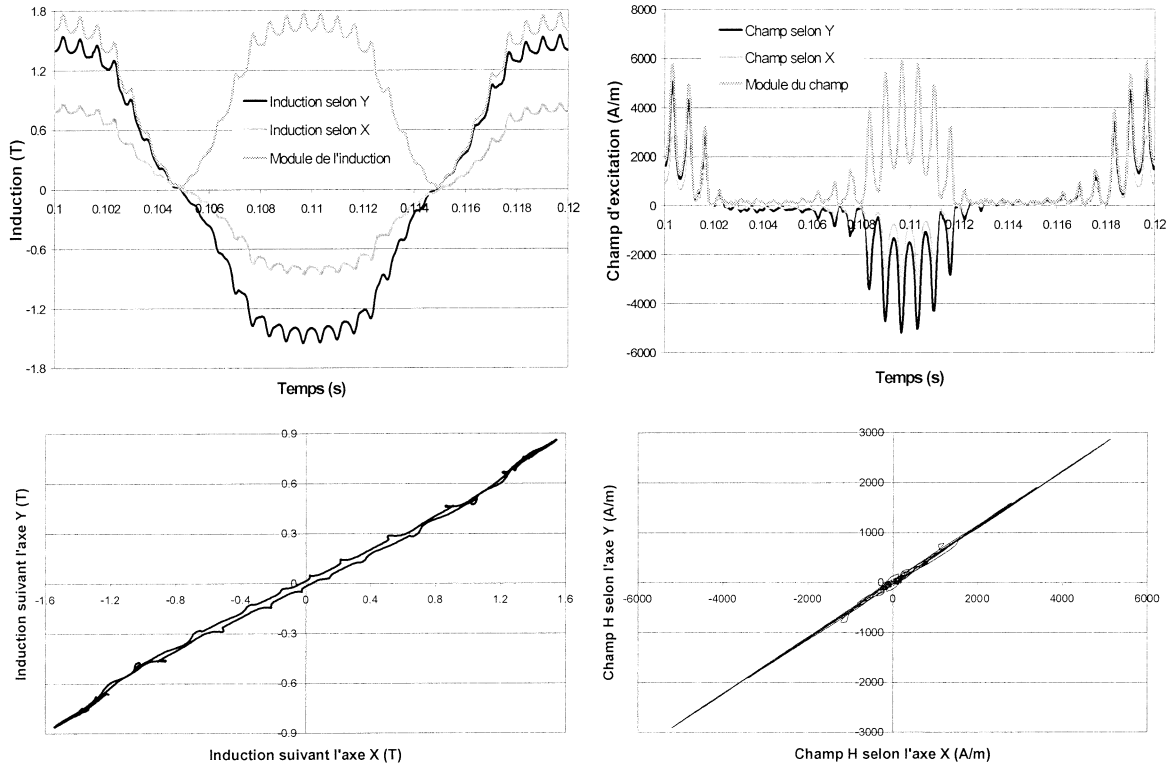


Figure IV-6 Résultats obtenus avec Flux2D (dans une dent statorique, essai à vide sous 400V)

IV. 2.3. Validations préliminaires du module d’exploitation du modèle LS

Dans cette phase de validation, nous avons effectué des simulations Flux2D sur un circuit torique. Cette phase de validation a révélé de nombreux problèmes tant au niveau du calcul des pertes que de l’affichage des dégradés. Nous avons testé de nombreuses versions et apporté à chaque fois des modifications que la société CEDRAT a ensuite encodées et intégrées au logiciel. Au final, une version satisfaisant le cahier des charges élaboré par le GIRTOM commence à être commercialisée. Nous présentons ci-après les résultats obtenus avec cette dernière version sur une géométrie simple. Cette dernière est constituée pour la simulation d’un huitième de tore ayant un rayon intérieur de 100 mm et un rayon extérieur de 105 mm. L’induction radiale est ainsi sensiblement homogène et d’amplitude décroissante de l’intérieur vers l’extérieur. Nous imposons à la frontière interne du tore des conditions de Dirichlet $A=0$. A la frontière externe, nous utilisons un programme utilisateur qui force des conditions de Dirichlet $A(t)$ variables au cours du temps permettant d’obtenir une induction $B(t)$ de forme contrôlée dans le matériau. Cette induction est imposée égale à celle obtenue expérimentalement (Figure IV-7). Sur la Figure IV-8 nous affichons un exemple de dégradés de pertes obtenus pour quelques uns des matériaux et sous diverses formes d’ondes.

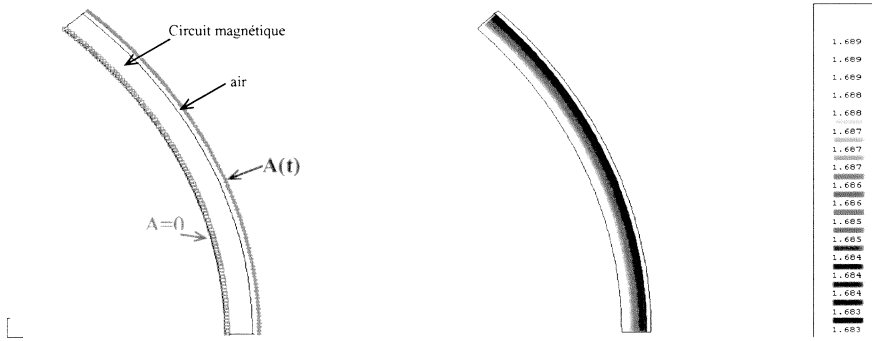


Figure IV-7 Géométrie et conditions aux limites (à gauche) dégradé de l'induction obtenue (à droite)

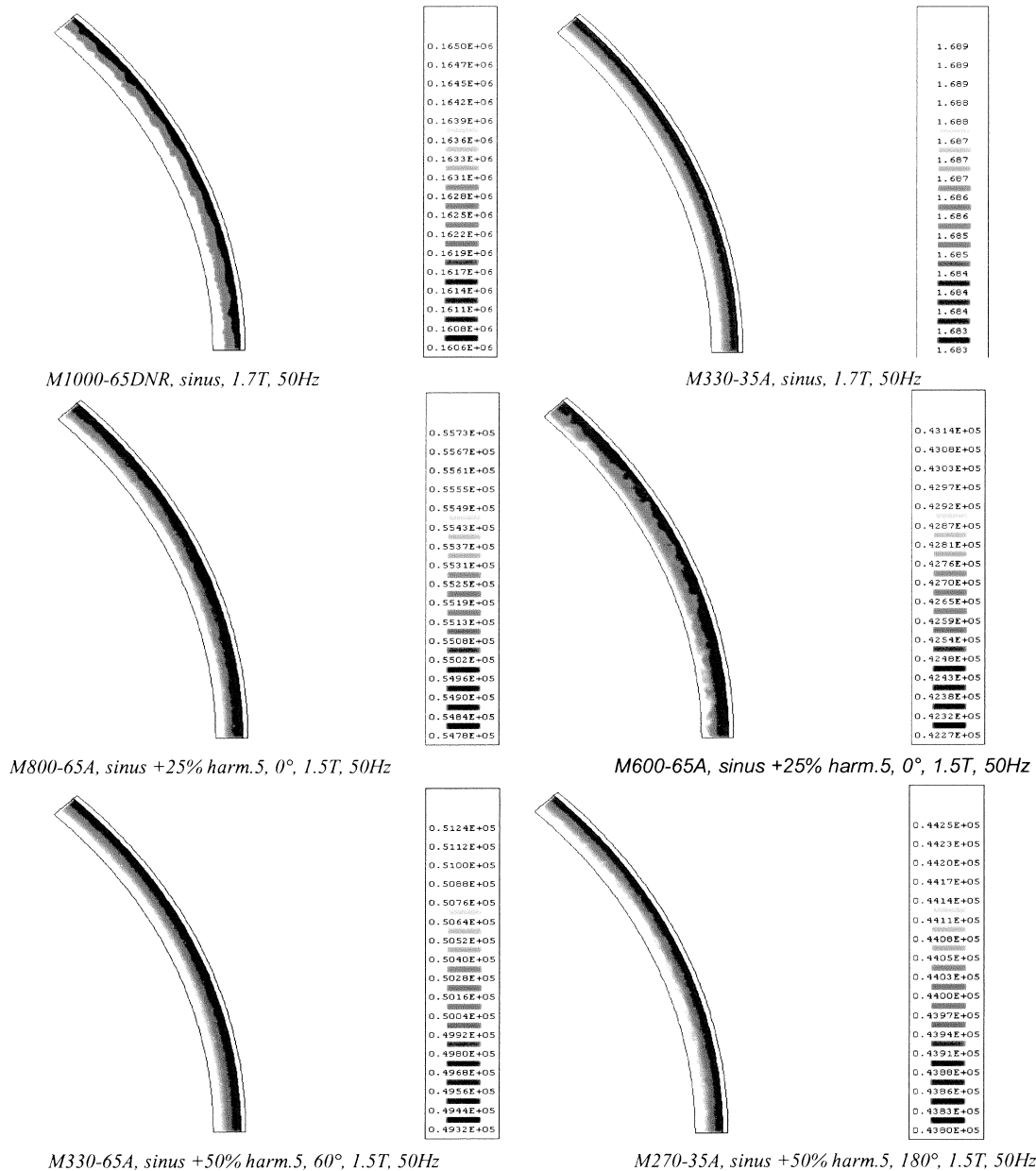


Figure IV-8 Dégradés de couleurs de l'induction B dans le tore pour différentes tôles et inductions

Ces dégradés montrent une répartition cohérente des densités de pertes magnétiques. Certains présentent des irrégularités qui peuvent être attribuées essentiellement à la précision du modèle (cas de la tôle M600-65A par exemple) mais l'écart moyen entre max et min n'excède jamais 2%.

Pour chacun des essais, nous avons également calculé les pertes fer dans le circuit torique et nous les avons comparées à l'expérience. Le Tableau IV.3 récapitule les résultats des essais pour les tôles M1000_65D et M1000_65DN qui sont les tôles constitutives respectivement du stator et du rotor de notre machine. Nous indiquons dans la dernière colonne les écarts inhérents au modèle seul calculé par notre programme encodé en langage Fortran. Ces derniers résultats sont par conséquent indépendants de la simulation Flux2D. Les résultats obtenus sur ce tore par simulation sont sensiblement les mêmes que ceux escomptés par le modèle (Tableau IV.3).

Les informations issues de ces tests sur tores nous ont permis de valider le modèle sur une géométrie simple en comparant les résultats obtenus sous Flux2D avec ceux issus du programme initial élaboré au LEG. La précision des résultats que nous fournirons par la suite pour notre machine ne pourra donc être supérieure à celle annoncée dans le tableau précédent. Nous présenterons au paragraphe IV.2.5 les améliorations qu'il est envisageable d'apporter à notre modèle afin d'obtenir des résultats plus précis et fiables.

Matériaux et conditions d'essais	Mesures (W/kg)	Flux2D (W/kg)	Ecart Flux2D-Mes. (en %)	Ecart Mod-Mes (en %)
M1000_65D_1 sinus, 1.7T, 50Hz	10.35	8.56	-17.3	-17.3
M1000_65D_2 sinus, 1.5T, 400Hz	292.9	303.03	3.5	1.5
M1000_65D_3 sinus +10% harm30, 1.5T, 50 Hz	28.74	34.59	20.4	19.5
M1000_65DN_1 sinus, 1.7T, 50Hz	20.76	20.85	0.5	-0.9
M1000_65DN_2 Triangle, 1.7T, 400Hz	328.2	370.28	12.8	0.1
M1000_65DN_3 sinus +10% harm30, 1.5T, 50Hz	90.65	116.20	28.2	27.6

Tableau IV.3. Calcul des pertes par Flux2D et comparaison avec l'expérience et le calcul par le modèle

IV. 2.4. Application à la machine asynchrone 5.5 kW

La méthode précédemment décrite est appliquée à notre machine asynchrone deux pôles de 5.5 kW. Nous calculons alors la densité de puissance sur chaque élément que nous représentons ensuite par un dégradé comme le montrent les Figure IV-9 et IV-10 :

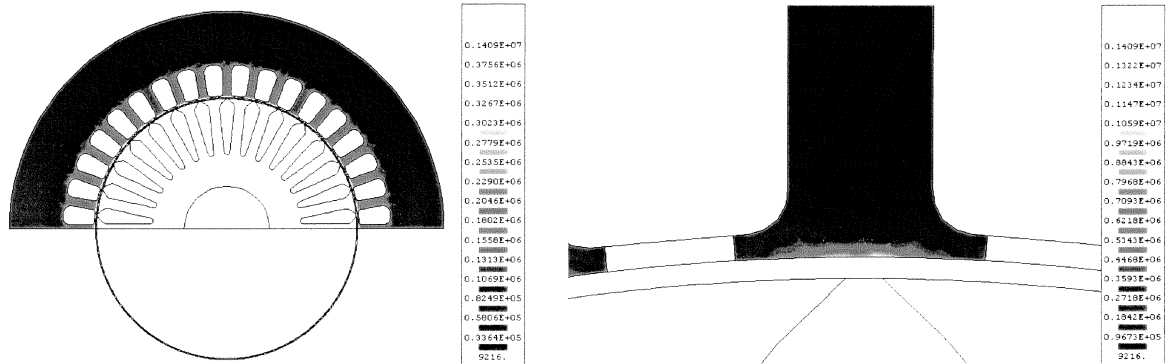


Figure IV-9 Répartition de la densité de pertes fer au stator

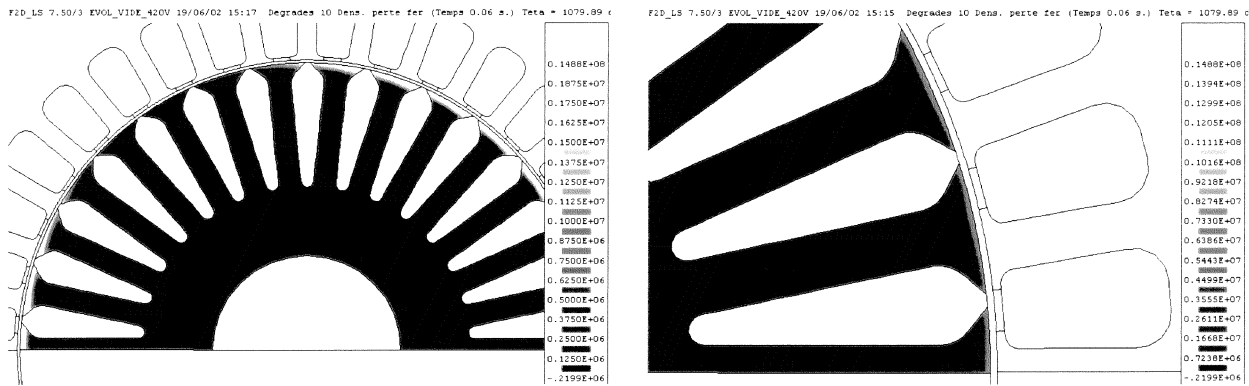


Figure IV-10 Répartition de la densité de pertes fer au rotor

Les points « chauds » du moteur sont mis en évidence sur ces dégradés. Il s'agit essentiellement des dents du stator et de la périphérie du rotor, comme l'avait montré T. Chevalier [CHE-99]. Mais le module fournit bien d'autres informations. Ainsi le calcul du champ d'excitation va permettre de reconstituer les cycles d'hystérésis en n'importe quel point du moteur et de calculer la densité de puissance instantanée en un point ou sur une surface quelconque. Sur les Figure IV-11 à IV-14, nous représentons de différentes manières les phénomènes magnétiques ayant lieu en différents points de notre machine.

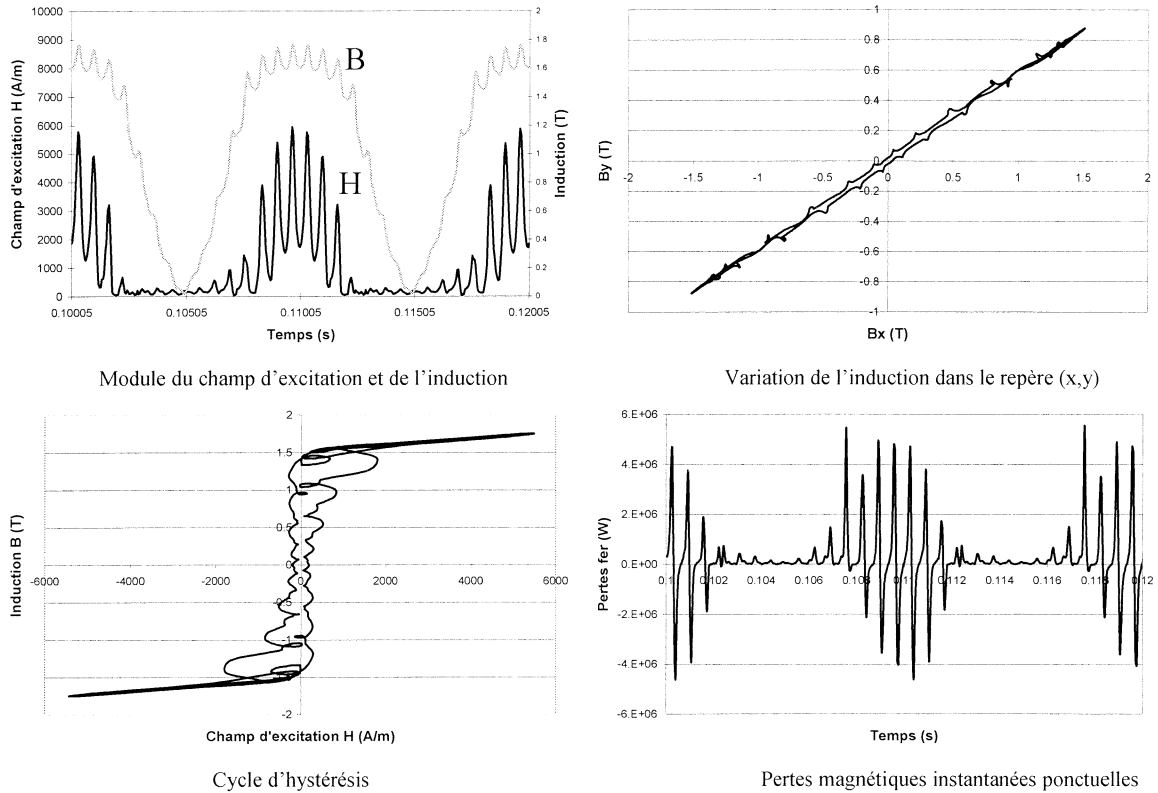


Figure IV-11 Diverses représentations des phénomènes magnétiques en un point d'une dent du stator

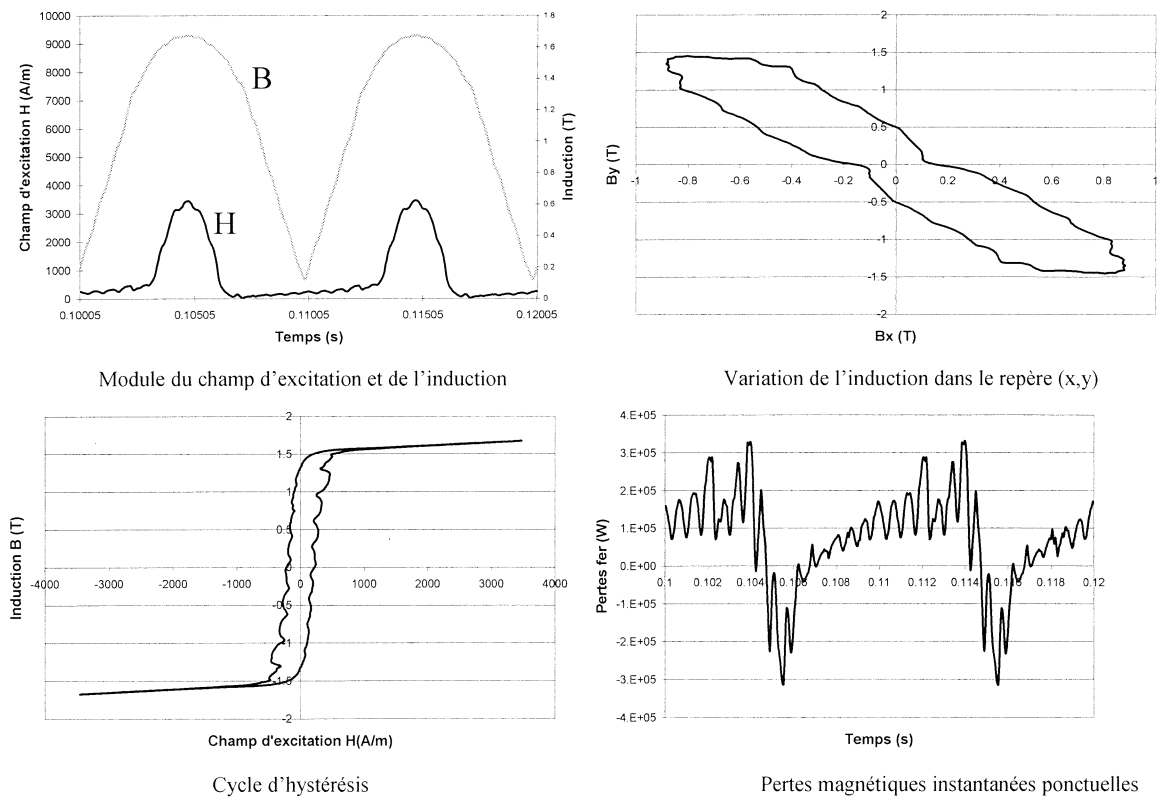


Figure IV-12 Diverses représentations des phénomènes magnétiques en un point de la culasse stator

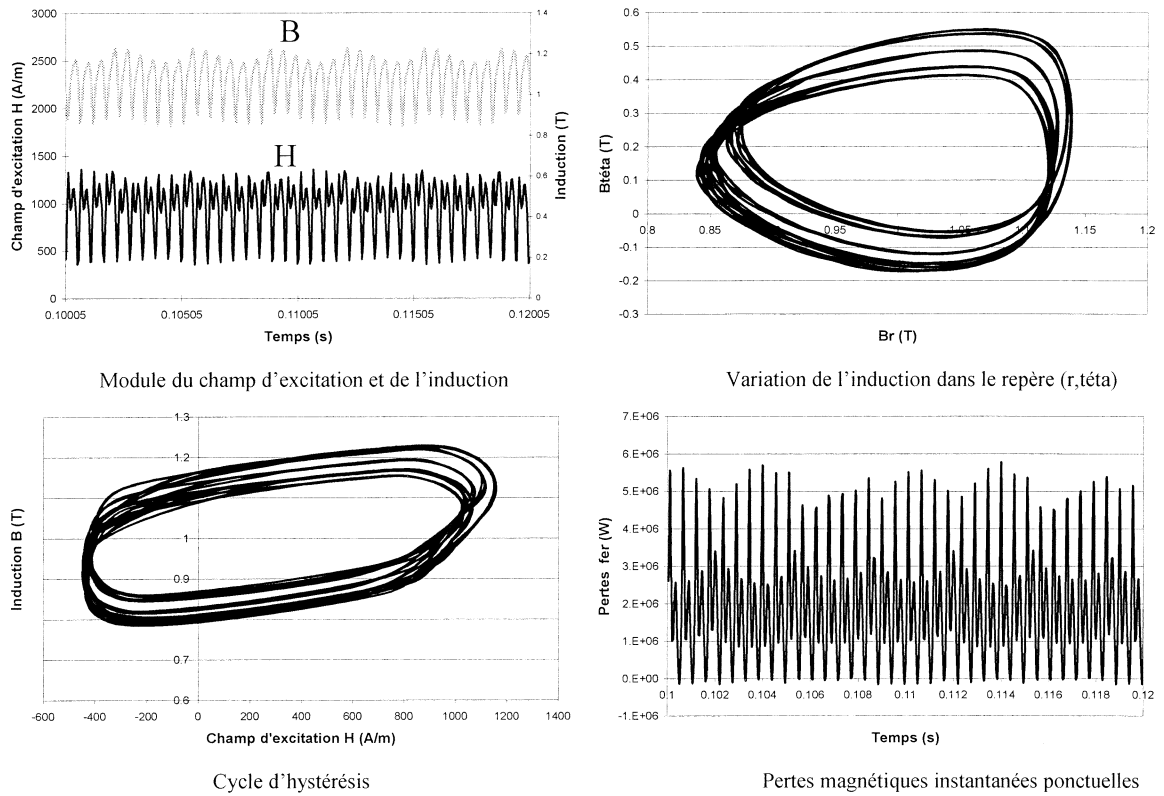


Figure IV-13 Diverses représentations des phénomènes magnétiques en un point d'une dent du rotor

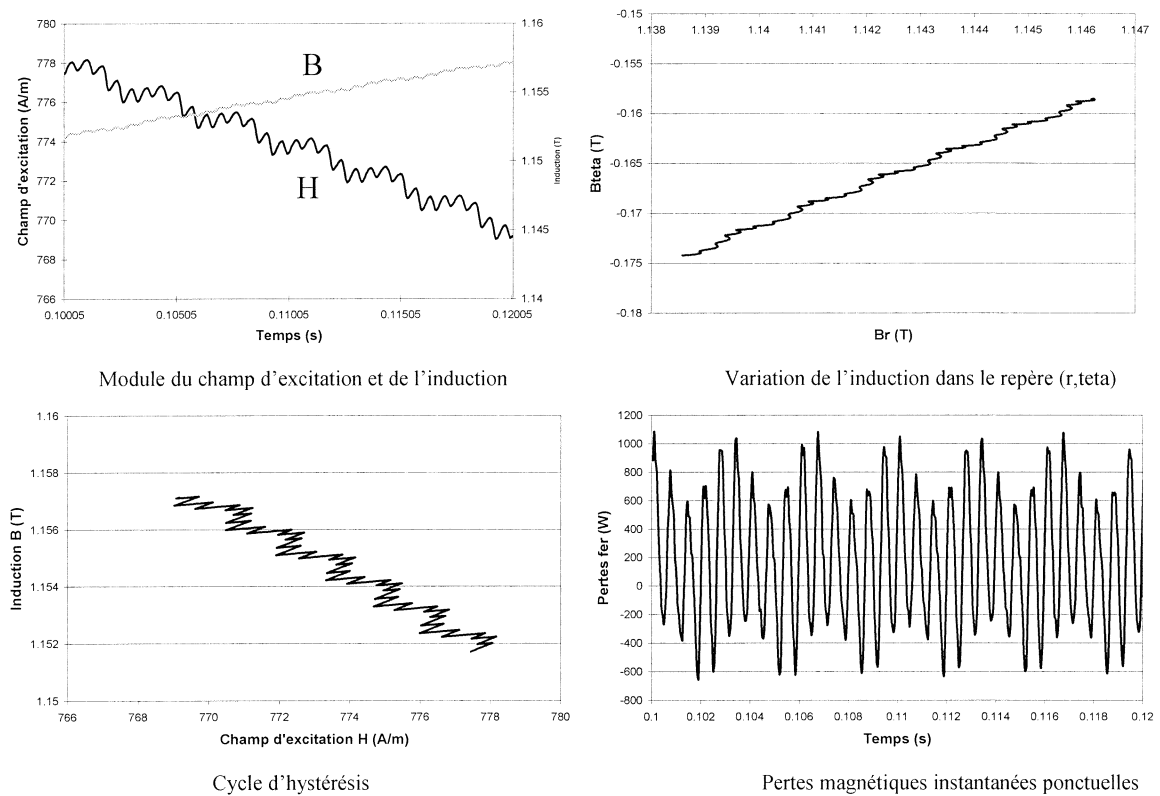


Figure IV-14 Diverses représentations des phénomènes magnétiques en un point proche de l'axe du rotor

Nous retrouvons de façon évidente l'évolution basse fréquence du champ au rotor sur la première image de la Figure IV-13. L'aspect négligeable des pertes fer obtenue en ce point (proche de l'axe) par rapport à celles calculées en un point d'une dent rotorique se voit en comparant les dernières courbes des Figure IV-13 et Figure IV-14.

IV. 2.5. Améliorations envisageables

IV. 2.5.1. Calcul du dB/dt réel

Les formes d'ondes des inductions mesurées sur banc Epstein diffèrent sensiblement des formes idéales que nous souhaiterions appliquer, notamment pour des fréquences élevées. Effectivement, le modèle d'hystérésis dynamique s'appuie sur des mesures d'inductions de forme triangulaire et sur une gamme de fréquence la plus étendue possible. Or, lorsque la fréquence augmente trop, il devient impossible pour l'instrumentation actuelle du banc de fournir des signaux strictement triangulaires. Ces derniers s'arrondissent aux alentours des inductions extrêmes (+ et - B_{max}) comme le montre la Figure IV-15.

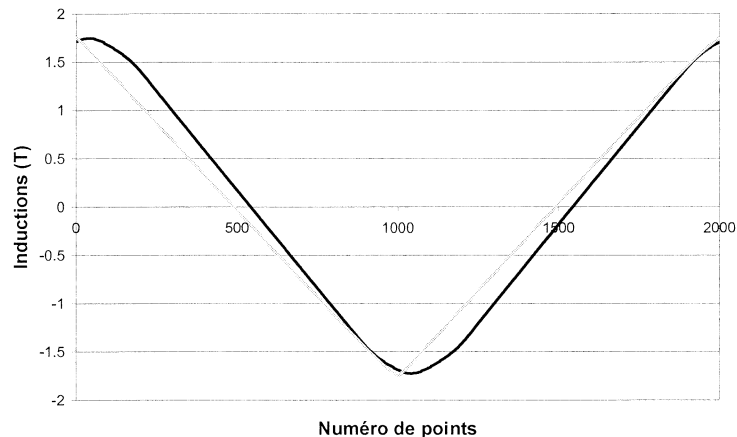


Figure IV-15 Représentation des formes d'ondes à basse fréquence (gris) et haute fréquence (noir)

Le modèle de l'hystérésis précédent, utilisé dans le module expgen-girtom, ne tenait pas compte de ces variations de pente qui étaient fixées égales au produit $2*B_{max}*f$ où f représente la fréquence du signal. Cette définition n'étant donc pas adéquate dans le cas des fréquences élevées, nous avons défini la pente réelle en chaque point de la courbe d'induction. Nous avons ainsi changé singulièrement la forme de la fonction $H_{dyn}(B, dB/dt)$, il est donc intéressant de voir comment ces modifications vont influencer le calcul des pertes. Le tableau suivant rappelle les résultats issus de « l'ancien modèle » et informe sur les performances du « nouveau modèle » pour la tôle M600-65A :

M600-65A		$\Delta P/P$ (%) les pertes de référence sont les pertes mesurées					
B(t)	f (Hz)	Ancien modèle: 1.0T	Ancien modèle : 1.5T	Ancien modèle : 1.7T	Nouveau modèle : 1.0T	Nouveau modèle : 1.5T	Nouveau modèle : 1.7T
Sinus	50	4.1	2	-3	-2.5	-6.7	-6.4
	200	12.26	7	4	3.2	-4.1	-4.5
	400	26	8	4	10.9	-3.3	
H5-25-60	50	11	3	-1	1.5	-7.5	-8.6
	100	15	6	3	5.3	-5	-6.5
H5-25-180	50	13	6	-1	2.7	-4.5	-7.5
	100	16	7	1	4.8	-3.5	-7
H5-50-60	50	13	10	7	3.8	-1.4	-3.2
	100	21	16	15	11	4.1	2.5
H5-50-180	50	15	9	4	4.9	-2.6	-5.4
	100	23	16	11	11.2	2.9	-1
H11-25-60	50	17	15	9	4.5	0.3	-4.3
	100	30	27	20	14.6	8.8	2
H11-50-180	50	34	34	30	19.1	15.8	8.1
	100	58	53	47	37.1	29.7	19.7

Tableau IV.4. Comparaison entre les résultats du modèle intégré dans le module d'exploitation et le nouveau modèle, après changement de la fonction $H_{dyn}(B, dB/dt)$ (HX-Y-Z : X rang de l'harmonique, Y et Z respectivement amplitude et déphasage par rapport au fondamental)

Les gains apportés par cette meilleure approximation des valeurs de dB/dt nous rapprochent donc sensiblement des résultats de mesures, notamment dans les fréquences élevées pour lesquelles le modèle gagne parfois plus de 25 % en précision. Néanmoins, il convient également de regarder les allures des courbes $B(H)$, afin de vérifier que ces résultats ne soient pas dûs à des jeux de compensations. Nous représentons donc sur la Figure IV-16 les courbes $B(H)$ mesurées et celles issues de la simulation avec le dB/dt approché et avec le dB/dt réel.

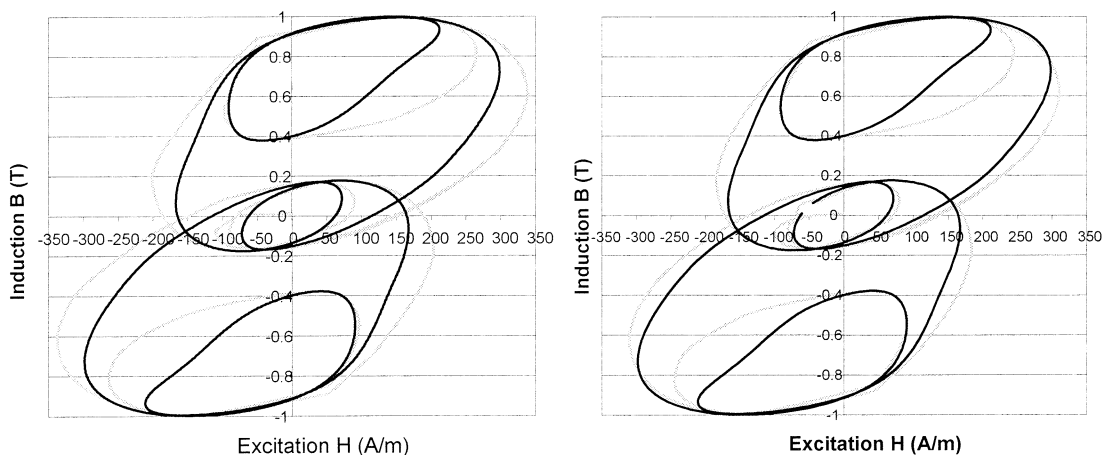


Figure IV-16 Formes d'ondes des courbes $B(H)$ mesurées (noir) et simulées (gris) avec dB/dt approché à gauche et avec dB/dt réel à droite

Les formes d'ondes restent tout à fait cohérentes, il serait donc avantageux pour la version future du modèle LS d'utiliser cette nouvelle définition afin de gagner en précision.

Récemment et dans le cadre de la thèse d'Hervé Chazal, un onduleur visant à caractériser les matériaux nanocristallins a été réalisé [CHA-03]. Il permet de monter à des fréquences très élevées tout en gardant des signaux de formes parfaitement triangulaires. Son défaut réside par contre dans son incapacité à descendre dans les basses fréquences (inférieures à 900 Hz). Nous avons donc dorénavant la possibilité d'étudier nos tôles FeSi de quelques Hz à plusieurs milliers de Hz sous des inductions importantes de l'ordre de 1.8 Tesla (limité par la puissance de l'alimentation) en utilisant le banc actuel et l'onduleur. Compte tenu du temps disponible, ces essais n'ont pas pu être réalisés.

IV. 2.5.2. Aperçu du problème de la relaxation lors de l'exploitation

Notre modèle ne rend pas complètement compte de la relaxation. Le modèle LS étant un modèle représentant l'induction moyenne B en fonction du champ d'excitation appliqué, la fonction dynamique $H_{dyn}(B, db/dt)$ n'a pas de mémoire et ne tient pas complètement compte des phénomènes de relaxation qui peuvent être engendrés par les courants induits et une répartition non homogène de l'induction dans l'épaisseur de la tôle. Nous retrouvons ainsi des écarts lors de son exploitation sur des courbes d'inductions quelconques. Prenons l'exemple d'une induction ayant la forme d'onde donnée sur la Figure IV-17 (fréquence 100 Hz avec harmonique 5 d'amplitude égale à 50 % du fondamental et déphasé de 180°, induction max de 1.7T).

Nous pouvons expliquer les écarts de la façon suivante. En sortant de la zone 1, la variation temporelle de l'induction passe rapidement d'une valeur de faible db/dt à une valeur de db/dt forte. Le champ H mesuré (courbe noire sur la Figure IV-18) n'a donc pas le temps d'atteindre sa valeur d'équilibre, il y a relaxation. Le modèle représenté en gris sur la Figure IV-18, quant à lui, ne tient pas compte de ce phénomène. Le champ H modélisé est donc légitimement supérieur à la mesure. Lors du passage de la zone 2 à la zone 3, l'inverse se produit : la variation temporelle de l'induction décroît rapidement, le champ H mesuré va donc « diminuer » moins rapidement que celui modélisé, ce que l'on retrouve sur la même figure.

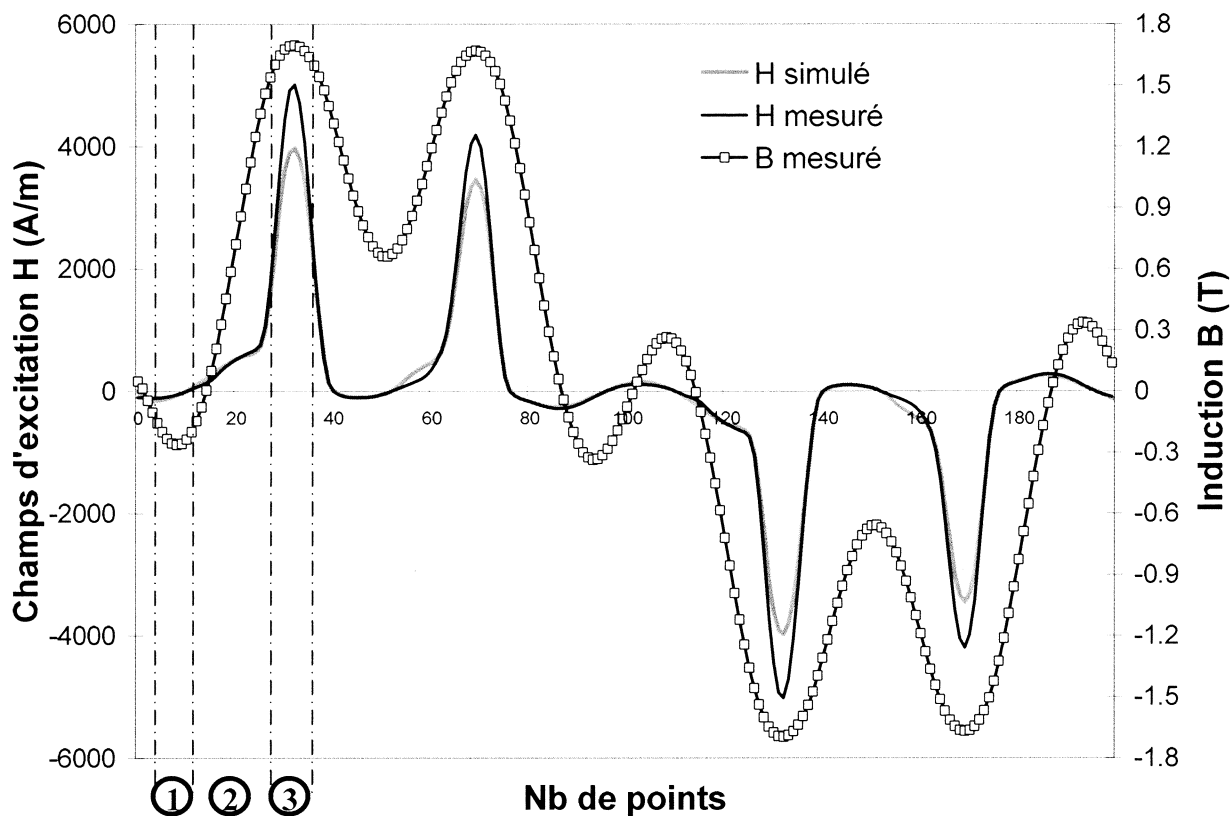


Figure IV-17 Comparaison des champs d'excitations simulé et mesuré

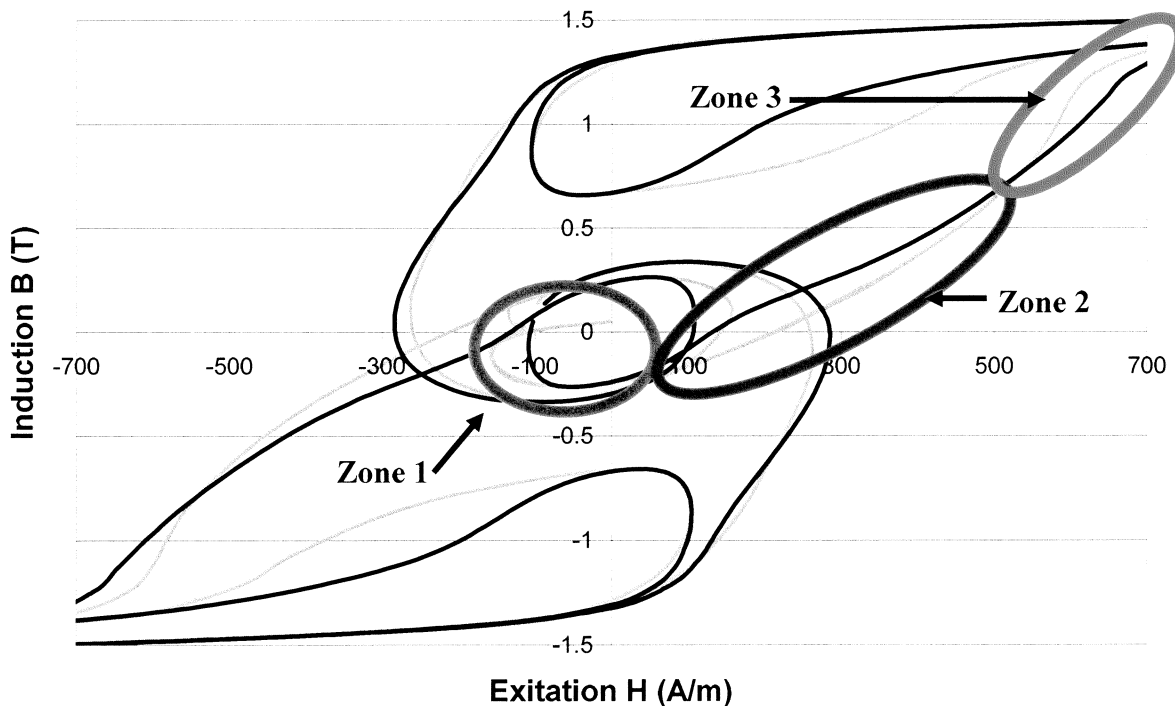


Figure IV-18 Cycle d'hystérésis correspondant à l'induction précédente (mesure noire, modèle gris)

IV. 3. Les résultats obtenus sur la machine instrumentée

Nous allons dans cette partie confronter les résultats mesurés avec ceux obtenus en simulations lors de différents modes de fonctionnement à vide et en charge de la machine asynchrone.

IV. 3.1. Récapitulatif des essais de simulation

Nous regroupons sur le Tableau IV.5 les informations indispensables que nous devons faire apparaître lors de chaque essai. Les données situées dans le cadre « Conditions de simulation » sont issues du programme de calcul analytique des paramètres d'extrémités (chapitre III) et de la mesure expérimentale effectuée préalablement. Cette dernière nous fournit notamment la vitesse de rotation, la température moyenne du bobinage qui permet de déterminer les valeurs des diverses résistances des bobines statoriques et des barres et anneaux du rotor. Les résultats utiles pour la comparaison sont donnés dans le cadre « Résultats ». Nous trouvons notamment les différentes puissances consommées et dissipées ainsi que les courants absorbés et l'induction maximale en un point extrême d'une dent accompagnés de l'allure de leurs évolutions temporelles respectives.

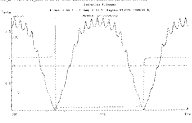
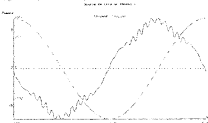
Moteur instrumenté / essai vide 400 V 02/04/02 / Evolutif					
Conditions de simulation	Longueur: 136 mm	Maillage : 15 000 noeuds	Tension: 115.4 Veff	Température de l'aluminium	N=2999.7tr/min
	Rtêtebob: 0.323 Ohms	Ranneaux: 1.274E-6 Ohms	Bobine: 111 spires	Talu = 128°	
	Ltêtebob: 0.497E-3H	Lanneaux: 7.646E-10 H			
Résultats	Induction maximale dans une dent : $B_{max} = 1.78T$	Courants dans les enroulements : $I_{rms} = 4.27$	Courants dans les barres du rotor $I_{bar moy} = 5.9A_{eff}$	Déphasage courant / tension $\Phi_{alim} = 88^\circ$	Puissance absorbée $P_{tot} = 107 W$
					
	Pertes dans les bobines: $P_{bobtot} = 70.2W$	Pertes Joule stator $P_{js} = 56.8 W$	Pertes Joule rotor $P_{jr} = 16.3 W$		$P_{js} + P_{jr} = 73 W$
		Pertes fer stator = 66.4W	Pertes fer rotor = 43.2W	Pfer totales = 219 W	$P_{bobtot} + P_{tet} = 106 W$

Tableau IV.5. Exemple de tableau récapitulatif d'un essai (ici essai à vide sous 400V)

IV. 3.2. Les essais à vide sous différentes tensions

Les courbes de la Figure IV-19 confirment l'adéquation entre expériences et modélisations pour des essais à vide sous différentes tensions d'alimentation.

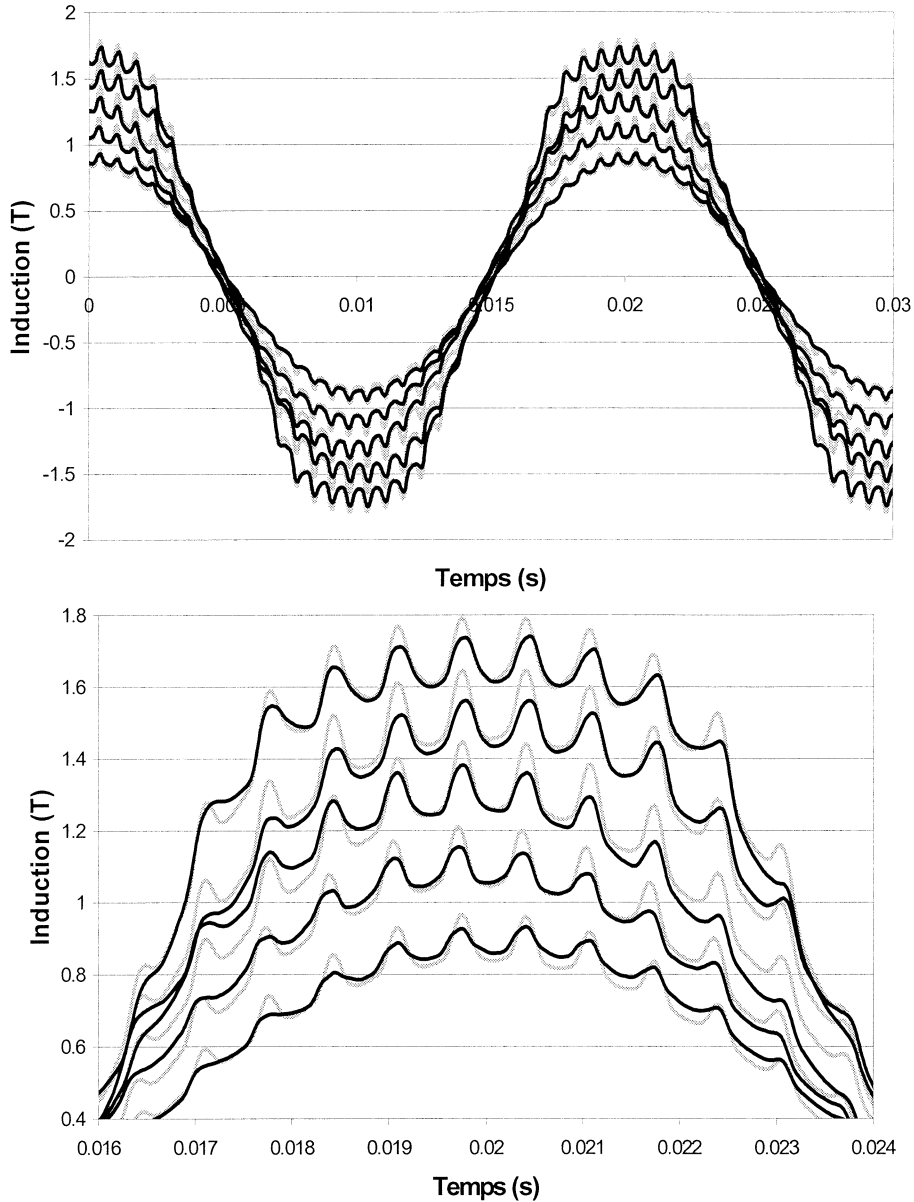


Figure IV-19 Comparaisons des inductions mesurées (noire) et simulées (gris) dans les dents lors d'un fonctionnement à vide pour des tensions de 400 V, 350 V, 300 V, 250 V, et 200 V

Au niveau de la culasse, les résultats obtenus grâce aux sondes de flux confirment également l'identité du niveau de saturation de la machine. Cette donnée est toutefois moins sensible que dans le cas des dents car la surface entourée est nettement supérieure, ce qui impose une moyenne plus répartie de l'induction alors que nous cherchons de préférence à obtenir des résultats les plus ponctuels possibles.

Nous proposons d'illustrer dans le Tableau IV.6 et la Figure IV-20 les écarts obtenus entre les pertes fer simulées et celles mesurées à vide avec et sans ventilateur car nous avons mis en évidence l'importance de température sur cette grandeur. Le module LS semble fournir des résultats cohérents pour ces essais particuliers. Les pertes simulées majorent bien souvent celles estimées par la mesure. Toutefois les écarts relevés sont systématiquement inférieurs à 15%, ce qui est très correct étant donné l'état actuel de notre modèle.

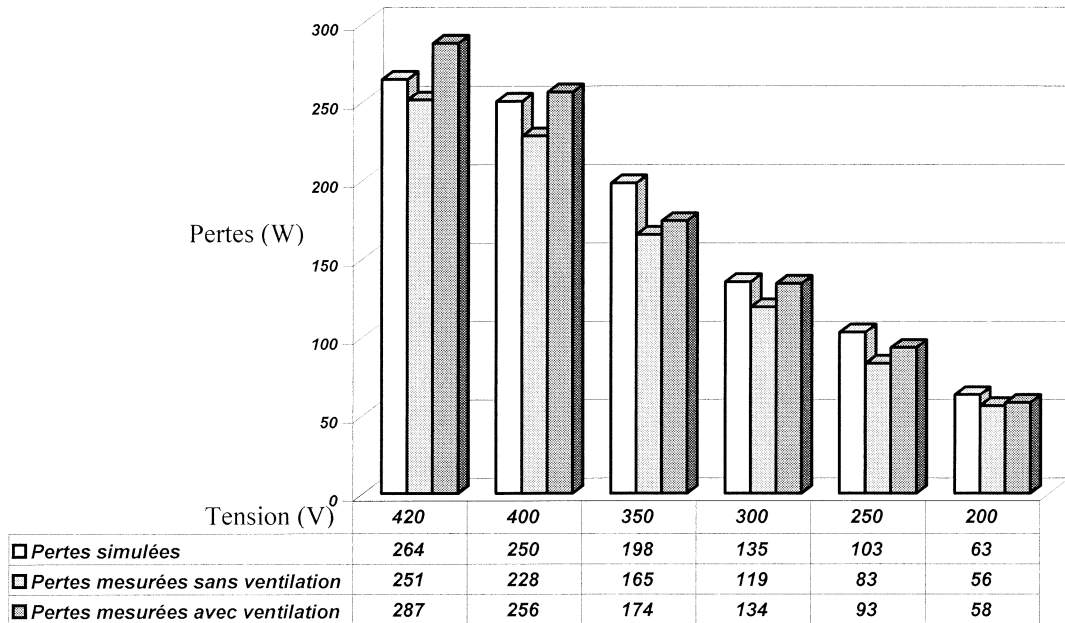


Tableau IV.6. Comparaison des pertes fer simulées et mesurée avec et sans ventilateur lors d'essais à vide sous différentes tensions d'alimentation

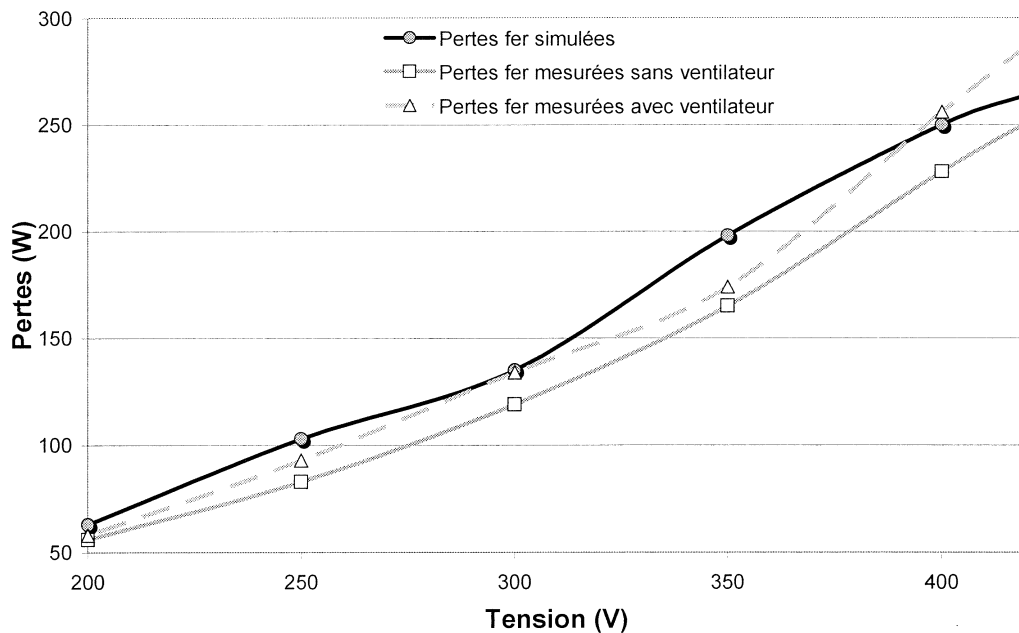


Figure IV-20 Comparaisons des pertes fer simulées et mesurées en fonction de la tension d'alimentation

IV. 3.3. Les essais en charge

Les résultats à vide sur cette machine particulière sont encourageants. Les écarts obtenus sont en conformité avec la précision des calculs permis par le modèle. Dans le paragraphe suivant nous allons voir comment effectuer un bilan des différentes pertes afin de pouvoir valider notre modèle lors d'essais en charge. Rappelons toutefois que les informations issues des simulations que nous effectuerons auront des courants dans les enroulements inférieurs de 10 % en moyenne (et donc des pertes Joule diminuées de près de 20 %) par rapport à ceux effectivement mesurés. Il en sera de même pour le couple, donc pour la puissance utile calculée. Malgré une étude de sensibilité menée sur de nombreux paramètres, nous n'avons pas pu mettre en évidence la source de ces écarts.

Nous commencerons ce paragraphe en illustrant les différences obtenues entre des essais à vide et des essais en charge pour un glissement d'environ 2%. Nous effectuerons ensuite un bilan de puissance et nous verrons comment évoluent les pertes fer lors de simulations avec glissement.

IV. 3.3.1. Comparaison des résultats avec et sans glissement

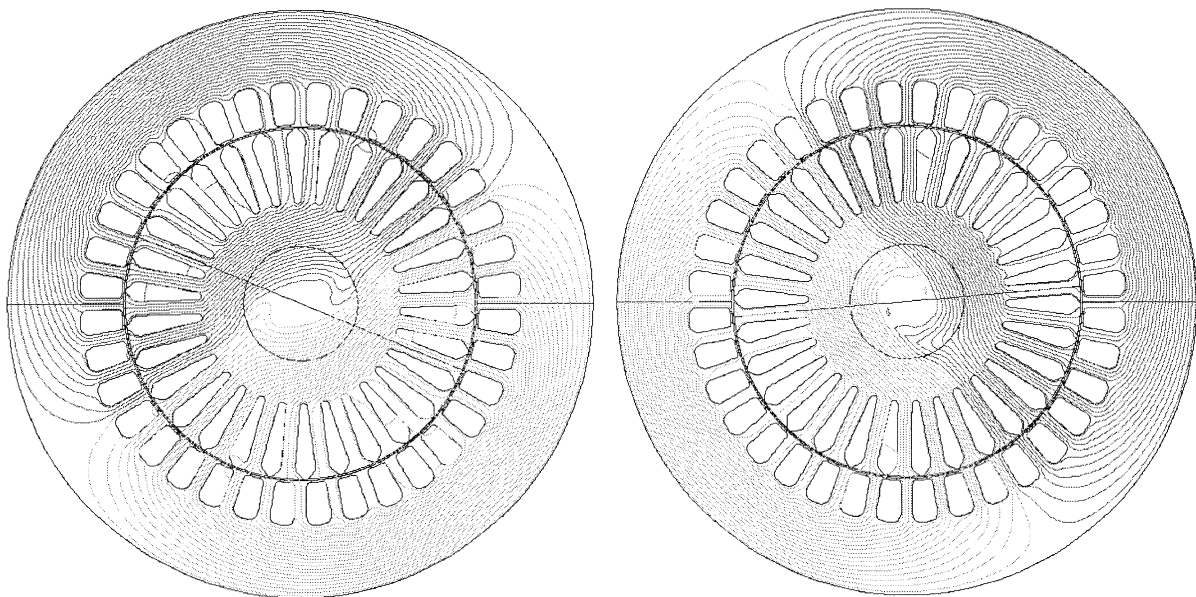


Figure IV-21 Comparaison des équi-flux obtenus en charge (droite) et à vide (gauche)

La Figure IV-21 indique que pour de faibles glissements, la répartition du champ dans les tôles magnétiques ne change pas. Il faut atteindre des niveaux de plus forte saturation pour faire apparaître plus nettement les flux zig-zag.

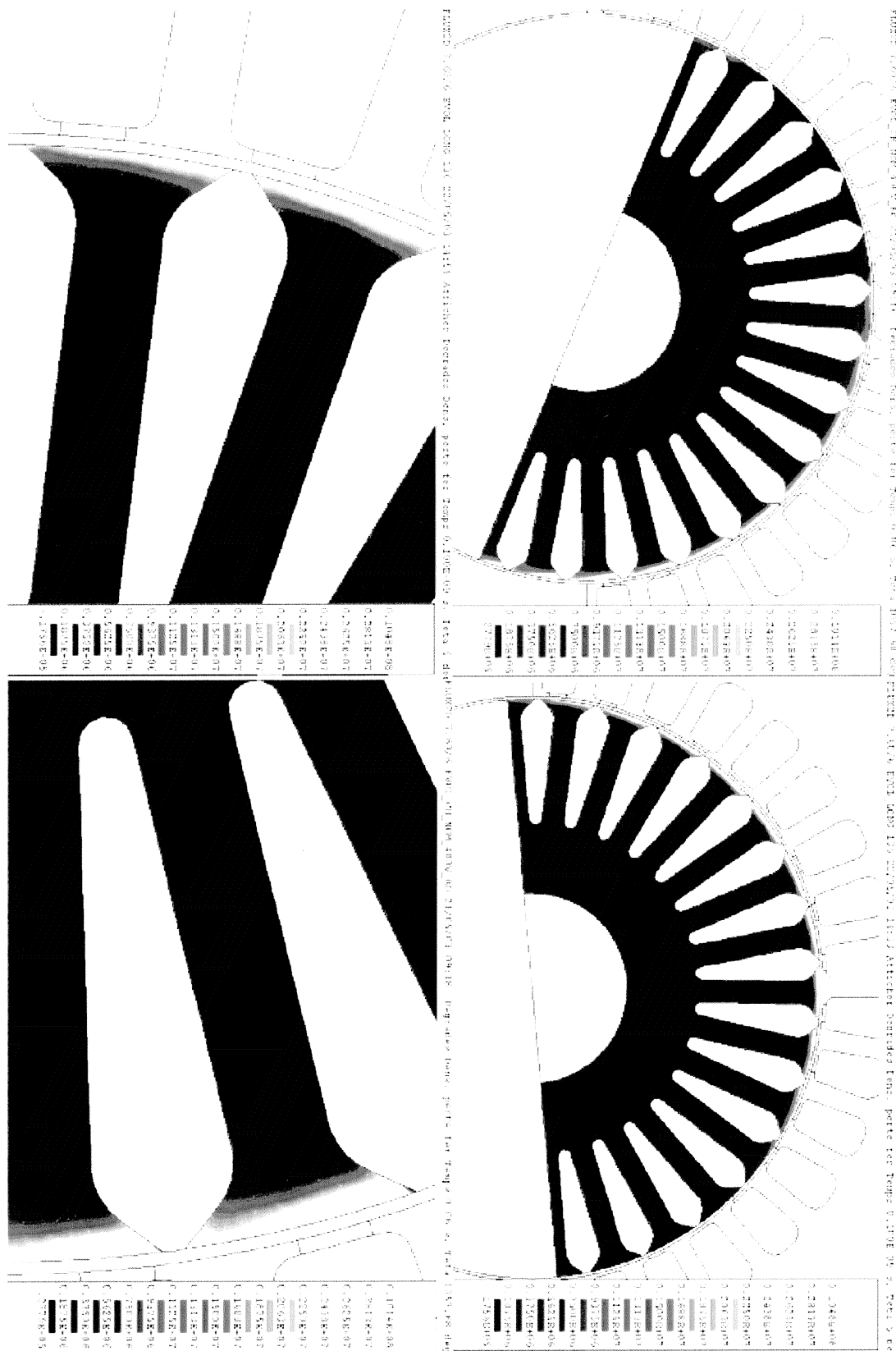


Figure IV-22 Visualisations de l'évolution des points chauds au rotor lors de simulation en charge (en haut). Comparaison avec les résultats de simulations à vide (en bas)

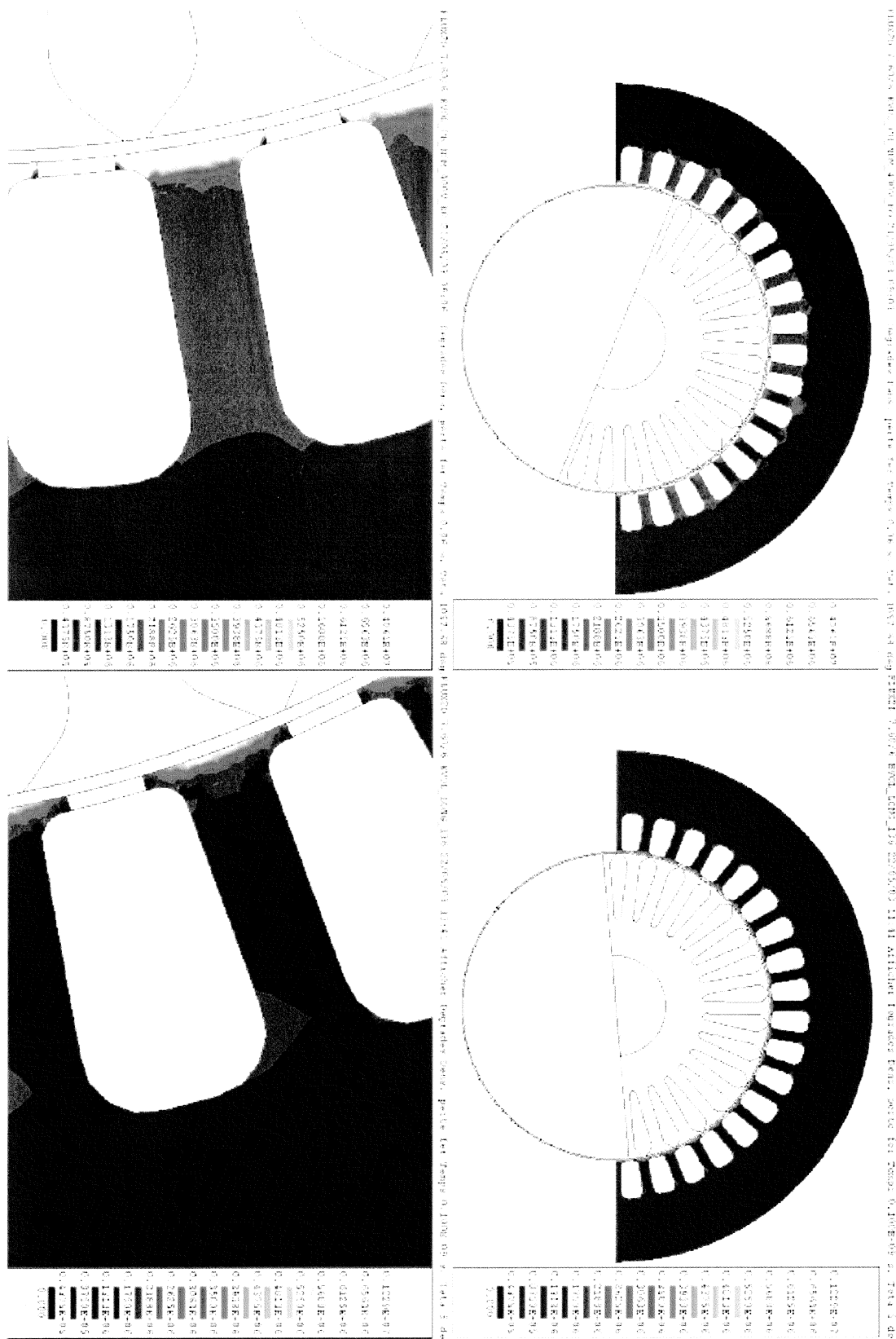


Figure IV-23 Visualisations de l'évolution des points chauds au stator lors de simulation en charge (en haut). Comparaison avec les résultats de simulations à vide (en bas)

L'observation des dégradés présentés dans les Figure IV-22 et IV-23 précédentes met en évidence quelques différences. Il apparaît notamment que les pertes en charge se localisent dans les extrémités des dents du stator. Au rotor par contre, nous ne pouvons pas faire de distinction aussi franche. Ceci est dû au fait que les calculs n'ont été lancés que sur 20 ms. Il faudrait faire le calcul de la façon dont nous l'avons présenté au chapitre III pour pouvoir vraiment comparer nos résultats en charge et à vide. Effectivement, sur une période de 20 ms et pour de faibles glissements comme c'est le cas ici, un point du rotor reste pratiquement sous le même champ. Il apparaît donc clairement des échauffements différents selon les points regardés. Tel ne serait pas le cas si nous avions pu effectuer le calcul correctement, c'est-à-dire sur une période rotorique entière. Nous devrions alors obtenir des points chauds réguliers sur toute la surface. En ce qui concerne les pertes moyennes, le problème énoncé n'a pas d'influence car nous retrouvons une évolution des pertes fer au rotor selon une fréquence nettement supérieure à celle des phénomènes en vigueur dans cette surface comme le montre la Figure IV-24.

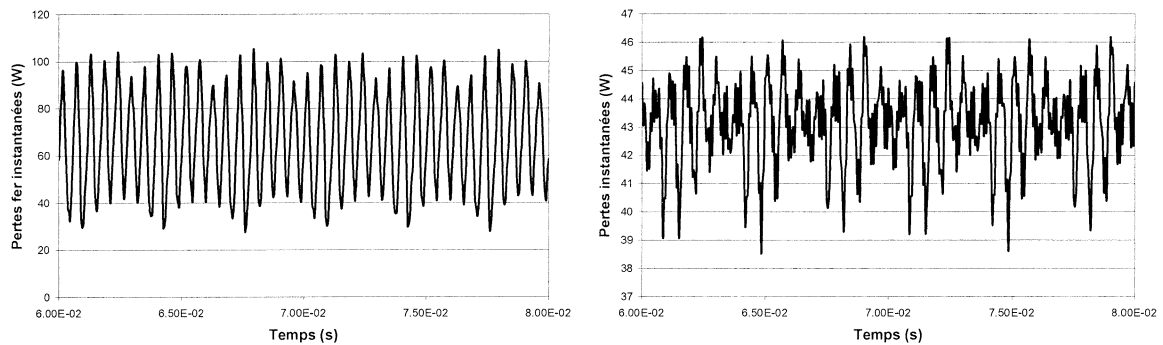


Figure IV-24 Pertes fer instantanées sur la région statorique à droite et rotorique à gauche pour l'essai à vide 400 V

En ce qui concerne les pertes fer moyennes, grandeur particulièrement intéressante pour l'électrotechnicien, nous voyons sur les courbes de la Figure IV-25 que l'augmentation des pertes magnétiques avec la charge est essentiellement provoquée par l'augmentation de l'amplitude des cycles mineurs.

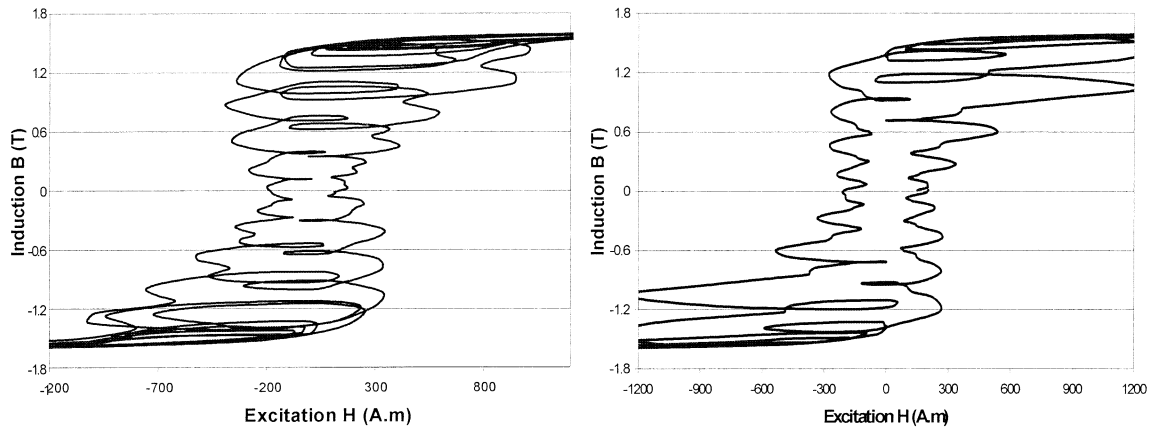


Figure IV-25 $B(H)$ dans une dent statorique sous charge nominale à gauche et à vide à droite

La visualisation des pertes instantanées en un point d'une dent du stator est illustrée par les courbes de la figure IV.26 suivante. Ces dernières ne sont pas exploitables de la sorte et on ne verra de différence sur les pertes fer qu'une fois intégrées sur le volume total des tôles de la machine.

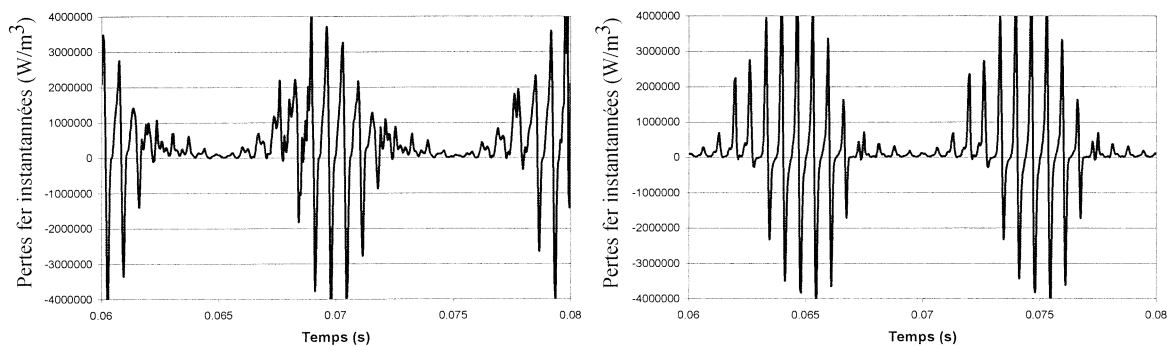


Figure IV-26 Pertes en un point d'une dent en charge à gauche et à vide à droite

IV. 3.3.2. Comparaison simulation / expérience

Lors de deux essais au point de fonctionnement nominal ($P_u = 5.5 \text{ kW}$, $g = 2 \%$), nous relevons les résultats suivants :

Puissance absorbée P_{abs1}	Puissance utile P_u	Pertes Joule stator P_{js1}	Courant absorbé I_{abs1}	Pertes fer (mesurées à vide) P_{fer0}	Pertes mécaniques (mesurées à vide) P_{meca0}	Pertes Joule rotor P_{jrapp}
6375	5517	339	10.36	256	82	108
6348	5506	340	10.36	256	82	118

Tableau IV.7. Bilans de puissance mesurés de la machine sous charge nominale (5.5 kW)

Du côté des simulations, après avoir vérifié l'adéquation de l'état de saturation simulé avec la mesure grâce à nos sondes magnétiques, nous effectuons un bilan de puissance complet de la machine. La simulation présentée ci-dessous est issue de résolution avec une résistivité d'aluminium de $2.5.10^{-8}$ Ohm.m.

Puissance absorbée $P_{abs_{sim1}}$	Puissance utile $P_{u_{sim1}}$	Pertes Joule stator $P_{js_{sim1}}$	Courant absorbé $I_{abs_{sim1}}$	Pertes fer $P_{fer_s_{sim1}}$ + $P_{fer_r_{sim1}}$	Pertes mécaniques	Pertes Joule rotor $P_{jr_{sim1}}$
6246	5720	302	9.95	283	-	144

Tableau IV.8. Bilan de puissance simulé de la machine sous charge nominale

Le bilan que nous proposons utilise les valeurs mesurées dont nous sommes sûrs (à la précision des appareils de mesure près) et les pertes simulées qui ne sont pas accessibles expérimentalement lors d'essais en charge, c'est-à-dire les pertes fer au stator et au rotor ainsi que les pertes Joule dissipées dans la cage. Effectivement, le bilan complet que nous aimerions pouvoir retrouver est celui-ci :

$$P_{abs_1} = P_u + P_{js_1} + P_{meca_1} + (P_{fer_s_1} + P_{fer_r_1}) + P_{jr_1} \quad (IV-3)$$

Equation dans laquelle l'indice 1 représente l'essai en charge, à différentier de l'essai à vide qui portera l'indice 0 par la suite et qui devrait avoir la forme :

$$P_{abs_0} = P_{js_0} + P_{meca_0} + (P_{fer_s_0} + P_{fer_r_0} + P_{jr_0}) \quad (IV-4)$$

Alors qu'on le simplifie par obligation selon la formule suivante :

$$P_{abs_0} = P_{js_0} + P_{meca_0} + P_{fer_0} \quad (IV-5)$$

De plus, les pertes fer et les pertes Joule au rotor n'étant pas mesurables en charge, nous sommes forcés dans la pratique de déterminer le bilan final de la façon suivante :

$$P_{abs_1} = P_u + P_{js_1} + P_{meca_0} + P_{fer_0} + P_{jr_{app}} + P_{sup} \quad (IV-6)$$

Où nous trouvons un terme représentant les pertes Joule rotorique ($P_{jr_{app}}$) que nous appliquons dans la pratique définie comme suit :

$$P_{jr_{app}} = g*(P_{abs_1} - P_{js_1} - P_{fer_0}) \quad (IV-7)$$

Alors qu'il devrait en toute rigueur être le suivant :

$$P_{jr} = g*(P_{abs1} - P_{js1} - P_{fer_s1}) \quad (IV-8)$$

Remarquons tout d'abord que les pertes mécaniques sont essentiellement dues à la présence du ventilateur. Effectivement, alors que les pertes sans ventilateur ne sont que de 14 W, nous obtenons avec ce dernier plus de 80 W de pertes. Nous pouvons ainsi les considérer comme une charge variant en fonction du carré de la vitesse. Dans ce cas, le fait de passer d'un fonctionnement à vide (3000 trs/min) à un fonctionnement en charge à 2900 trs/min (supérieur à la charge nominale qui est de 2936 trs/min) n'augmenterait les pertes que de 4 W ce qui est tout à fait négligeable dans notre étude. Nous considérerons donc par la suite que les pertes mécaniques à vide et en charge sont égales. Il apparaît alors qu'afin de valider notre modèle en charge, il convient d'étudier la précision de l'égalité suivante :

$$\begin{aligned} P_{abs1} - (P_u + P_{js1} + P_{meca0}) &= P_{fer_s_{sim1}} + P_{fer_r_{sim1}} + P_{jr_{sim1}} \\ &= P_{fer_{sim1}} + P_{jr_{sim1}} \end{aligned} \quad (IV-9)$$

Dans le cas présenté ici, nous obtenons :

$$\begin{aligned} P_{abs1} - (P_u + P_{js1} + P_{meca0}) &= 437 \text{ W} && \text{pour le premier cas} \\ &= 420 \text{ W} && \text{dans le second} \end{aligned} \quad (IV-10)$$

et

$$P_{fer_{sim1}} + P_{jr_{sim1}} = 427 \text{ W}$$

Soit un écart de -2% à 3 % selon le cas envisagé.

La même étude menée sur un fonctionnement à 75 % de la puissance nominale nous conduit aux résultats suivants :

Puissance absorbée P_{abs1}	Puissance utile P_u	Pertes Joule stator P_{js1}	Courant absorbé I_{abs1}	Pertes fer (mesurée à vide) P_{fer0}	Pertes mécaniques (mesurée à vide) P_{meca0}	Pertes Joule rotor P_{jrapp}
4796	4134	211	8.38	256	82	58
4736	4109	210	8.36	256	82	60

Tableau IV.9. Bilans de puissance mesurés de la machine sous 75% de la charge nominale

Puissance absorbée $P_{abs_{sim1}}$	Puissance utile $P_{u_{sim1}}$	Pertes Joule stator $P_{js_{sim1}}$	Courant absorbé $I_{abs_{sim1}}$	Pertes fer $P_{fer_s_{sim1}} + P_{fer_r_{sim1}}$	Pertes mécaniques	Pertes Joule rotor $P_{jr_{sim1}}$
4638	4330	175	7.9	255	-	82

Tableau IV.10. Bilan de puissance simulé de la machine sous charge nominale

La même démarche conduit à comparer :

$$P_{abs1} - (P_u + P_{js1} + P_{meca0}) = 369 W \quad \text{dans le premier cas}$$

$$335 W \quad \text{pour le second}$$

et

$$P_{fer_{sim1}} + P_{jr_{sim1}} = 337 W$$

(IV-11)

Ce qui donne un écart de -0.5 à 8 %.

IV. 4. Conclusion

En développement depuis de nombreuses années, le modèle LS de calcul des pertes fer a été intégré au logiciel de calcul par éléments finis Flux2D. Après l'avoir validé sur des géométries simples qui nous ont permis de vérifier que l'encodage avait été effectué convenablement, nous avons utilisé ce programme pour l'étude des pertes de notre machine. Les résultats obtenus lors des tests à vide sont satisfaisants. Étudiés pour des tensions d'alimentations comprises entre 200 et 420 V, les écarts maximum restent inférieurs à 20 % ce qui est acceptable compte tenu de la précision actuelle du modèle. Une étude en charge des ces pertes est plus délicate puisque nous n'avons pas la possibilité de différencier les pertes magnétiques des pertes Joule rotor. Nous avons donc proposé d'effectuer un bilan des puissances nous permettant d'obtenir la somme des pertes magnétiques, Joule rotor et supplémentaire. Une comparaison de la valeur obtenue avec la somme des pertes fer et Joule rotor issues de nos simulations donne d'excellents résultats puisque l'écart maximal n'excède pas 10%.

Conclusion

Qui s'entremet, doit achever...

C O N C L U S I O N

Les travaux présentés dans ce mémoire perpétuent une collaboration entre la société Leroy-Somer et le Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble. La finalité de cette recherche était de valider et de proposer des voies d'amélioration à un modèle de calcul des pertes magnétiques approprié à l'étude de systèmes complexes. L'enjeu est d'importance car nous assistons actuellement à une volonté économique et écologique incitant fermement à la conception de dispositifs électromécaniques à haut rendement. La connaissance des pertes magnétiques dans les tôles y trouve donc une place de premier choix. Effectivement, ces pertes sont bien souvent méconnues et les modèles classiques mis à la disposition de l'ingénieur « motoriste » n'ont que des plages d'utilisation limitées à la non saturation et ne prennent pas en considération l'inhomogénéité de la répartition du champ dans l'épaisseur des tôles. Les fabricants de systèmes d'entraînements, comme Leroy-Somer, sont donc amenés à participer activement à la recherche de nouveaux modèles qui estimeraient lors des phases de conception la puissance dissipée des machines. Armé d'un tel dispositif, il serait alors possible d'optimiser la géométrie et les matériaux en tenant compte des objectifs économiques et des critères de performances à atteindre.

Nous avons donc souhaité pour cette étude disposer d'un banc d'essai adapté à la mesure des pertes d'une machine à induction de petite puissance (5.5 kW). Nous l'avons réalisé dans un souci de qualité optimale des conditions de mesures, par l'utilisation particulière d'une alimentation triphasée sinusoïdale parfaite d'une part et avec la volonté d'obtenir des résultats de grande précision permise par l'emploi d'appareils de mesure haut de gamme. Par ailleurs, il nous fallait entreprendre l'instrumentation délicate de la machine étudiée. Agrémenté de nombreuses sondes magnétiques et thermiques situées tant sur la partie statique que tournante, le moteur ainsi constitué nous délivre les signaux nécessaires à une modélisation fine et à la validation de nos résolutions par éléments finis.

Cette étape de modélisation a été décrite dans le second chapitre. Le passage obligé par un couplage avec les équations de circuits permettant de simuler les effets d'extrémités lors de résolutions bidimensionnelles y est présenté. Une étude de sensibilité sur différents paramètres a également été entreprise et a permis de confirmer la robustesse des simulations. Nous profitons également de ce chapitre pour exposer une méthode originale de détermination des paramètres d'un schéma équivalent monophasé de la machine. Ce dernier a été étudié par plusieurs doctorants et permet d'obtenir des résultats proches de ceux issus des simulations Flux2D en ce qui concerne les valeurs caractéristiques des pertes, courants et couples de la machine.

Une des voies envisageables une fois le modèle de pertes validé dans son intégralité pourrait être d'étudier l'intégration d'un paramètre de valeur variable selon la saturation et qui permettrait de prendre en compte le phénomène de pertes magnétiques au sein du schéma équivalent. Nous aurions de la sorte un modèle performant et d'utilisation rapide.

Nous avons présenté rapidement au chapitre premier les différents modèles de calcul de pertes applicables aux ondes périodiques quelconques. L'application est délicate, surtout dans le cas des machines tournantes pour lesquelles l'hypothèse d'une induction homogène dans l'épaisseur du matériau n'est pas respectée (diffusion importante du fait des harmoniques). De même, les calculs par développement en série de Fourier sont lourds et rebutent quant à l'utilisation d'une telle méthode. Le modèle LS développé au LEG permet de répondre à ce besoin. Nous avons expliqué, dans un premier temps, la méthode de détermination du modèle et son emploi. Une caractérisation de chaque tôle pour des fréquences variables de signaux triangulaires et sous une induction la plus élevée possible est nécessaire. Une fois intégré dans le logiciel de calcul par éléments finis Flux2D, ce module permet d'évaluer les pertes relatives à chaque maille par reconstitution du cycle d'hystérésis grâce aux données de B et dB/dt issues de la simulation. Les résultats obtenus à vide sur cette machine sont concluants et des essais sous diverses inductions ont permis de valider notre travail. L'étude en charge quant à elle est plus délicate. Il n'est pas possible de séparer, lors des mesures, pertes fer et pertes Joule rotor. Nous avons donc simplement comparé leurs sommes avec la simulation afin de vérifier leurs bonnes adéquations. Là également, la précision est tout à fait acceptable ($<10\%$) et elle nous permet de valider notre modèle sur cette machine particulière.

Le travail de trois années d'étude s'achève ici. De nombreuses voies doivent encore être explorées. Ainsi, le travail effectué ayant permis de débloquent des moyens considérables pour l'étude de machines tournantes, il serait opportun de poursuivre la validation de notre machine dans des cas de fonctionnements moins communs afin de déterminer entre autre la plage de validité du modèle. Des études sur d'autres machines adaptables sur la chaîne d'acquisition dont nous disposons peuvent également s'effectuer dans des délais assez brefs. Côté modèle, des cartes d'acquisitions plus performantes ainsi que des alimentations adaptées au travail sous haute fréquence et forte induction sont en développement. Nous devrions donc être en mesure de confirmer ou d'infirmer l'extrapolation effectuée au sein du modèle. D'autre part, l'utilisation de signaux triangulaires mieux contrôlés permettra d'approcher les conditions extrêmes du modèle et de trouver des lois $H(B, dB/dt)$ plus représentatives de la physique du matériau.

L'ingénieur chargé de l'élaboration d'une machine sera donc capable à terme, via une base de données concernant chaque nuance de tôle, d'obtenir avec une relative précision la valeur des pertes fer. Il sera ainsi en mesure d'étudier l'influence de nombreux paramètres (dimensionnels, qualitatifs...) sur les performances magnétiques de son projet.

Les coûts de mise au point des prototypes se verront alors réduits, laissant envisager des gains financiers et temporels substantiels pour l'entreprise.

Nous espérons que ce travail permettra de contribuer favorablement au développement du modèle et à la meilleure compréhension des phénomènes magnétiques ayant trait aux machines tournantes, conscient malgré tout que, comme le disait Marcellin LEROY, « Beaucoup a été fait, mais tout reste à faire ».

Bibliographie

C'est le signe d'un fou, qu'avoir honte d'apprendre...

B i b l i o g r a p h i e

- [ABD-02] Baïram BEN ABDALLAH
« Conception et test d'un démonstrateur dédié à la validation de modèles locaux de pertes fer par méthode thermique »
Thèse de doctorat (2002), Université Claude Bernard, Lyon1.
- [ALL-01] Farid ALLAB
« Evaluation et modélisation des effets de mise en oeuvre du matériau sur les performances des machines électriques »
Rapport de DEA, Institut National Polytechnique de Grenoble, 2002.
- [ANS-01] Aymeric ANSEL
« Influence de la coulée sous pression d'une cage d'écureuil en cuivre sur le comportement magnétique d'une machine asynchrone triphasée »
Thèse de doctorat (2001), Université d'Artois, UFR de sciences appliquées.
- [AUT-00] Vincent AUTIER
« Conception d'un moteur asynchrone adapté à une double alimentation. Réduction des pertes supplémentaires induites par une alimentation de type M.L.I. »
Thèse de doctorat (2000), UFR des Sciences Techniques et Gestion de l'Industrie.
- [BEN-02] Abdelkader BENABOU
« Contribution à la caractérisation et à la modélisation de matériaux magnétiques en vue d'une implantation dans un code de calcul de champ »
Thèse de doctorat (2002), Université de Lille, Génie Electrique.

- [BER-85] Giorgio BETOTTI
« Physical interpretation of eddy current losses in ferromagnetic materials. I
Theoretical consideration »
J. Appl. Phys. Vol. 57, N° 6, pp. 2210-2217, 1985.
- [BER-88] Giorgio BERTOTTI
« General properties of power losses in soft ferromagnetic material »
IEEE Trans. Mag. Vol.24 n°1 pp. 621-630, 1988.
- [BER-91] Giorgio BERTOTTI
« Generalized Preisach model for the description of hysteresis and eddy currents
effects in metallic ferromagnetic materials »
J. Appl. Phys. Vol69, N° 8, pp. 4608-4610, 1991.
- [BER-00] Yves BERNARD et al
« Modélisation de cycles d'hystérésis : Comparaison de différentes approches
pour le modèle de Preisach »
Colloque MGE 2000, Lille, pp. 117.
- [BRI-97] Pierre BRISSONEAU
« Magnétisme et matériaux magnétiques »
HERMES, Paris (1997)
- [BRO-98] Marc BROUSSELY
« Réduction des modèles thermiques par la théorie des réseaux, application à la
surveillance d'une machine asynchrone par couplage d'un modèle thermique
réduit avec un schéma équivalent électrique. »
Thèse de doctorat (2000), Université de Poitiers.
- [CES-96] Christophe CESTER
« Etude des pertes magnétiques supplémentaire dans les machines asynchrones
alimentées par onduleur à modulation de largeur d'impulsion »
Thèse de doctorat (1996), Institut National Polytechnique de Grenoble

- [CHA-96] Yves-André CHAPUIS
«Contrôle direct du couple d'une machine asynchrone par l'orientation de son flux statorique »
Thèse de doctorat (1996), Institut National Polytechnique de Grenoble.
- [CHA-03] Hervé CHAZAL
« Comparative Study of nanocrystalline and soft-ferrite transformer using an optimisation procedure »
EPE 2003, Toulouse, sept. 2003
- [CHE-99] Thierry CHEVALIER
« Modélisation et mesure des pertes fer dans les machines électriques, application à la machine asynchrone »
Thèse de doctorat (1999), Institut National Polytechnique de Grenoble
- [CHE-00] Thierry CHEVALIER et al.
« Numerical computation of the dynamic behaviour of magnetic material considering magnetic diffusion and hysteresis »
IEEE Trans. Mag. Vol. 36, N°4, pp. 1218-1221, 2000
- [CLE-00] Stéphane CLENET, Francis PIRIOU
« Identification de la fonction d'EVERETT pour le modèle de PREISACH »
Colloque MGE 2000, Lille, pp. 71-74.
- [CSA-99] « Energy Efficiency Test Method for Three-Phase Induction Motors »
CSA International Standard C390-98, Dec. 1999
- [DEB-01] Olivier DEBLECKER
« Contribution à la modélisation des champs magnétiques dans les systèmes comportant des milieux non linéaires et hystérétiques »
Thèse de doctorat (2001), Faculté Polytechnique de Mons.

- [DES-96] Maxime DESSOUDE
« Moteurs asynchrones, Choix et problèmes connexes »
Techniques de l'Ingénieur, traité Génie électrique, pp D 3490-1 à D 3490-14,
1996
- [DUM-93] F. DUMAS, J.L. ILLE
« Détermination des pertes fer d'une machine électrique tournante »
Rapport interne, Université de Technologie de Compiègne, 1993.
- [FIO-90] F. FIORILLO
« An improved approach to power losses in magnetic laminations under non
sinusoidal induction waveform »
IEEE Transactions on magnetics, vol. 26, N°5, pp. 2559-2561, 1990.
- [FOG-99] Albert FOGGIA
« Méthodes de calcul des inductances de fuites »
Techniques de l'ingénieur, traité Génie électrique, pp D 3440-1 à D 3440-
20,1999
- [FOS -86] Karl FOSTER
« Temperature dependence of loss separation measurements for oriented silicon
steels »
IEEE Trans. Magnetics, vol. 22, pp.49-53, 1986
- [GLO-89] Les cahiers de Global Chance
« Petit mémento énergétique, éléments pour un débat sur l'énergie en France »
Numéro hors série, ISSN 1270-377X-10, janvier 2003
- [GRE-89] Guy GRELLET
« Pertes dans les machines tournantes »
Techniques de l'ingénieur, traité Génie électrique, pp D 3450-1 à D 3451-6,
1989

- [HAD-87] Abdul Wali HADI
« Etude de l'échauffement d'un moteur asynchrone à rotor bobiné »
Thèse de doctorat (1987), Institut National Polytechnique de Grenoble.
- [HUB-98] Olivier HUBERT
« Influence des contraintes internes et de la structure des dislocations sur le couplage magnéto mécanique dans les alliages Fe-3%Si à grains orientés »
Thèse de doctorat (1998), Université de Technologie de Compiègne
- [IEC-97] « Methods for the supplementary iron losses determination in the magnetic and the supplementary losses in the electric circuits of the rotative electrical machines »
IEC, New work item proposal, proposer : Romania National Committee.
- [IEC-99] « CEI 61972 : Méthode pour la détermination des pertes supplémentaires et du rendement des moteurs à induction »
IEC, projet de comité pour vote (CDV).
- [IEE-78] « IEEE Standard Induction Motors Letters Symbols »
Institute of Electrical and Electronics Engineers, IEEE Std 58-1978 (revision of IEEE Std 58-1956), March 1976
- [IEE-97] « IEEE Standard Test Procedure for Polyphase Induction Motors and Generators »
Institute of Electrical and Electronics Engineers, IEEE Std 112-1996 (revision of IEEE Std 112-1991), May 1997
- [IVA-67] Marcel IVANES
« Contribution à l'étude des pertes supplémentaires des machines à induction »
Thèse de doctorat (1967), Institut National Polytechnique de Grenoble.

- [IVA-94] Marcel IVANES, Robert PERRET
« Connaissances de bases et machines statiques »
HERMES, Paris (1994)
- [JIL-94] D.C. JILES
« Modeling the effects of eddy courant losses and frequency dependent hysteresis in electracally conducting media »
IEEE Trans. Mag. Vol. 30, N°6, pp. 4326-4328, 1994.
- [KED-98] Afef KEDOUS-LEBOUC
« Matériaux magnétiques en génie électrique, de la caractérisation à la modélisation »
Habilitation à Diriger des Recherches (1998), Institut National Polytechnique de Grenoble.
- [LAF-67] M. LAFOSSE
« Guide pratique de mesures et essais de machines »
Dunod, Paris, 1967., pp. 156 à 171.
- [LAV-76] J-D. LAVERS, P-P. BIRINGER
« Prediction of core losses for hight densities and distorted flux waveforms »
IEEE Trans. Mag., Vol.12, N°6, pp.1053-1055, 1976.
- [LEB-00] Afef LEBOUC et al
« Modélisation des pertes et du cycle d'hystérésis dynamique des tôles magnétiques.»
Colloque MGE (Matériaux du Génie Electrique) Lille, dec. 2000, pp. 179-182.
- [LEB-01] Afef LEBOUC, Francis PIRIOU
« Les matériaux ferromagnétiques : techniques de caractérisation et modèles de représentations »
EF'01, Nancy, pp. 51-56, Novembre 2001.

- [LIW-67] M. LIWSCHITZ
« Calcul des machines électriques »
SPES Lausanne-Dunod, Paris, 19967.
- [MAR-03] H. MAROUANI, E. HUG, M. RACHIK, J.M. ROELANDT
« Simulation numérique du poinçonnage : corrélation déformation-comportement magnétique.»
Colloque MGE 2003, Grenoble, pp.66-68.
- [MAR-03] Alban MARINO et al
« Instrumentation magnétique et thermique d'une machine asynchrone.»
Colloque MGE 2003, Grenoble
- [MAR-03'] Alban MARINO et al
« Magnetic and thermal behaviour of an induction machine.»
SMM 16, Düsseldorf, 2003.
- [MAU-03] Vincent MAUREL, Florence OSSART, René BILLARDON
« Découpe des tôles magnétiques : plasticité et contraintes résiduelles induites.»
Colloque MGE Grenoble 2003, pp.29-31.
- [MEN-02] Gérard MEUNIER
« Modèles et formulations en électromagnétisme.»
Hermès, Lavoisier, chapitre 2, 2002.
- [NOU-96] Amir NOURDINE
« Modélisation de l'hystérésis dans les matériaux magnétiques et introduction de modèles dans le logiciel de simulation aux éléments finis Flux3D »
Thèse de doctorat (2002), Institut National Polytechnique de Grenoble.

- [OSS-00] F. OSSART
« Modélisation du comportement des tôles magnétiques et calcul par éléments finis en génie électrique. »
Colloque MGE 2000, Lille, pp. 101.
- [PIE-90] Etienne PIERRE
« Essais des machines tournantes »
Techniques de l'Ingénieur, traité Génie électrique, pp D 3750-1 à D 3750-24,
1990
- [POL-98] Michel POLOUJADOFF
« Machines asynchrones, Régime permanent »
Techniques de l'Ingénieur, traité Génie électrique, pp D 3480-1 à D 3480-17,
1998
- [POU-87] M. POULOUJADOFF
« The theory of three phase induction squirrel cage. »
Electric Machines and Power Systems, 13:245-264, 1987.
- [PRY-58] R-H. PRY, C-P. BEAN
« Calculation of energy losses in magnetic sheet material using a domain model. »
Journal of Applied Physics, N°3, p532 à 533, 1958.
- [RET-97] Nicolas RETIERE
« Etude des défauts dans les associations onduleur-machine asynchrone.
Exemple d'une chaîne de traction »
Thèse de doctorat (1997), Institut National Polytechnique de Grenoble.

- [ROU-96] Laure-line ROUVE
« Prise en compte du comportement magnétique fréquentiel des tôles FeSi en modélisation électrotechnique »
Thèse de doctorat (1996), Institut National Polytechnique de Grenoble.
- [SAH-94] Omar SAHRAOUI
« Calcul des schémas équivalents de la machine asynchrone par la méthode des éléments finis »
Thèse de doctorat (1994), Institut National Polytechnique de Grenoble.
- [SCH-98] Rudolf SCHAFER, Alex HUBERT
« Magnetic domains. The analysis of magnetic microstructure.»
Springer, 1998.
- [SEG-96] Guy SEGUIER, Francis NOTELET
« Electrotechnique industrielle »
LAVOISIER, Paris (1996)
- [SPO-98] Sorin Aurel SPORNIC
« Automatisation de bancs de caractérisation 2D des tôles magnétiques. Influence des formes d'ondes sur les mécanismes d'aimantation.»
Thèse de doctorat (1998), Institut National Polytechnique de Grenoble.
- [VAS-90] Eric VASSENT
« Contribution à la modélisation des moteurs asynchrones par la méthode des éléments finis »
Thèse de doctorat (1990), Institut National Polytechnique de Grenoble.

- [VER-92] Jean VERDUN, Jean-claude BAVAY
« Tôles fer-silicium de faibles épaisseurs pour applications à moyenne fréquence. »
Techniques de l'ingénieur, traité Génie électrique, pp D 2112-1 à D 2112-6, 1992
- [VER-98] Jean VERDUN
« Pratique des matériaux industriels. »
Les référentiels Dunod, Chapitre 9.11 "Matériaux magnétiques", 1998.

Sites internet

Histoire de l'électricité :

<http://www.edf.fr/html/fr/decouvertes/index.html>

<http://www.inrp.fr/lamap/scientifique/electricite/histoire/electricite.htm#industrielle>

<http://www.electropolis.tm.fr/statique/electrostatique/pages/charges.html>

<http://www.cnam.fr/museum/revue/ref/r23a02.html>

<http://barthes.ens.fr/atelier/articles/benoit-29-3-96.html>

http://www.ac-nancy-metz.fr/Pres-etab/EREAFlavigny/netscol2000/pages_html/electricite.htm

Généralités sur les thermistances :

<http://perso.club-internet.fr/gatt/BTSCIRA/cours/MITA.htm>

<http://membres.lycos.fr/instrum/>

Généralités sur le génie électrique :

<http://www.epsic.ch/pagesperso/schneiderd/index.htm#TITRE>

<http://physp6www.cicrp.jussieu.fr/enseignement/joffrin/>

<http://membres.lycos.fr/electrotechcity/>

<http://www.lesite3ei.com/>

<http://membres.lycos.fr/benoist1/principe.htm>

<http://nte-serveur.univ-lyon1.fr/gaude/>

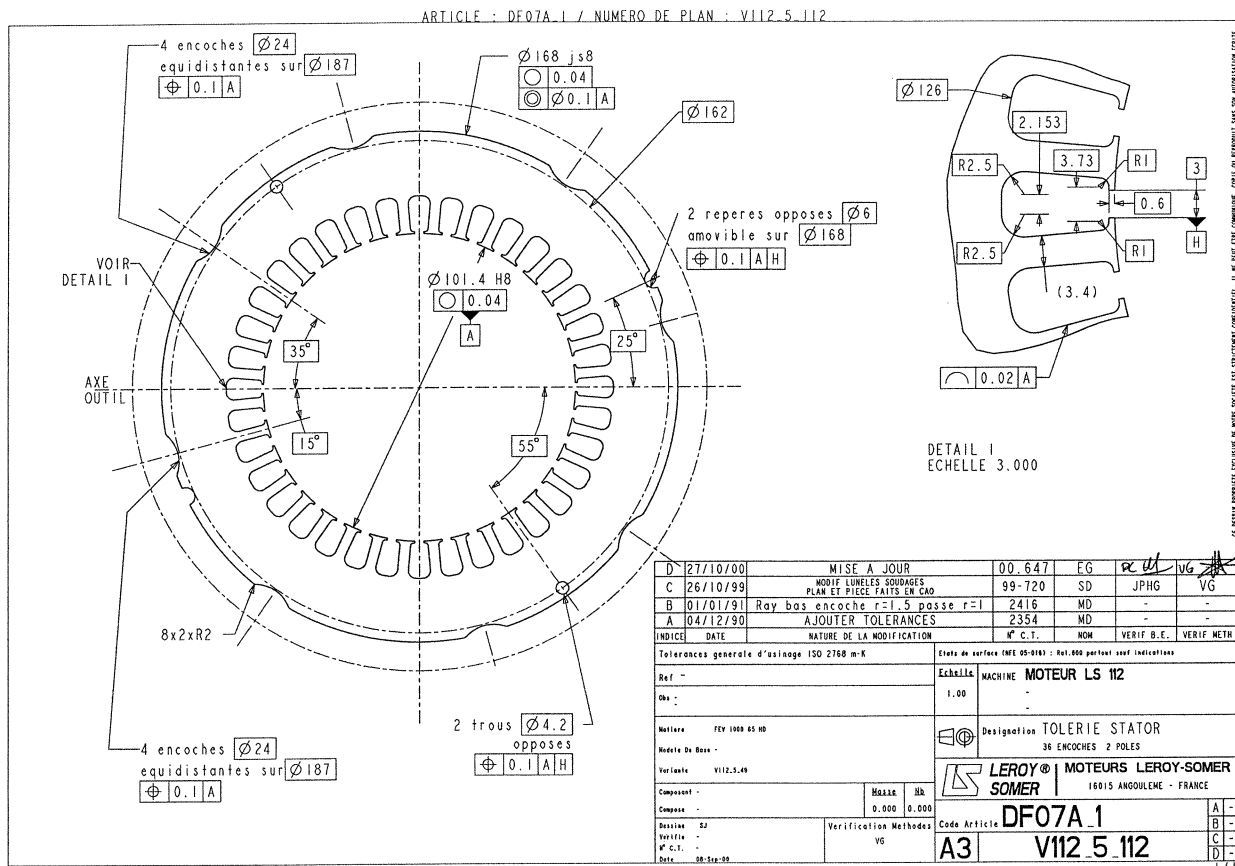
<http://www.physique-appliquee.net/phyapp/phyapp09.html>

Annexes

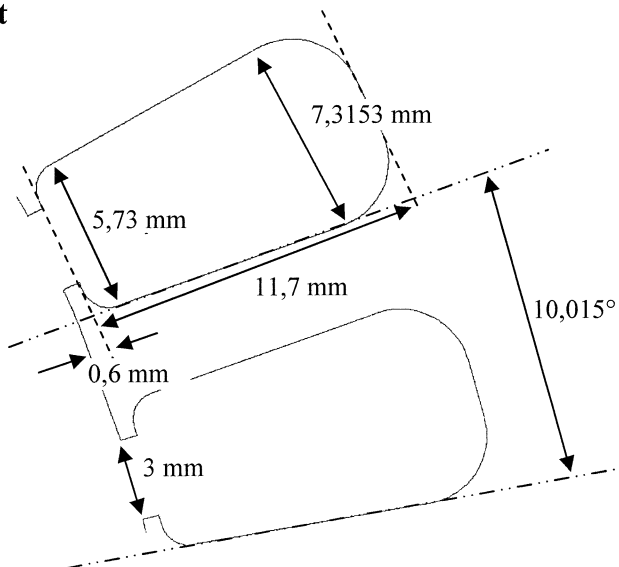
Annexes A

A. 1. Plan du stator

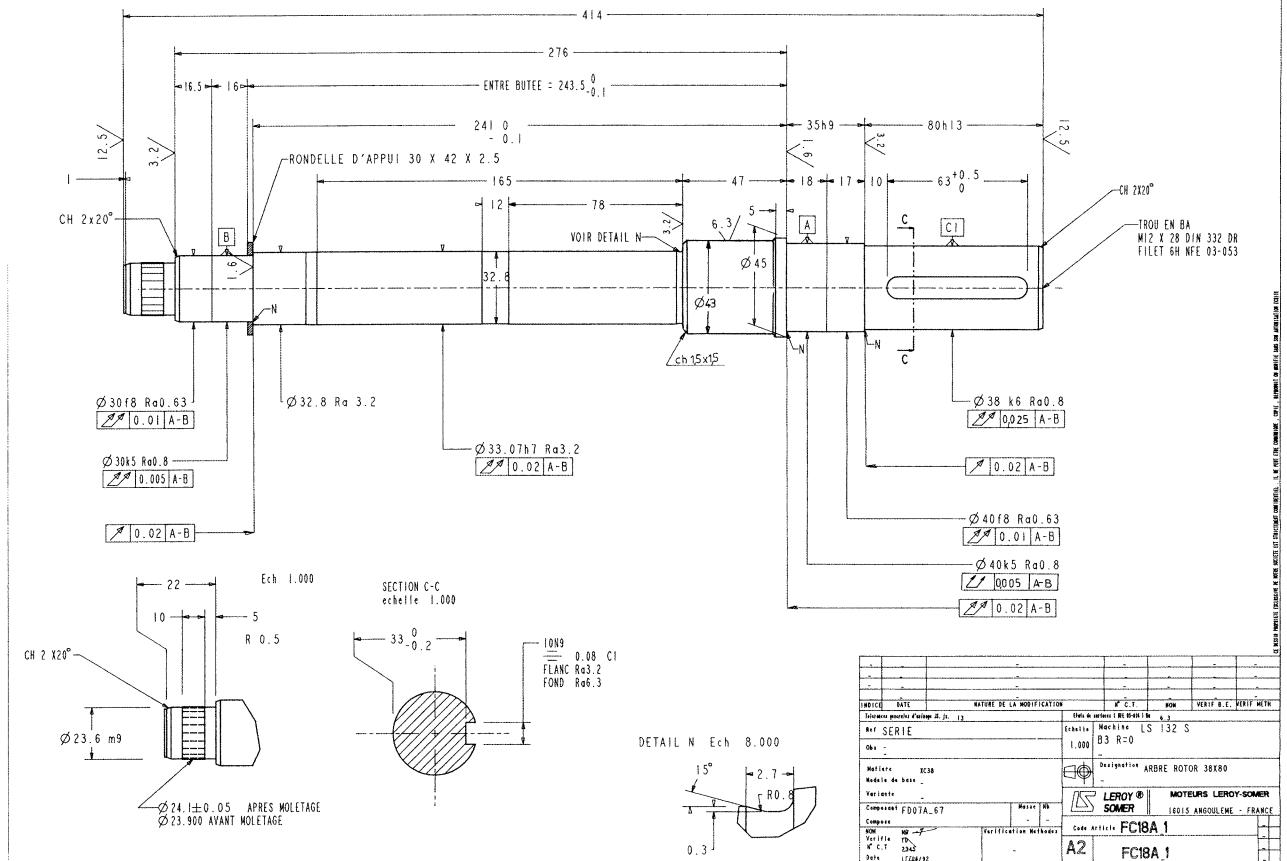
A. 1.1. Schéma global



A. 1.2. Zoom sur une dent



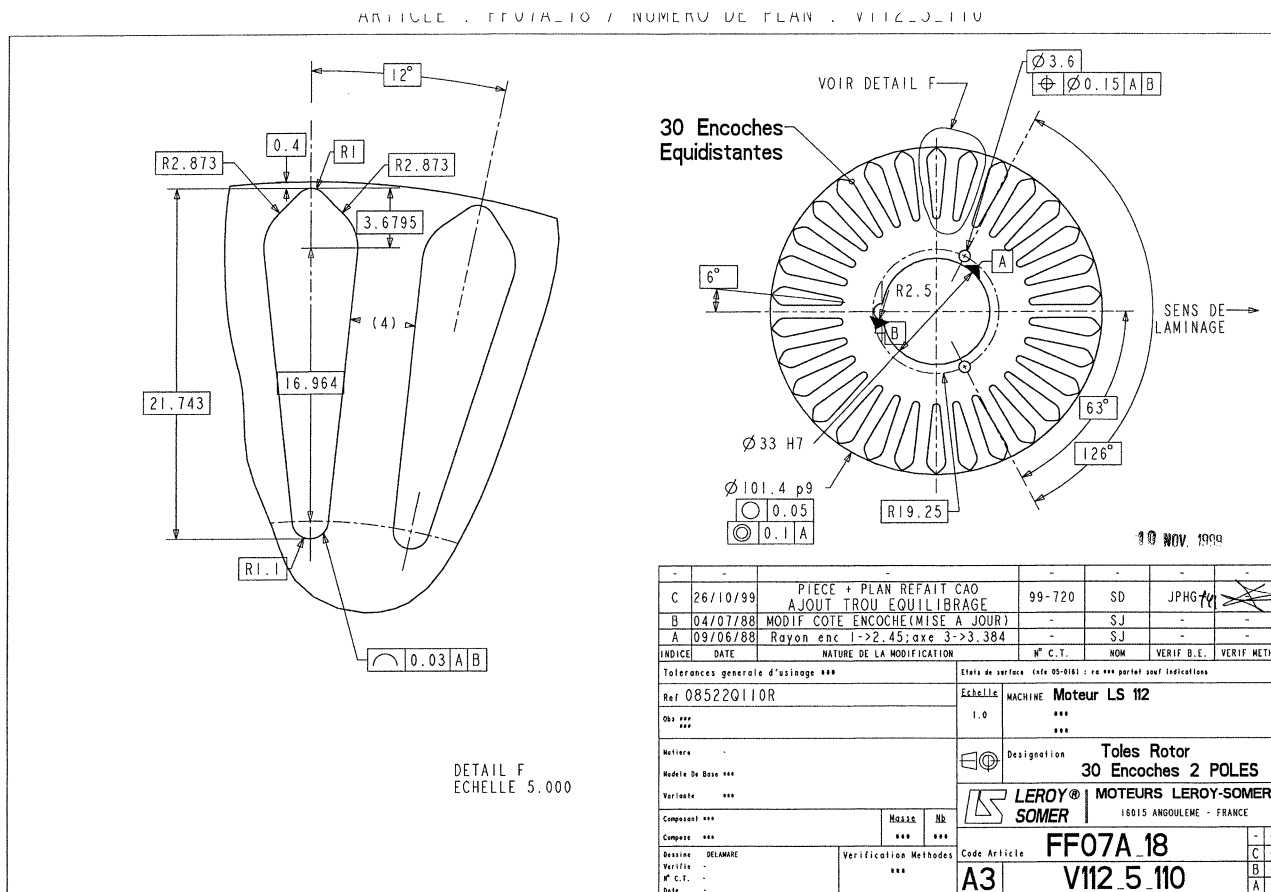
A. 1.3. Plan de l'arbre



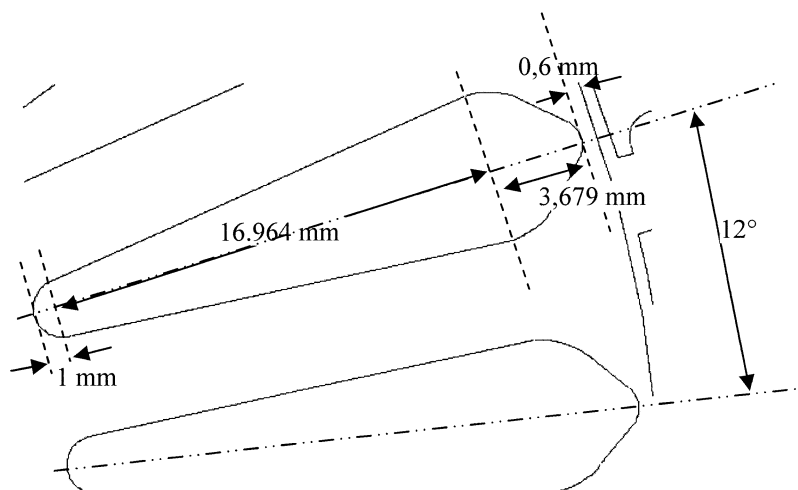
INDICE	DATE	NATURE DE LA MODIFICATION	N° C.T.	POUR	VERIF. B.C.	PARIF. METR.
Document poche Partiel B.J. 13 Ref. SERIE : Machine LS 132 S Obs. : Echelle B3 R=0 Matière : AC18 Désignation ARBRE ROTOR 38180 Modèle de base : Variante : Composant FDOTA_67 Masse Kg SOMER Code Article FC18A 1 M. C.T. 1242 Date : 17/08/92 A2 FC18A 1						

A. 2. Plan de la masse rotorique

A. 2.1. Schéma global



A. 2.2. Une encoche



Annexes B

B.1 Calculs des pertes selon les normes

Les normes IEEE 112 B et CEI 34-2 ont été créées de façon à pouvoir reproduire les essais chez le client, soit avec un équipement minimal. Les séparations des pertes vont de ce fait être très sommaires et ne pourront suffire à une étude détaillée des machines électriques.

Toutes les normes nécessitent d'atteindre une stabilisation thermique avant de commencer les mesures.

	IEEE 112 B	CEI 34-2	Mesure L.S.
Mesure des tensions	Erreur inférieure à 0.5% par rapport à la tension moyenne tolérée.	Idem	Asservissement à $\pm 1.5V$
Mesure des courants	Utilisation de la moyenne sur les trois phases des courants efficaces.	Idem	Idem
Mesure des résistances	<p>- Résistances corrigées par rapport à leurs valeurs à 25°C (= t_s) par définition :</p> $R_s = R_t(t_s + k) / (t_t + k)$ <p>$k = 234.5^\circ C$ (1) (R_t résistance à la $T = t_t^\circ C$)</p> <p>-La mesure de ladite résistance correspond à la résistance de 2 enroulements série pris aléatoirement.</p> <p>-La température du moteur en charge sera déterminée par le biais de cette mesure.</p>	<p>-Résistances directement corrigées par rapport à leurs valeurs prises moteur à température ambiante.</p> <p>-Idem.</p> <p>-Idem.</p>	<p>-Résistances directement corrigées par rapport à leurs valeurs prises moteur à température ambiante.</p> <p>-Idem.</p> <p>-Idem.</p>
Mesure du couple	<p>-Elle doit être sensible à une variation de 0.25% du couple nominal.</p> <p>-L'instrumentation requise doit avoir une précision de 0.2% de la pleine échelle.</p>	- Idem	Idem
Mesure de la	-précision de ± 1 tour/min	- Idem	Idem

vitesse	requis.		
Glissement	$g = (V_{syn} - V_{réelle}) / V_{syn}$ -Correction avec la température : $g_s = g_t(t_s + k) / (t_t + k) \quad k=234.5$	- Idem	Idem
Puissance absorbée	$P_{abs} = \sqrt{3} * \{ I_{uv} U_{uv} \cos(\varphi 1) + I_{uw} U_{uw} \cos(\varphi 2) + I_{vw} U_{vw} \cos(\varphi 3) \}$ -Ne pas oublier les corrections appropriées (pertes dans les câbles entre mesure et machine...)	- Idem	Idem
Facteur de puissance	Moyenne des trois $\cos(\varphi)$.	- Idem	Idem
Puissance utile	-C'est une puissance calculée à l'aide d'une valeur corrigée du couplemètre égale à 0.2% du couple mesuré ($0.998 * \Gamma_{mes} = \Gamma_{corrigé}$): $P_u = \Gamma_{corrigé} * \omega$ -Puissance utile corrigée : $P_{uc} = P_{abs} - \Sigma P_{ertes corrigées}$	$P_u = P_{abs} - P_{js} - P_{jr} - P_{fer} - P_{méca} - P_{sup}$	$P_u = \Gamma * \omega = \Gamma * N / k$ $k = 9.549 = 60 / 2\pi$ La valeur du couple n'est pas corrigée.
Pertes joules stator	$P_{js} = 1.5 * R I^2$ -R résistance corrigée	Idem	Idem
Pertes joules rotor	$P_{jr} = g * (P_{abs} - P_{js} - P_{fer})$ -Cette définition suppose que les pertes fer sont invariantes... - P_{jr} corrigée : g est le glissement corrigé pour une température de référence et les pertes joules stator sont corrigées avec la valeur corrigée de la résistance pour la même température.	Idem	Idem

Pertes fer et mécaniques	-mesurées à vide à la tension nominale, la température étant stabilisée. $P_{fer} + P_{méca} = P_{abs \text{ à vide}} - P_{js \text{ à vide}}$	Idem	Idem
Séparation des pertes fer et mécanique	-On extrapole la puissance précédente, multipliée par le carré de la tension, pour des tensions d'alimentation nulles. L'interception avec l'axe des zéros de tension donne les pertes mécaniques. Les pertes fer à la tension nominale en découlent.	Idem	Idem
Pertes supplémentaires	-Le test est effectué de façon indirecte : $P_{sup} = P_{ertes \text{ totales}} - P_{fer} - P_{méca} - P_{jr} - P_{js}$ -Les pertes totales sont la différence entre la puissance absorbée et la puissance fournie calculée à l'aide de la valeur corrigée du compteur. -La courbe représentative de ces pertes peut s'exprimer sous la forme : $P_{sup} = A * \Gamma^2 + B$ et sa forme corrigée est $A * \Gamma^2$	- On définit les pertes supplémentaires comme étant égales à 0.5 pour cent de la puissance absorbée au point de fonctionnement nominale.	$P_{sup} = P_{abs} - P_f - P_{fer} - P_{méca} - P_{jr} - P_{js}$
Rendement	$\eta = (P_{abs} - \Sigma P_{ertes}) / P_{abs}$ -Rendement corrigé : $\eta = (P_{abs} - \Sigma P_{ertes \text{ corrigées}}) / P_{abs}$	$\eta = P_f \text{ calculée} / P_{abs}$	$\eta = P_f \text{ mesurée} / P_{abs}$

Annexes C

C. 1 Exemple de récapitulatif d'essai

C. 1.1 Les mesures

Mesures initiales

Mesure de la température (ext.):	T =	21,9		
Mesure des résistances statoriques :	R _{uv} =	1,638	R _{uu} =	0,819
	R _{vw} =	1,638	R _{vv} =	0,819
	R _{wu} =	1,638	R _{ww} =	0,819
Mesure de la fréquence :	f =	50		

Essais à vide après stabilisation Thermique

Temps de stabilisation (s) :	t =	7274						
U = 400V :								
	U1 =	399,6	U2 =	400,4	U3 =	399,5	U _{moy} =	399,8
	I1 =	4,17	I2 =	4,64	I3 =	4,66	I _{moy} =	4,49
	P1 =	127	P2 =	72	P3 =	195	P1+P2+P3 =	394
U = 380 V								
	U1 =	380	U2 =	380,6	U3 =	379,8	U _{moy} =	380,1
	I1 =	3,5	I2 =	3,82	I3 =	3,82	I _{moy} =	3,71
	P1 =	112	P2 =	79	P3 =	156	P1+P2+P3 =	347
U = 340 V								
	U1 =	340,7	U2 =	341,4	U3 =	340,7	U _{moy} =	340,9
	I1 =	2,77	I2 =	2,96	I3 =	2,86	I _{moy} =	2,86
	P1 =	83	P2 =	88	P3 =	115	P1+P2+P3 =	286
U = 300 V								
	U1 =	300,4	U2 =	301	U3 =	300,2	U _{moy} =	300,5
	I1 =	2,31	I2 =	2,45	I3 =	2,32	I _{moy} =	2,36
	P1 =	67	P2 =	81	P3 =	90	P1+P2+P3 =	238
U = 260 V								
	U1 =	260,1	U2 =	260,6	U3 =	260,1	U _{moy} =	260,3
	I1 =	1,92	I2 =	2,04	I3 =	1,94	I _{moy} =	1,97
	P1 =	58	P2 =	68	P3 =	74	P1+P2+P3 =	200
U = 220 V								
	U1 =	220,4	U2 =	220,9	U3 =	220,4	U _{moy} =	220,6
	I1 =	1,59	I2 =	1,71	I3 =	1,61	I _{moy} =	1,64
	P1 =	48	P2 =	57	P3 =	61	P1+P2+P3 =	166
U = 180V								
	U1 =	180,1	U2 =	180,4	U3 =	180,1	U _{moy} =	180,2
	I1 =	1,28	I2 =	1,4	I3 =	1,32	I _{moy} =	1,33
	P1 =	42	P2 =	47	P3 =	51	P1+P2+P3 =	140
U = 140 V								
	U1 =	140,1	U2 =	140,5	U3 =	140,1	U _{moy} =	140,2

U = 100 V	I1 =	1,04	I2 =	1,14	I3 =	1,07	Imoy =	1,08
	P1 =	37	P2 =	40	P3 =	43	P1+P2+P3 =	120
	U1 =	101,3	U2 =	101,5	U3 =	101,2	Umoy =	101,3
	I1 =	0,88	I2 =	0,99	I3 =	0,91	Imoy =	0,93
	P1 =	32	P2 =	36	P3 =	36	P1+P2+P3 =	104

Mesure de la température (ext.):

T = 22,4

Mesure des résistances statoriques :

Ruv = 1,729

Ruu = 0,865

Rvw = 1,729

Rvv = 0,865

Ruw = 1,729

Rww = 0,865

Mesure en charge

Temps de stabilisation: t= 14491

P = 100% Pn

U1 =	399,5	U2 =	400,1	U3 =	399,2	Umoy =	399,6
I1 =	10,3	I2 =	10,48	I3 =	10,34	Imoy =	10,37
P1 =	2115	P2 =	2157	P3 =	2134	P1+P2+P3 =	6406
N =	2905,1	C =	18,08	Pu =	5500		

Mesure de la température (ext.):

T = 24,3

Mesure des résistances statoriques :

Ruv = 2,029

Ruu = 1,015

Rvw = 2,029

Rvv = 1,015

Ruw = 2,029

Rww = 1,015

P = 150% Pn

U1 =	398,8	U2 =	399,4	U3 =	398,5	Umoy =	398,9
I1 =	15,45	I2 =	15,65	I3 =	15,25	Imoy =	15,45
P1 =	3295	P2 =	3370	P3 =	3275	P1+P2+P3 =	9940
N =	2843,5	C =	27,68	Pu =	8242		

P = 125% Pn

U1 =	400,6	U2 =	401,1	U3 =	400,3	Umoy =	400,7
I1 =	12,73	I2 =	12,9	I3 =	12,68	Imoy =	12,77
P1 =	2690	P2 =	2742	P3 =	2695	P1+P2+P3 =	8127
N =	2874,4	C =	22,83	Pu =	6872		

P = 100% Pn

U1 =	401,2	U2 =	401,8	U3 =	400,8	Umoy =	401,3
I1 =	10,28	I2 =	10,48	I3 =	10,35	Imoy =	10,37
P1 =	2113	P2 =	2159	P3 =	2140	P1+P2+P3 =	6412
N =	2904,5	C =	18,08	Pu =	5499		

P = 75% Pn

U1 =	399,9	U2 =	400,6	U3 =	399,5	Umoy =	400,0
I1 =	8,12	I2 =	8,3	I3 =	8,29	Imoy =	8,24
P1 =	1580	P2 =	1605	P3 =	1622	P1+P2+P3 =	4807
N =	2930,2	C =	13,46	Pu =	4130		

P = 50% Pn

U1 =	400,5	U2 =	401	U3 =	400,2	Umoy =	400,6
I1 =	6,23	I2 =	6,45	I3 =	6,51	Imoy =	6,40
P1 =	1068	P2 =	1075	P3 =	1124	P1+P2+P3 =	3267
N =	2955,6	C =	8,87	Pu =	2745		

P = 25% Pn

U1 =	401,2	U2 =	401,8	U3 =	400,7	Umoy =	401,2
I1 =	4,87	I2 =	5,17	I3 =	5,25	Imoy =	5,10
P1 =	593	P2 =	576	P3 =	657	P1+P2+P3 =	1826
N =	2977,8	C =	4,45	Pu =	1388		

P = 0% Pn

U1 =	401,2	U2 =	402,1	U3 =	400,9	Umoy =	401,4
I1 =	4,3	I2 =	4,69	I3 =	4,7	Imoy =	4,56
P1 =	239	P2 =	205	P3 =	305	P1+P2+P3 =	749
N =	2993,9	C =	1,07	Pu =	335		

Mesure de la température (ext.):

T = 24,2

Mesure des résistances statoriques :

Ruv = 1,965

Ruu = 0,983

Rvw = 1,965

Rvv = 0,983

RuW = 1,965

Rww = 0,983

C. 1.2 Les calculs selon les normes

Calcul par la méthode CEI 34-2

Couple (Nm)	U (V)	I(A)	P (W)	N (min-1)	g (%)	Pu (W)	rdt (%)
0	400	4,488	394	3000	0,00	0	0,0
1,09	400	4,579	749	2993,9	0,20	340	45,4
4,44	400	5,112	1826	2977,8	0,74	1385	75,9
8,86	400	6,406	3267	2955,6	1,48	2741	83,9
13,47	400	8,237	4807	2930,2	2,33	4134	86,0
18,15	400	10,363	6406	2905,1	3,16	5521	86,2
18,17	400	10,403	6412	2904,5	3,18	5525	86,2
23,06	400	12,791	8127	2874,4	4,19	6942	85,4
28,10	400	15,408	9940	2843,5	5,22	8367	84,2

Pfournie =6406

Pjs =327

Pjr =184

Pfer =258

Pmec =84

Psup =32

Putile =5521

Calcul par la méthode IEEE 112-B

Couple (Nm)	U (V)	I(A)	P (W)	N (min-1)	g (%)	Pu (W)	rdt (%)
0,00	400	4,488	394	3000	0,00	0	0,0
1,07	400	4,579	749	2993,9	0,20	335	44,8
4,45	400	5,112	1826	2977,8	0,74	1388	76,0
8,87	400	6,406	3267	2955,6	1,48	2745	84,0
13,46	400	8,237	4807	2930,2	2,33	4130	85,9
18,04	400	10,363	6406	2905,1	3,16	5489	85,7
18,04	400	10,403	6412	2904,5	3,18	5488	85,6
22,83	400	12,791	8127	2874,4	4,19	6872	84,6
27,68	400	15,408	9940	2843,5	5,22	8242	82,9

Pfournie =6406

Pjs =327

Pjr =184

Pfer =258

Pmec =84

Psup =63

Putile =5489

Calcul par la méthode directe

Couple (Nm)	U (V)	I(A)	P (W)	N (min-1)	g (%)	Pu (W)	rdt (%)
0	401,4	4,488	394	3000	0,00	0	0,0
1,07	401,4	4,579	749	2993,9	0,20	335	44,8
4,45	401,2	5,112	1826	2977,8	0,74	1388	76,0
8,87	400,6	6,406	3267	2955,6	1,48	2745	84,0
13,46	400,0	8,237	4807	2930,2	2,33	4130	85,9
18,08	399,6	10,363	6406	2905,1	3,16	5500	85,9
18,08	401,3	10,403	6412	2904,5	3,18	5499	85,8
22,83	400,7	12,791	8127	2874,4	4,19	6872	84,6
27,68	398,9	15,408	9940	2843,5	5,22	8242	82,9

Pfournie =6406

Pjs =327

Pjr =184

Pfer =258

Pmec =84

Psup =52

Putile =5500

Annexes D

D. 1 Etude des pertes éventuelles dues à la fabrication des machines : Application aux moteurs asynchrones 5.5 kW 2 pôles

<i>Etapes de fabrication</i>	<i>Problèmes éventuels</i>
Utilisation des tôles pour la fabrication des stators et rotors	<ul style="list-style-type: none"> -Diverses qualités de tôles selon le fabricant. -Dispersion possible chez le même fabricant. -Présence de rugosité (isole en évitant le contact). -Anisotropie cause d'échauffements irréguliers du circuit magnétique.
Découpage	<ul style="list-style-type: none"> -Usure des outils pouvant causer des bavures siège de court-circuit notable surtout au rotor. -Utilisation de lubrifiant dont on ne connaît pas les répercussions sur les caractéristiques électromagnétiques.

D. 1.1. Pour le stator

Passage au four	<ul style="list-style-type: none"> -Pas de d'étape destinée au brûlage des graisses. -Four non cloisonné : <ul style="list-style-type: none"> *Variation possible du gaz atmosphère. *Présence d'humidité. -Cadence d'enfournage pas toujours respectée. -Phase de bleuissage pas toujours réussie (carbonnage). -Possibilité de collage des tôles.
Alignement et compression des tôles	-Court-circuits possibles.
Soudure extérieure	
Isolation de fond d'encoche	-Diminution de la surface de remplissage.

<i>Étapes de fabrication</i>	<i>Problèmes éventuels</i>
Bobinage	-Différentes qualités de cuivre. -Section varie si le fil subit un allongement. -Pour les 2 pôles notamment, on bobine selon 3 plans (au niveau des chignons) d'où une différence de longueur des bobinages. -Influence des têtes de chignons ?
Imprégnation (isolation et tenue mécanique)	-Rôle sur le plan thermique non pris en compte.
Assemblage dans le carter	-Maintien par compression.
Usinage des extrémités du carter pour emboîter les flasques	-Erreur d'excentricité

D. 1.2. Pour le rotor

Alignement (ou inclinaison) et compression des tôles	-Importance de l'inclinaison des encoches dans la limitation des pulsations de courant induit. -Tôles non isolées : pas de courants répartis mais d'importants courants de périphérie de rotor et d'encoches. -Points de contact pouvant créer des échauffements ponctuels (tôle volontairement laissée rugueuse pour isoler un peu).
Coulage de l'aluminium sous pression	-Présence de bulles d'air. -Des barreaux d'aluminium peuvent se briser sous l'effet « ressort » des tôles. -Pas d'isolation entre le fer et l'aluminium.
Chauffage de la masse – mise en place de l'axe – refroidissement brutal (isole fer et aluminium)	-Coefficient de dilatation du fer et de l'aluminium différent. -Réussite de l'isolation par choc thermique ? *Rem : Si le courant passe d'une barre à l'autre il ne crée pas de couple et engendre des pertes.

<i>Étapes de fabrication</i>	<i>Problèmes éventuels</i>
Usinage des bagues de court-circuit pour l'équilibrage	-Influence à étudier.
Usinage du rotor afin d'obtenir l'entrefer désiré.	-Les tôles sont court-circuitées en périphérie.

D. 1.3. Fin du process

Pose des roulements et des joints	-Pertes mécaniques. -frottements des joints à lèvres (usure) et échauffement de la graisse de roulement créent des pertes variables dans le temps.
Ventilateur	-Pertes mécaniques.
Pose de la plaque à bornes	-Couplage étoile/triangle à prendre en compte pour les mesures de pertes (pas précisé dans les normes).