



HAL
open science

Contribution à l'étude des courants de palier dans les moteurs de traction

Dragos Mihai Postariu

► **To cite this version:**

Dragos Mihai Postariu. Contribution à l'étude des courants de palier dans les moteurs de traction. Sciences de l'ingénieur [physics]. Université Joseph-Fourier - Grenoble I, 2009. Français. NNT : . tel-00459803

HAL Id: tel-00459803

<https://theses.hal.science/tel-00459803>

Submitted on 25 Feb 2010

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.

Université Joseph Fourier

THESE

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'Université Joseph Fourier de Grenoble

Spécialité : « *Génie Electrique* »

préparée au laboratoire Grenoble Génie Electrique G2ELab

dans le cadre de l'Ecole Doctorale « Electronique, Electrotechnique, Automatique et Traitement du

Signal »

présentée et soutenue publiquement

par

Dragos Mihai POSTARIU

le 23 Octobre 2009

***Contribution à l'étude des courants de palier
dans les moteurs de traction***

Directeurs de thèse :

M. James ROUDET
M. Christian CHILLET
M. Benali BOUALEM

JURY

M. Christophe ESPANET	, Rapporteur
M. Christian VOLLAIRE	, Rapporteur
M. James ROUDET	, Directeur
M. Christian CHILLET	, Directeur
M. Benali BOUALEM	, Directeur
M. Christian MARTIN	, Examineur
M. Robert PERIOT	, Invité

Remerciements

Le travail présenté dans ce mémoire fait partie du projet TECMOTE qui est en déroulement en collaboration entre ALSTOM Ornans, G2ELab et autres organismes de recherche.

Premièrement je tiens à remercier à mes encadrants, James ROUDET, Christian CHILLET et Benali BOUALEM qui m'ont donnée la chance de travailler sur ce sujet et qui ont accepté d'accorder leur temps afin de répondre à mes questions. Leur attachement pour la recherche scientifique m'a beaucoup influencé et cela se reflète dans ce travail.

Deuxièmement, je tiens à remercier aux membres du laboratoire G2ELab Gérard Meunier, Afef LEBOUC, Jean-Michel GUICHON et Iulian MUNTEAN. Les échanges réalisés autour du sujet m'ont aidé à mieux comprendre les subtilités.

Troisièmement, remercier aussi au personnel technique du laboratoire G2ELab Didier LABONNE et Stéphane CATTELANNI pour l'aide avec les essais et les mesures et au Christophe JOUVIN d'ALSTOM Ornans pour l'aide avec la réalisation des différents maquettes.

Enfin, je veux remercier mon épouse, Andreea pour son soutien et ses encouragements.

Carpe diem !

SOMMAIRE

<u>Notations</u>	5
<u>English extended abstract</u>	9
<u>Introduction</u>	17
<u>Chapitre I</u>	
Contexte et présentation du problème	20
I. Introduction	
1.1. Contexte.....	21
1.2. Présentation du phénomène.....	21
1.3. Comportement électrique des roulements.....	23
1.4. Origines des courants dans les paliers.....	23
II. Analyse des courants de palier hautes fréquences	27
2.1. Circulation des courants capacitifs dans la machine.....	27
2.2. Circulation des courants inductifs dans la machine.....	30
2.3. Couplage entre modèle de courant inductifs et capacitifs.....	39
III. Conclusion	40
<u>Chapitre II</u>	
Etude électrostatique	42
1. Introduction.....	43
2. Présentation des diverses capacités.....	43
3. Calcul des capacités liées au bobinage.....	44
3.1. Calcul numérique des capacités d'encoche.....	45
3.2. Calcul analytique des capacités d'encoche.....	49
3.3. Calcul de la capacité entre bobinage et rotor.....	50
3.4. Capacité entre rotor et stator.....	53
3.5. Capacité du roulement.....	54
3.6. Synthèse des calculs de capacités.....	57
4. Partie expérimentale.....	57
4.1. Caractérisation de l'isolation d'encoche.....	57
4.2. Caractérisation de l'isolation entre tôles.....	61
5. Le diviseur capacitif et la validation expérimentale des calculs de capacités...65	
5.1. Le diviseur capacitif.....	65
5.2. Validation expérimentale des calculs de capacités.....	67
6. Conclusion.....	68

Chapitre III

Etude électrodynamique.....	69
1. Rappel du phénomène inductif.....	70
2. Caractérisation HF de la partie ferromagnétique du moteur.....	71
2.1. Problématique.....	71
2.2. Formulation numérique.....	71
2.3. Validation du modèle numérique par le dispositif de mesure.....	75
3. Chemin de propagation des courants de palier dans une maquette de moteur...	83
3.1. Présentation de la maquette d'étude.....	84
3.2. Modèle de circulation des courants dans la maquette.....	86
3.3. Validation du modèle d'impédance de la maquette.....	87
3.4. Modèle inductif HF d'écoulement du courant dans la maquette.....	90
4. Conclusions.....	104

Chapitre IV

Application pour un moteur : modèle électrodynamique haute fréquence et résultats expérimentaux.....

105

1. Introduction.....	106
2. Application au moteur des modèles électrodynamiques.....	107
2.1. Rapport entre courant de palier et courant de mode commun.....	107
2.2. Représentation haute fréquence de l'impédance du fer.....	108
3. Hypothèses de la modélisation haute fréquence du bobinage.....	110
4. Modélisation des têtes de bobine.....	112
4.1. Modélisation numérique.....	112
4.2. Validation du modèle numérique.....	120
4.3. Prise en compte de la capacité entre spires pour le calcul d'une bobine en air.....	123
4.4. Conclusions.....	125
5. Modélisation du bobinage : application au moteur.....	125
6. Validation de la modélisation du bobinage par mesure d'impédance.....	128
6.1. Modélisation du bobinage pour les conditions de mesure.....	128
6.2. Mesures d'impédance et comparaisons avec le modèle.....	131
7. Conclusion.....	132

Conclusion.....

134

Bibliographie.....

137

Notations

Vcom	Tension de mode commun
U _A , U _B , U _C	Les tensions de phase d'alimentation du moteur
dV/dt	La pente du front de tension
C _{bs}	capacité entre le bobinage statorique et le fer statorique
C _{br}	capacité entre le bobinage statorique et le rotor
C _{rs}	capacité entre le fer statorique et le fer rotorique
Cr	capacité à l'intérieur du roulement entre les bagues et les billes/rouleaux
R _r	Résistance du roulement (en mode conduction)
V _a	Tension d'arbre (entre arbre et masse)
BVR	Bearing Voltage Ratio – rapport entre V _a et Vcom
Φ ₀	Flux de mode commun
p _{fe}	Profondeur de peau du fer statorique
L	Inductance
ω	Pulsation
σ	Conductivité
μ	Perméabilité magnétique
μ ₀	Perméabilité magnétique du vide
μ _r	Perméabilité magnétique relative
L _{tôle}	Inductance d'une tôle
i _n	Courant qui traverse une face de tôle
N _{fe}	Nombre de tôles statoriques
I _{com}	Courant de mode commun
Φ _{0max}	Amplitude du flux de mode commun
V _{max}	Amplitude de la tension d'arbre induite par le flux Φ _{0max}
L _c	Inductance de couplage
R _c	Résistance de couplage
Z _{fe}	Impédance du paquet de tôles

Z_{air}	Impédance correspondante à l'air contenu dans le moteur
Z_i	Impédance correspondante aux parties métalliques hors paquet de tôles dans le moteur
l_{paquet}	Longueur paquet de tôles
l_{arbre}	Longueur de l'arbre entre les deux paliers
L_{air}	Inductance de l'air
L_{fe}	Inductance du paquet de tôles
L_i	Inductance des parties métalliques hors fer statorique
$\delta a, \delta b, \delta c$ et δd	Epaisseurs de peau des métaux hors fer statorique
d_{ri} et d_{re}	le diamètre extérieur et intérieur du fer rotorique
L_c	Inductance de couplage
R	Résistance
R_{fe}	Résistance du paquet de tôles
I_p	Courant de palier
$W_{i,j}$	Energie contenue entre les conducteurs « i » et « j »
$Nb_{encoche}$	Nombre d'encoches stator
ϵ	Permittivité diélectrique
ϵ_0	Permittivité diélectrique du vide
ϵ_r	Permittivité diélectrique relative
C1 à C14	Les 14 conducteurs dans une encoche statorique
S_i	Surface du condensateur i
d_i	Distance entre les plaques du condensateur i
ϵ_r moyen	Perméabilité relative moyenne d'une couche d'isolant
e	Largeur d'encoche
K_{cbr}	Coefficient de géométrie pour le calcul analytique du C_{br}
K_{cs}	Coefficient Carter
d_{si} , d_{se}	Diamètre stator intérieur et extérieur

f_{front}	Fréquence d'un front de tension
$t_{montée}$	Temps de montée d'un front de tension
R_{s3D}, L_{s3D}	Résistance et Inductance obtenues à partir de Flux3D
W_{mag}, P_{Ind}	Energie magnétique et puissance active obtenues à partir de Flux3D
I_{tore}	Courant d'excitation sur le tore de FeSi
L_{mes}, R_{mes}	Inductance et résistance mesurées sur de tore de FeSi
$W_{mes}, P_{mes}, Q_{mes}$	Energie magnétique, puissance active et réactive calculées à partir des mesures sur le tore de FeSi
H	Intensité du champ électrique
J	Densité du courant
$I_{continu}$	Courant de polarisation
W_{mes_equi}	Energie magnétique équivalente conditions FLUX3D calculée à partir des mesures sur le tore de FeSi
P_{mes_equi}	Puissance active équivalente conditions FLUX3D calculée à partir des mesures sur le tore de FeSi
k	Coefficient angulaire pour mesures sur tore de FeSi
Ns	Nombre de spires pour mesures sur tore de FeSi
No	Nombre de tôles pour mesures sur tore de FeSi
α	Coefficient de corrélation entre les mesures sur le tore de FeSi et les simulations Flux3D
B	Induction magnétique
Z_{fl_D}, Z_{fl_G}	Impédance calculée pour les flasques gauche et droit de la maquette
Z_{arb}	Impédance calculée de l'arbre de la maquette
Z_{air}	Impédance calculée de l'air dans la maquette
Z_{fe}	Impédance calculée du paquet de tôles de la maquette
$L_{composant}(f)$	Inductance d'un composant de la maquette en fonction de la fréquence
$\mu_{composant}$	Perméabilité d'un composant de la maquette

$\delta_{composant}(f)$	Épaisseur de peau d'un composant de la maquette en fonction de la fréquence
d_{ext}, d_{int}	Diamètre extérieur et intérieur d'un composant de la maquette/moteur
d_{arb}	Diamètre de l'arbre de la maquette
$R_{contact}$	Résistance de contact entre flasque et arbre pour la maquette
$I_{circulation}$	Courant de palier dans la maquette
I_{alim}	Courant d'alimentation de la maquette
R_{non-fe}, L_{non-fe}	Résistance et inductance des composants métalliques - hors paquet de tôles - de la maquette
t_{ligne}	Temps de montée associé à la fréquence naturelle d'une ligne de transmission
c_0	Vitesse de la lumière en vide
l_c	Longueur d'une ligne de transmission
C_{bobine}	Capacité d'une bobine
C_{s-s}	Capacité entre deux spires adjacentes
L_{spire}	Longueur d'une spire
N_{sp_serie}	Nombre de spires série par bobine
R_{tb}, L_{tb}	Résistance et inductance d'une tête de bobine
C_{bsb}^i	Capacité totale entre la partie droite d'une bobine et le fer statorique

English Extended Abstract

Introduction

The reliability of electric motors is one of the main objectives of any electric motor manufacturer. It allows saving costs by lower maintenance needs, it improves the user's experience and improves the confidence a client has in the company's products.

During the last 20 years, the supply of traction motors with power electronic drives has given the possibility of torque control at any rotational speed. For example, by using these drives and the PWM control, the asynchronous motors, have become low cost and very reliable alternatives to recent past DC motors. The disadvantage of the power electronic drives is that the high dV/dt fronts (typically between 200 – 400 ns) are applied to the motors. These fronts excite the parasitic couplings in the motors, so that stray currents can flow through no expectable part of the motor as bearings.

An IEEE study published as early as 2004 has shown that a major contribution to motor failures is bearing failures:

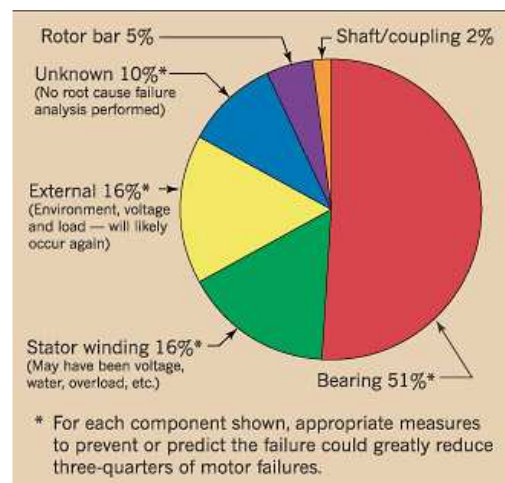


Figure 1. Failure distribution statistics from IEEE Petro- Chemical Paper PCIC-94-01

This survey however does not point out the exact cause of these bearing failures. It is assumed though that a part is due to the passage of electrical stray currents through the bearings. Bearing currents are known since early the last century [Alger Thèse 27], but back in the days only the low frequency bearing currents caused by static electricity and shaft misalignment were possible causes for these currents.

With the progress in the power electronic devices it has been noticed an increase in fault rate on electric motors due to the high frequency dV/dt. In the publication [Chen 96] it was

pointed out that there are two types of high frequency currents, each with its own propagation mechanism: discharge and conduction bearing currents. If we were to classify these currents after the electrical coupling that gives them birth there are capacitive and inductive bearing currents. The defining reason why one or the other type of currents appears is the state of conduction of the bearing.

The aim of this work is to develop an analytical model, usable from the design stage of the motor, which predicts the type and quantity of bearing currents that are likely to occur.

The mechanism of bearing currents

Since the electrical state of the bearing is what determines what kind of high frequency coupling manifests, it is worth analyzing the bearing itself before passing to the high frequency modeling of the motor.

For electrical behavior of the bearing there are two states: direct electric contact between the inner and outer race through the balls/rolls, thus leading to conduction bearing currents; of the second state is a capacitance between the inner and outer races through the balls/rolls, thus leading to discharge bearing currents between the races due to the voltage build-up on the motor shaft.

The conduction currents are more likely to happen at under 10% of the nominal speed, so there is the possibility that the races stay always in electric contact, thus leading only to conduction bearing currents. It follows the discharge bearing currents form at higher than 10% of their nominal speed, because only at such speeds the opportunities are met for a grease layer to form between the bearing races and the balls/rolls. This grease layer acts as isolation between the shaft and the motor frame. If the shaft is excited by any of the different couplings, it inevitably raises its electric potential. When the breakdown voltage is reached, the discharge occurs.

Both the discharge and the conduction bearing currents degrade the mechanical and electrical properties of the grease, which in time leads to heating of the bearing and eventually breaks the bearing.

In this study, we will focus our work mostly on the high frequency circulating bearing currents. The main objective is to develop a model that describes analytically the high frequency behavior of an electric motor to determine the value of bearing currents. We will begin by presenting the state of the art of the works that have been done on the subject. Then we will

present the capacitive coupling mechanism and propose an analytical model of computing each capacitance in a motor with good accuracy. In the third part, we will analyze the inductive coupling by the means of a scale model – a simplified symmetrical electric motor – which will allow more accurate measurements and that will lead to an improvement of the model found in the literature. In the fourth part, we will apply the models developed in the previous parts, on a 400kW electric motor in order to check their accuracy.

The electrostatic study

The electrostatic study concerns the capacitive couplings established in an electric motor. A representation of the different parts of the motor and the various capacitances between them is the following:

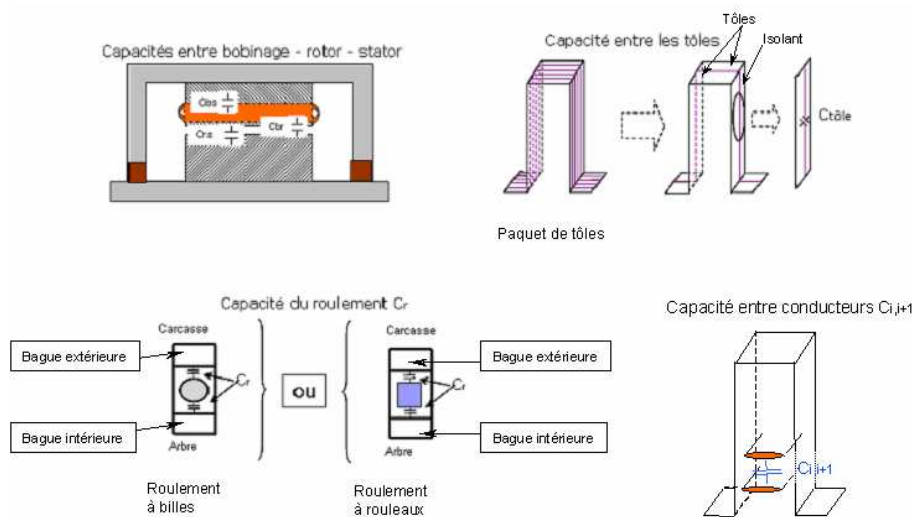


Figure 2. Representation of a motor's capacitances

In this part we have began with an analysis of the slot isolation by the means of a measurement. Considering there are at least 3 types of isolation more or less porous and the presence of the resin, an analytical computation of the relative permittivity of this isolation is very difficult. We have thus begun by creating a mock-up that accurately represents the winding stator isolation in the slot along with the resin impregnation. We have measured the relative permittivity in this controlled environment and the conclusions can be found in chapter 2 section 7.

Once the slot isolation permittivity has been computed, using the geometrical detail of our motor, we have computed an analytical expression of the winding to stator capacitance (C_{bs}). The capacitance between the stator and the rotor (C_{rs}) was computed using the field dispersion formulas of Carter. The winding to rotor capacitance (C_{br}), because the distance between the capacitor plates was bigger than their width, no analytical solution has given satisfactory results.

As such we pursued to create a finite element model of the slot with which to analyze the evolution of the capacitances when the width of the slot and the distance between the winding and the rotor is varied. This finite element simulation also served as validation for the C_{bs} and C_{rs} capacitances (chapter 2 sections 2-4). This leaves the computing of the bearing capacitance, which has been done using a software tool that takes into consideration various data such as motor weight, axial and radial load on the bearing and lubricant viscosity (ch2 section 5).

Parameter	Type of computation		
	Analytical	Numerical - Finite elements	Experimental
C_{bs}	<i>Plane capacitor formula</i>	<i>Validation</i>	<i>Validation</i>
C_{br}	<i>Developed from finite elements simulation</i>	<i>Origin of formula</i>	<i>Validation</i>
C_{rs}	<i>Derived from Carter's formulas</i>	<i>Validation</i>	<i>Validation</i>
C_r	<i>Mechanical design software computation</i>	-----	-----

Tableau 1. Computation of a motor's capacitances

The computation of the capacitances can be found in the second chapter, the numeric validation can be found in section 3, while the comparison with the full size motor is in section 8.

The electrodynamic study

The dynamic study deals with the high frequency characterization of the inductive and resistive phenomena in the electric motors. The inductive model, as it is called in the third chapter, is used in order to deduce the path that the currents follow, starting from the motor terminals, passing through windings and the metallic parts of the motor, through the bearing and to the ground/mass point. This model concerns specifically the circulating bearing currents, as it assumes perfect electric contact between the races of the bearing. It can be applied on any type of rotational motor because only the stator's characteristics are necessary to be taken into account.

In the literature, we can find different studies that tackle the problem of an inductive model [Maeki-Ontto 01], [Muetze 04a] and [Magdun 08]. In this thesis, we have developed a reduced scale mock-up, representing a simplified electric motor which respects strictly the demands of the mathematical models proposed in the literature. The mock-up has thus axial symmetry: continuous outer case, no cooling ducts in the stator. Moreover in order to simplify the number of unknowns we have eliminated the rotor whose characteristics don't affect the model, we have welded the shaft on the left hand flange and left a sizeable distance on the right side between the flange and the shaft in order to facilitate measurements. The winding was emulated by a cylindrical copper sheet isolated from the stator by a single sheet of dielectric with known characteristics. The detail of the mock-up can be found in chapter 3, section 3.1.

In order to model the high frequency behavior of the motor, the high frequency characterization of the materials was made. We have deduced the mathematical formulas and validated them through a finite element simulation (chapter 3, section 2).

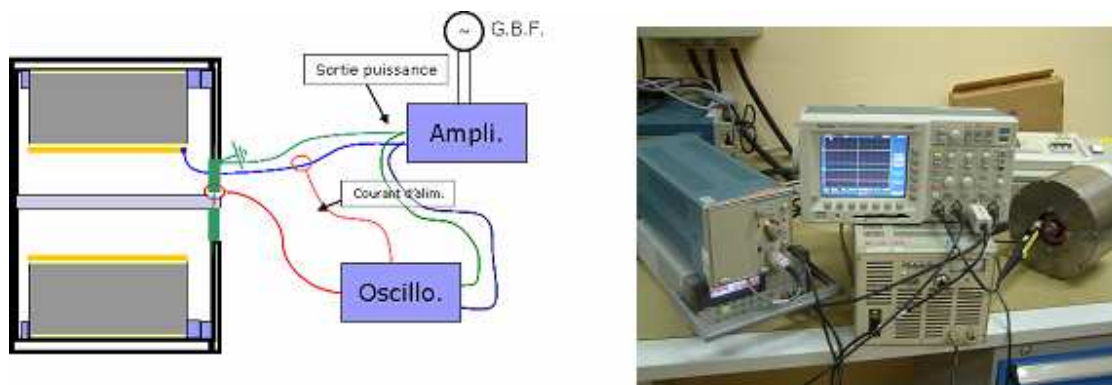


Figure 3.Representation end photo of the measurement on the mock-up

The mathematical model from the literature is described in detail in the first chapter section 3.2. In the third chapter, we have added an improvement to the model which has been validated through measurements (section 3.4). The model can thus compute the value of the high frequency bearing currents of inductive origin (in the case there is contact between the races of the bearing) or the shaft voltage (if the races aren't in direct electric contact). The module and phase of the bearing current " I_p " and shaft voltage " V_a " can be computed analytically starting from the value and shape of the input voltage (imposed), the geometric characteristics of the machine (known quantities) and the physical properties of the materials (known quantities).

The full size motor study

The major difference between the study of the mock-up and a full size motor is the latter's complexity. Starting from the stator with cooling ducts, the outer frame is asymmetric (bars welded on the stator iron core), and for the winding portions are inside and others are outside the iron core. These characteristics need to be taken into account in order to model the motor with the same precision.

To begin with, one of the main differences between the full size motor and the mock-up is the configuration of the winding. The full size motor has 3 phases, 2 parallel leads per phase and 8 series coil per lead. There are mutual and capacitive couplings between the individual coils and between the coils and the surrounding metallic frame.

However the main part of the inductance of the winding is known in low frequency to be caused by the presence of the iron stator and by the end-windings. Previous studies [Muetze these], [Magdun 08] have shown that with the rise in frequency the inductive component caused by the presence of the iron stacks drop with frequency to a point that at 1MHz they represent only around 0.1% of the low frequency value. The end-windings have an inductance that stays quasi constant with the frequency, and at MHz levels it becomes predominant. We have thus focused on the computing of the end-winding inductance using on one hand the empirical formulas and on the other hand a numerical method PEEC that is used mainly in electronic cards modeling (chapter 4, section 3-4).

Starting from the coil model and using the transmission line theory we have described a winding model (section 3-4). By coupling the winding model, the inductive and capacitive models described in chapters 2 and 3 we have built a model of the full scale motor (chapter 4, section 5-6).

A full scale motor model would need 4 electric components per coil, and considering the winding configuration it would have required 192 elements only to build the winding part of the model (without the capacitive and inductive model). In order to build this full scale motor model, we have neglected the capacitive couplings between the end windings and the mutual couplings between different leads/phases. This allowed the representation of the winding model with only one lead per one phase. Moreover this simplification of the electric scheme allowed testing the impact on the model of the mutual couplings between the coils of the represented lead (section 6.1).

The configuration of the model was chosen in such a way as to be possible to validate it through measurements on the full scale motor. The most accessible from the measurement point of view was a measure of impedance: the 3 phase terminals were connected together and we measured the impedance between the 3 phase terminals and the stator frame; this way all the models were included in the measurement: the winding model, the capacitive model where the current is transmitted to the stator yoke, and the iron part of the motor described by the inductive model. The comparison of the model and measurement, show good results up to a frequency of around 200 kHz. After this frequency, the various simplifications make the model to steer further from the measurements (chapter 4, section 6.2).

Bottom line

The aim of this project was to develop an analytical model that can be used in the design phase of a motor to estimate the magnitude and occurrence of high frequency bearing currents in the traction motor. We proposed a capacitive model based on one hand on well known formulas and on the other hand on our own finite elements simulations (chapter 2). The inductive part of the current path was analyzed by the means of a scale model and we arrived at proposing an improvement of the model shown in the literature (chapter 3). The last part adds the winding model, and the validation measurements that include all the models combined for a full scale motor (chapter 4).

Introduction

La fiabilité des moteurs électriques est un objectif important pour les concepteurs des chaînes de traction. Elle est justifiée dans un premier temps par un désir de fournir au client le maximum de qualité de service et dans un deuxième temps de garder les coûts de maintenance dans des limites les plus basses possibles. En résumé, un moteur fiable est un moteur dans lequel l'utilisateur a confiance. Il a été observé, dans des études, que la cause principale des défauts sur les moteurs électriques est la défaillance des roulements. Ces défauts ont des origines mécaniques, mais aussi électriques.

L'analyse des causes électriques de la défaillance des roulements a débuté dès les années 1920 [Alger 24,], on retrouve ainsi les phénomènes électrostatiques ou les non symétries du flux dans la machine pour expliquer les passages de courant. Ces phénomènes ont été étudiés et classés comme des phénomènes de basse fréquence, c'est-à-dire liés au fondamental du courant statorique. L'analyse de ces phénomènes s'est affinée depuis et maintenant des correctifs sont mis en place dans la phase de conception. A ce titre, tous les alternateurs de centrales électriques sont équipés de dispositifs permettant d'éviter les passages de courant dans les paliers.

Dans les années 1980, l'avancement dans le domaine des semi-conducteurs et de l'électronique de puissance a conduit à l'apparition des alimentations à modulation de largeur d'impulsion (MLI). Ces alimentations ont permis d'obtenir la flexibilité du couple en fonction de la vitesse nécessaire pour la traction ferroviaire.

Un effet secondaire des alimentations MLI est que des fronts de tension de plus en plus raides arrivent aux bornes des machines. Ces fronts excitent des capacités parasites qui se trouvent entre les composants du moteur ; en régime sinusoïdal ces chemins étaient beaucoup trop impédants pour être traversés par des courants significatifs. Les fronts de tension (dV/dt) des MLI utilisées dans la traction ferroviaire aujourd'hui sont au niveau moyen de $3.5kV/\mu s$ ($10kV/\mu s$ niveau maximal), ce qui se traduit par des fréquences équivalentes de front de l'ordre de la centaine de kHz. Par rapport aux phénomènes expliqués précédemment, on se retrouve sur des problématiques haute fréquence. Par des différents couplages (capacitifs et inductifs) et différents cheminements du courant dans la machine, ces fronts de tension excitent des courants parasites qui traversent les machines et qui se retrouvent finalement dans les roulements.

Dans ce mémoire, les travaux sont présentés en quatre chapitres qui vont détailler les points suivants :

- Chapitre 1 – l'état de l'art des études sur les courants de palier..

- Chapitre 2 – L'étude électrostatique – modélisation des capacités parasites des moteurs.
- Chapitre 3 – L'étude dynamique – modélisation des composants inductifs des moteurs et validation du chemin d'écoulement des courants de fuite dans une maquette de moteur
- Chapitre 4 – Modélisation d'impédance d'un moteur complet et validation expérimentale.

Chapitre I

Contexte et présentation du problème

I. Introduction

1.1. Contexte

Les chaînes de motorisation asynchrone de forte puissance ont rentrées dans une phase de maturité depuis quelques années, néanmoins quelques problèmes subsistent liés à l'alimentation de ces moteurs par des convertisseurs statiques dont les commutations sont de plus en plus rapides. Les fronts de tension engendrés par les commutations de l'électronique de puissance sont à l'origine du développement de courants parasites se propageant dans toute la machine. Leur circulation est liée à des phénomènes complexes tant d'un point de vue électrostatique que magnétique et ce dans le domaine des hautes fréquences. Les ordres de grandeurs actuels nous conduisent couramment à des phénomènes dans la gamme de fréquence du MHz. Une partie de ces courants traversent les paliers de la machine et suivant leurs amplitudes sont susceptibles d'occasionner des dégradations à plus ou moins long terme.

Ces phénomènes impactent la durée de vie de l'équipement et impliquent d'importants coûts de maintenance. De fait il paraît fondamental pour le concepteur d'une part de mieux comprendre l'origine de ces phénomènes et d'autre part de mieux les quantifier lors de la phase de la conception.

L'évaluation des courants de paliers en phase de conception, permet d'agir sur des paramètres système ou de mettre en œuvre des solutions afin de les réduire.

L'objet de ce travail de thèse consiste à présenter les phénomènes mis en jeu en particulier dans des moteurs de traction et de développer des modèles pertinents utilisables lors de la phase de conception. On commencera donc ce travail par une étude bibliographique.

1.2. Présentation du phénomène

L'étude des courants de palier est assez ancienne. Elle a commencé il y a plus de 50 ans par les travaux d'Alger [Alger Thèse, 1950] et a été poursuivie jusqu'à présent par des chercheurs Européens et Américains [Chen 96b ; Muetze 04b ; Busse 97a]. A l'origine, les

préoccupations concernaient principalement l'écoulement de courants basses fréquences liés à des imperfections constitutives de la machine elle-même.

Les articles trouvés dans la littérature nous montrent que les effets des courants de palier sur les roulements engendrent deux types de dommage. Le premier concerne la dégradation de l'état de surface des billes et des chemins de roulement et le second, la dégradation chimique du lubrifiant des roulements. Ces deux phénomènes ne sont pas sans interaction l'un par rapport à l'autre. Les courants de palier peuvent se manifester sous la forme d'arcs électriques qui se déchargent entre une bague et une bille ou rouleau. Ce phénomène se manifeste si la bague et la bille ne sont pas en contact, ce qui est le cas dans le fonctionnement du moteur tournant au-delà d'une certaine vitesse. L'arc électrique, ayant une température de plusieurs milliers de degrés, fond le métal sur la bague et la bille au point de contact [Muetze, thèse, p. 103]. Ce phénomène, appelé « piquage », engendre des micro-cratères dans les parties roulantes : bagues et billes. La figure 4 montre un exemple de vue microscopique sur une bague de roulement affectée par le piquage. Les micro-cratères sont une des causes de la fatigue prématurée du métal [Erdman 96]. Des particules métalliques peuvent aussi se retrouver en suspension dans le lubrifiant.

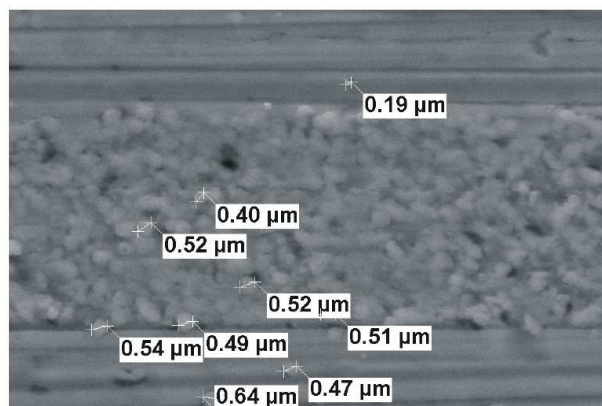


Figure 4. Exemple de piquage sur une bague de roulement suite aux décharges [Muetze 04b]

L'autre cause d'usure accélérée des roulements, est la dégradation chimique du lubrifiant [Muetze, thèse, p. 103]. Le lubrifiant se dégrade à cause des arcs qui apparaissent en son sein, mais aussi à cause de l'échauffement excessif engendré par les courants qui le traverse. La dégradation du lubrifiant induit également une usure prématurée du roulement.

1.3. Comportement électrique des roulements

Les effets des courants de palier dépendent de plusieurs conditions mécaniques au niveau des roulements. D'une manière générale, deux situations peuvent se rencontrer :

1. au démarrage d'un moteur, l'épaisseur du film de lubrifiant qui s'interpose entre les billes/rouleaux et les bagues est de quelques nanomètres. Si une tension est appliquée entre les bagues du roulement, celles-ci sont facilement mises en contact par des électrons qui se déplacent d'une bague à l'autre par effet tunnel [Muetze, thèse, p. 5]. Dans ce cas, le roulement se comporte du point de vue électrique comme une résistance pure. Des échauffements sont à prévoir à cause du faible nombre de points de contact au sein du roulement.
2. après le démarrage, le moteur commence à monter en vitesse et progressivement, le film d'huile, qui au début ne faisait que quelques nanomètres, voit son épaisseur augmenter. À partir d'une certaine vitesse, le roulement se comporte du point de vue électrique comme une capacité. Des tensions peuvent apparaître et si la rigidité diélectrique du lubrifiant, qui est en général isolant électrique, est dépassée alors il y a apparition d'arcs électriques qui engendrant des micro-cratères qui se forment sur les parties métalliques des roulements.

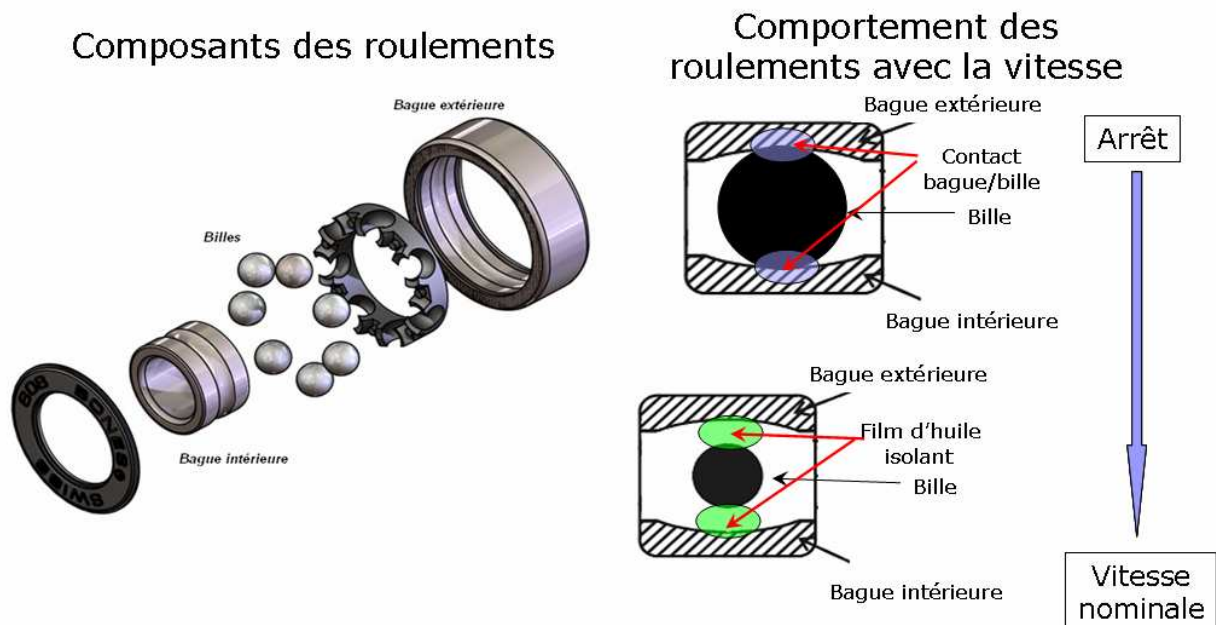


Figure 5. Comportement des roulements en fonction de la vitesse du moteur

1.4. Origines des courants dans les paliers

Les courants qui s'écoulent à travers les paliers des moteurs ont de multiples origines et ne dépendent pas seulement de la machine ou de son alimentation électronique. On peut lister ci-dessous, différentes causes de ces courants de circulation :

1. dissymétries dans le flux magnétique de la machine (excentricité du rotor, saturations locales, etc...). Les courants qui en résultent sont plutôt basse fréquence.
2. phénomènes électrostatiques provoqués par le frottement des parties tournantes dans l'air
3. phénomènes hautes fréquences provoqués par l'alimentation électronique
4. courants injectés dans l'arbre de la machine par la charge entraînée.

Nous présentons dans ce qui suit succinctement ces différents phénomènes, mais nous détaillerons dans le paragraphe suivant l'analyse des phénomènes hautes fréquences qui eux font l'objet de ce travail de recherche.

Dissymétrie dans le flux magnétique

Plusieurs aspects constructifs de la machine peuvent amener à créer une dissymétrie du flux magnétique dans la section radiale. Parmi les plus importants et qui peuvent concerner les moteurs de traction, on peut citer : l'excentricité du rotor par rapport au stator et les saturations magnétiques locales. Les courants de paliers induits dans ce cas sont basse fréquence.

Ces aspects ont fait l'objet de plusieurs études [Alger Thèse, 1950], Madison, [Torlay 99] et ne seront pas traités en détail dans le cadre de ce travail.

Excentricité du rotor par rapport au stator

Les roulements des moteurs sont dimensionnés dans la phase de conception avec un jeu pour absorber les phénomènes de dilatation qui se produisent en état de marche. Quand le moteur est froid, le jeu dans les roulements est maximal et le rotor se retrouve de fait excentré. Lors du fonctionnement, la température du roulement et de l'arbre augmente, ce qui produit une dilatation qui recentre l'arbre. Le jeu est ainsi calculé pour que le roulement ne se bloque pas en fonctionnement nominal.

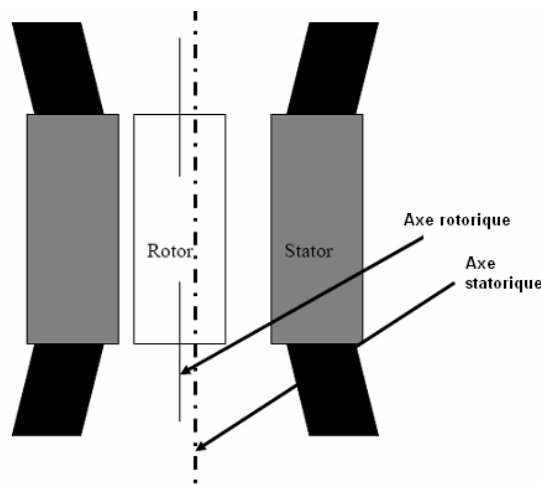


Figure 6. Excentricité du rotor par rapport au stator

Le phénomène présenté par la figure 6, l'axe de symétrie du rotor est excentré par rapport à l'axe de symétrie du stator), a été étudié dans la littérature par Chen, Moreira [Chen 98, Moreira 90]. La diminution de l'entrefer sur une partie du moteur et l'augmentation de l'entrefer sur la partie diamétralement opposée modifie la répartition du flux magnétique. Cette dissymétrie dans le flux donne naissance dans l'arbre de la machine à une source de tension ce qui peut générer des courants de palier [Jurkovic 04].

Saturations locales :

Des saturations locales en cours de fonctionnement peuvent provoquer le même type de conséquences que l'excentricité du rotor. En effet, le circuit magnétique statorique n'est pas toujours parfaitement symétrique ; des trous de ventilation, de fixation ou autre raison peuvent modifier la section de passage du flux magnétique à certains endroits. En cas de haut niveau de flux dans la machine, des saturations partielles apparaissent entraînant la création d'un flux circonférentiel et des tensions d'arbre.

Phénomènes électrostatiques :

L'étude des courants de palier d'origine électrostatique ne va pas être traitée dans cette thèse car ils ne concernent pas les moteurs de traction et cela du fait de leurs dimensions. Le phénomène est rencontré dans les générateurs de grandes dimensions qui sont reliés à une turbine à vapeur par un arbre qui est évidemment conducteur [Busse 96].

Phénomènes hautes fréquences :

L'introduction de l'alimentation des moteurs électriques par des onduleurs (MLI) dans la traction ferroviaire, a permis de remplacer les moteurs à courant continu par des moteurs asynchrones à cage. Ces derniers présentent des avantages en termes de coût de fabrication et par coût d'exploitation bien inférieur vu l'absence de balais. L'alimentation par onduleur MLI a donné aux moteurs asynchrones la flexibilité du couple moteur dont ils avaient besoin pour être une solution valide pour la traction.

L'utilisation des pilotages qui gardent le flux constant dans la machine (donc le rapport U/f constant) permet aux moteurs de traction de démarrer en basse fréquence en gardant un glissement correspondant au couple nominal du moteur. Par contre l'alimentation par MLI induit de fait une tension de mode commun dans l'enroulement statorique (Fig. 7)

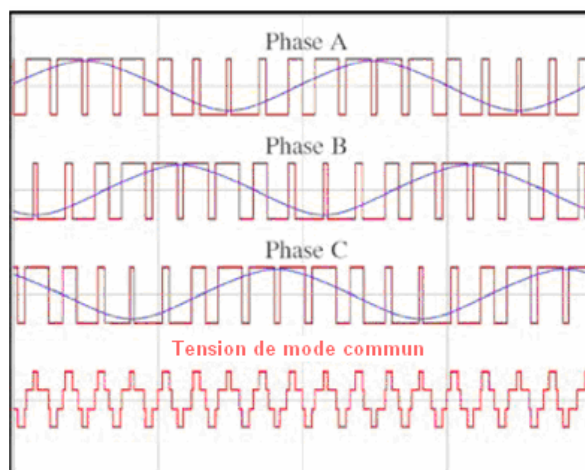


Figure 7. Forme d'onde d'un MLI à deux niveaux [Charoy 05]

Une analyse fréquentielle des formes d'onde de tension utilisées, nous montre que la fréquence maximale générées par ces fronts peut aller au delà d'1 MHz. La tension de mode commun de haute fréquence excite les capacités parasites de la machine et les courants qui apparaissent se referment en partie par les roulements.

La tension de mode commun aux bornes du moteur (V_{com}) est calculée de la manière suivante :

$$V_{com} = \frac{U_A + U_B + U_C}{3}$$

avec U_A , U_B et U_C les tensions simples appliquées respectivement aux phases A, B et C.

Courants injectés par le système :

Dans un système embarqué et selon le schéma d'impédance du circuit électrique mis en jeu, des courants peuvent être injectés dans les roulements des moteurs de traction via l'arbre accouplé à la transmission. Ce type de courants n'est pas traité dans ce travail.

II. Analyse des courants de palier hautes fréquences

Les courants de palier de hautes fréquences tiennent leur origine dans les fronts de tension (dV/dt) qui sont appliqués à l'entrée du bobinage du moteur et les différentes capacités internes au moteur qui existent entre le bobinage et les parties métalliques.

2.1. Circulation des courants capacitifs dans la machine

Principe

Il a été observé lors de mesures sur des moteurs électriques alimentés par onduleur que dans certaines conditions, les courants de palier se produisaient au moment où la tension de mode commun du moteur était maximale.

Ces courants de palier, dits « de décharge », apparaissent au delà de 10% de la vitesse nominale, et sont plus fréquents pour une température plus élevée du roulement [Muetze 02a, Maki-Ontto 03]. Avec la montée en vitesse du moteur, un film d'huile se développe entre les bagues et les billes/rouleaux. Ce film d'huile a le comportement électrique d'une capacité, la valeur de cette capacité étant dépendante des efforts axiaux et radiaux sur le roulement, des caractéristiques géométriques du roulement et de la viscosité de l'huile (elle-même dépendante de la température).

Le film d'huile sépare les deux plaques du condensateur (les bagues et les billes/rouleaux). Ce condensateur est alimenté par un potentiel qui s'accumule sur l'ensemble arbre/rotor. Dès que la tension de l'arbre monte au-delà d'un certain seuil, une décharge se produit entre les bornes du condensateur dans le diélectrique.

Mécanisme des courants de décharge capacitifs

Des mesures, comme celles de la figure 8, montrent un exemple typique de courants de décharge. On peut observer que ces courants de décharge se produisent avec l'apparition la tension de mode commun aux bornes du moteur (V_{com}). L'amplitude des courants varie en fonction du niveau de tension atteint. En effet, en fonction de la pollution du lubrifiant par les particules métalliques, la rigidité diélectrique varie. Cela confère à ce phénomène des propriétés statistiques qui dépendent du taux de polluants dans la zone contact. La présence de beaucoup de polluants métalliques implique une réduction des niveaux de courant de décharges.



Figure 8. Mesure sur un moteur: la tension arbre - carcasse et des décharges dans les paliers [Chen 06a]

Couplage capacitif

Le lien entre la tension de mode commun V_{com} et la tension appliquée aux roulements est défini par le couplage capacitif. Ce couplage qui s'établit entre les composants de la machine est synthétisé par le schéma en figure 9 dans lequel on retrouve les diverses capacités parasites qui existent entre le bobinage de la machine, le stator et le rotor.

Les fronts de tension qui arrivent aux bornes du moteur ont une fréquence équivalente qui peut être calculée en tenant compte du temps de montée de la tension. Actuellement, cette fréquence équivalente est située entre 10kHz et 1MHz, mais avec les composants rapides en cours de développement, cette fréquence dépassera largement le MHz. A ces fréquences, les courants empruntent tous les chemins capacitifs possibles dans la machine, d'où la nécessité de les prendre en compte.

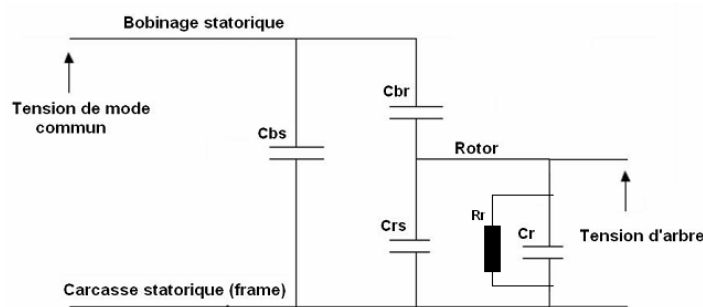


Figure 9. Schéma du diviseur capacitif [Muetze 05a]

La signification des notations :

C_{bs} – capacité entre le bobinage statorique et le fer statorique

C_{br} – capacité entre le bobinage statorique et le rotor

C_{rs} – capacité entre le fer statorique et le fer rotorique

C_r – capacité à l'intérieur du roulement entre les bagues et les billes/rouleaux

R_r – la résistance du roulement (quand le roulement est en conduction)

L'hypothèse simplificatrice rencontrée généralement dans la littérature pour l'étude de ces phénomènes capacitifs est de considérer que la tension se répartit toujours linéairement le long du bobinage (même lors des fronts de tensions). Avec cette hypothèse, cela revient à considérer le bobinage de manière globale et excité par la tension de mode commun. La localisation des courants disparaît aussi puisque tout est global.

La capacité entre le bobinage et le stator (C_{bs}) est alors la capacité entre la totalité du bobinage et la totalité du fer statorique [Muetze 05a, Maki-Ontto 03]. Néanmoins, compte tenu que le bobinage est localisé dans des encoches parfaitement identiques, la capacité entre le bobinage et stator (C_{bs}) est obtenue à travers la capacité par encoche. On peut alors utiliser la valeur de cette dernière pour calculer la capacité par phase, par pôle, ou la capacité globale, selon le modèle exploité.

La capacité entre le bobinage et le rotor (C_{br}) est aussi la capacité équivalente de la mise en parallèle de tous les condensateurs qui se forment entre le bobinage et la surface du rotor, qui est considéré massif.

La capacité entre le rotor et le stator (C_{rs}) est vue comme la capacité entre la totalité du stator et celle du rotor.

Le modèle (R_r - C_r) représente les deux roulements du moteur mis en parallèle.

Calcul du rapport entre la tension de mode commun et la tension d'arbre

Le rapport entre la tension d'arbre et la tension de mode commun d'entrée est défini dans la littérature par la notion BVR (Bearing Voltage Ratio) [Muetze 05a]. Il est défini comme suit :

$$BVR = \frac{V_a}{V_{com}} = \frac{C_{br}}{C_{br} + C_{rs} + 2.C_r}$$

Le BVR permet de quantifier l'amplitude de la tension d'arbre V_a qui peut être retrouvée entre les deux bagues des roulements en fonction de l'amplitude de la tension de mode commun V_{com} aux bornes de la machine.

2.2. Circulation des courants inductifs dans la machine

La recherche sur le couplage inductif HF dans les moteurs est assez récente. Les premiers travaux ont été faits au début des années 2000 et ils ont été synthétisés dans plusieurs articles [Grandi 97, Maki-Ontto 05a].

Présentation du phénomène

La tension de mode commun qui se trouve aux bornes de la machine induit un courant de mode commun qui se referme à la carcasse par les capacités parasites bobinage-masse (capacité C_{bs} présentée précédemment). Ce courant de mode commun s'écoule à la surface des tôles et de la carcasse vers le point de mise à la terre qui est placé de même côté que l'alimentation (gauche de la figure 10). Comme la capacité C_{bs} est répartie dans tout le bobinage (une pour chaque tôle sur la figure), on comprend que le courant de mode commun qui revient par les tôles augmente au fur et à mesure qu'on se rapproche du côté alimentation/masse.

Ce courant de mode commun (I_{com}) qui s'écoule par les tôles induit un flux magnétique circonférentiel Φ_0 , qui circule à la surface des tôles statoriques. Le flux dans chaque tôle croît d'une tôle à l'autre quand on se déplace de droite à gauche, de façon similaire au courant I_{com} qui l'a induit.

Le chemin arbre – roulement – carcasse – roulement – arbre forme une boucle et toute variation de flux dans cette boucle va induire une force électromotrice. Dans le cas où les roulements se comportent comme un milieu isolant une tension apparaît à leurs bornes. Si le roulement est conducteur, il s'établit un courant « I_r » qui circule dans la boucle et ce courant va s'opposer au flux qui l'a créé.

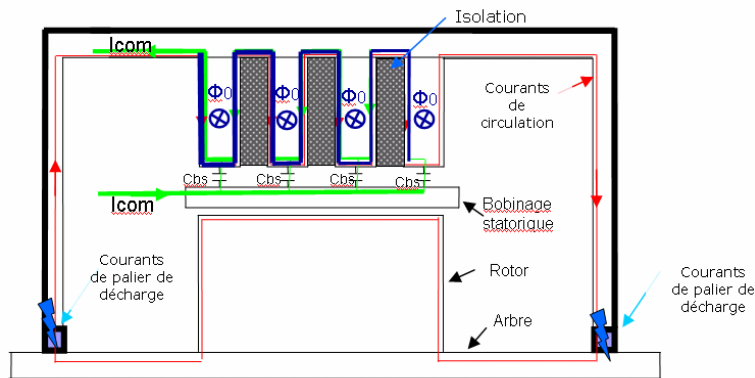


Figure 10. Coupe axiale d'un moteur simplifié (sans encoches), à quatre tôles et à bobinage homogénéisé placé dans l'entrefer - l'écoulement du courant de mode commun I_{com} (vert), le flux homopolaire Φ_0 (bleu), le courant de circulation ou de palier (rouge)

Hypothèses

Le comportement du moteur en HF est assez difficile à prévoir, donc pour que les modèles gardent un équilibre entre la complexité et la validité, les différentes études sur le sujet utilisent des hypothèses simplificatrices pour approcher sensiblement le comportement réel du moteur. On va énumérer ces hypothèses dans l'ordre dans lequel elles se trouvent dans la littérature :

1. La décroissance du dV/dt entrant dans le moteur est linéaire du point d'entrée (borne où il a la valeur relative de 1 p.u.) jusqu'au point neutre (borne où il a la valeur relative de 0.1p.u.). Ces données sont issues des différentes mesures sur les moteurs [Muetze 04a] Pour la modélisation, le dV/dt considéré est constant et égal à 0.55 p.u (soit 0.55 fois le dV/dt appliqué à l'entrée du bobinage). La linéarisation de la répartition du dV/dt dans le moteur donne la possibilité d'analyser par des formules analytiques le couplage inductif qui se produit entre les éléments du moteur.

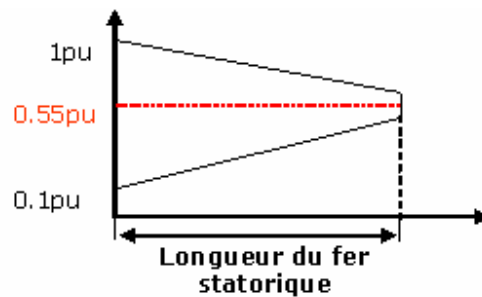


Figure 11. Hypothèse de répartition du dV/dt linéaire au long du bobinage

2. Le courant induit dans le stator ne suit pas le chemin d'écoulement le plus court. Il s'écoule de préférence par la surface des tôles statoriques, que directement par la carcasse (I_{com} – vert - Fig. 5). En effet, pour des fréquences de plus de 100 kilohertz, la profondeur de peau (p_{fe}) dans le matériau des tôles magnétiques est moins de 50 μm et elle est donc beaucoup plus petite que l'épaisseur d'une tôle de fer qui est de l'ordre de 500 μm .
3. La capacité qui existe entre deux tôles adjacentes est suffisamment faible pour qu'on puisse la négliger devant l'impédance des tôles (inductance, résistance).

Calcul du flux de mode commun

Pour faire ce calcul, le circuit magnétique statorique a été simplifié, les dents ne sont plus représentées et on utilise un simple anneau cylindrique dont le diamètre intérieur est égal au diamètre de fond d'encoche [Maki-Ontto, Thèse]. Il est démontré que le fait de considérer le paquet de tôles comme cylindrique, donc de négliger les trous de refroidissement et les dents n'induit pas d'erreurs dans les modélisations HF [Muetze 05b]. Dans cette représentation, les tôles statoriques sont isolées entre elles et nous supposons que l'impédance de contact entre les tôles et la carcasse statorique est faible. La figure 11 représente une section axiale du moteur avec la circulation des courants dans les tôles.

La simplification de la géométrie de la tôle amène à considérer un problème axisymétrique. Les courants d'origine capacitive sont injectés radialement sur le diamètre intérieur des tôles statoriques et s'écoulent radialement sur la surface des tôles. Dans ce cas, la tôle est considérée comme anneau avec diamètre intérieur égal au diamètre de fond d'encoche ; le

diamètre extérieur correspond à celui de la machine. Par ailleurs, on peut noter qu'il est possible de se ramener à une demie tôle, en tenant compte de l'inversion du sens du courant de part et d'autre des deux faces de la tôle ce qui est justifié que l'on considère la circulation du courant en surface.

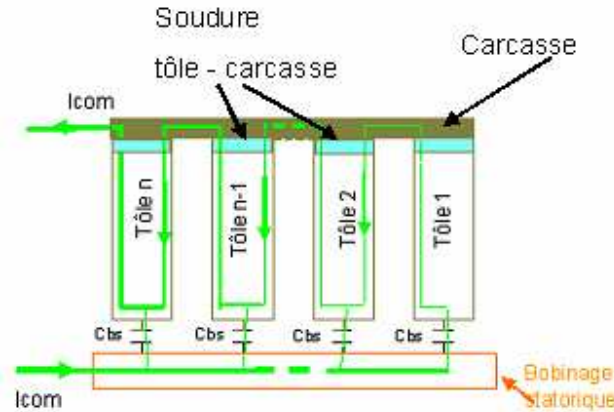


Figure 12. Chemin d'écoulement du courant de mode commun dans le fer statorique

Le calcul du flux homopolaire est obtenu par l'évaluation de l'inductance du paquet de tôles statoriques. Pour cela, on utilise les relations donnant l'inductance d'une plaque semi infinie [Schanen 92].

$$L = \frac{x_0}{p_{fe} \cdot \sigma \cdot \omega \cdot y_0}$$

avec L l'inductance de la plaque semi infinie limitée dans la plan x,y par les distances x_0 , et y_0 . δ épaisseur de peau, σ la conductivité du matériau et ω la pulsation. L'épaisseur de peau est donnée par la relation suivante :

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

avec μ la perméabilité magnétique du matériau.

La demie-tôle simplifiée (anneau) définie précédemment peut être représentée sur largeur donnée par à une plaque semi-infinie qui aura alors comme dimensions suivantes selon x et selon y.

$$x_0 = dr, \quad y_0 = 2 \cdot \pi \cdot r$$

avec r le rayon intérieur de la tôle et dr sa largeur.

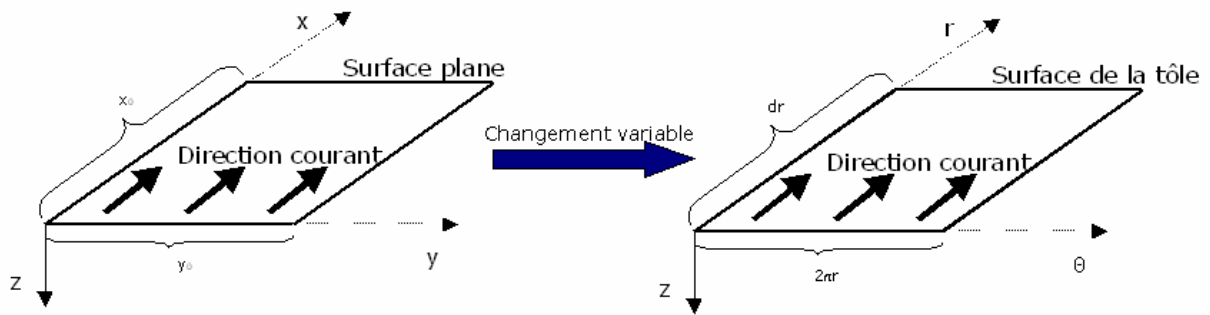


Figure 13. Schéma du changement de variables permettant de ramener un anneau de tôle à une surface plane

A partir des deux relations précédentes, la valeur de l'inductance pour la tôle de largeur 'dr' peut se déduire comme suit :

$$dL = \frac{\delta \cdot \mu}{4\pi} \cdot \frac{dr}{r}$$

L'expression suivante donne l'inductance totale de la tôle en multipliant par 2 celle d'une face et en intégrant la relation précédente avec comme limites :

- le diamètre de fond d'encoche égal à $d_{si} + 2 \cdot h_s$ où d_{si} est le diamètre intérieur des tôles avec les dents et h_s représente la hauteur de l'encoche.
- le diamètre extérieur de la tôle noté d_{se}

$$L_{tôle} = 2 \cdot \int_{d_{si}/2 + h_s}^{d_{se}/2} dL \Rightarrow L_{tôle} = 2 \cdot \frac{\mu \cdot \delta}{4\pi} \ln\left(\frac{d_{se}/2}{d_{si}/2 + h_s}\right)$$

A partir de l'inductance, le flux homopolaire d'une tôle Φ_n d'indice n et parcourue par un courant i_n est donné par la formule suivante :

$$\Phi_n = L_{tôle} \cdot i_n$$

On note N_{fe} le nombre de tôles qui composent le stator, le courant d'origine capacitive injecté dans chaque tôle est donc I_{com}/N_{fe} , si on considère une répartition linéaire du courant dans le bobinage. Néanmoins, le courant i_n qui circule sur chaque face s'incrémente de droite à gauche comme montré par la figure 13. La face droite de la première tôle n'est pas parcourue par un courant et donc n'intervient pas. En se décalant à gauche, on trouve deux faces parcourues par le courant I_{com}/N_{fe} , puis un deuxième groupe de deux autres faces parcourues par $(I_{com}/N_{fe}) \cdot 2$, puis un troisième groupe parcouru par $(I_{com}/N_{fe}) \cdot 3$ et ainsi de suite pour $(N_{fe}-1)$ groupes et pour finir une face (complètement à droite) parcourue par I_{com} . L'expression du flux homopolaire total peut donc se mettre sous la forme d'une série comme montré ci-dessous.

$$\Phi_0 = \sum_{n=1}^{Nfe-1} (L_{tôle} \cdot \frac{Icom}{Nfe} \cdot n) + \frac{L_{tôle}}{2} \cdot \frac{Icom}{Nfe} \cdot Nfe \Rightarrow \Phi_0 = L_{tôle} \cdot \frac{Icom}{Nfe} \cdot (\sum_{n=1}^{Nfe-1} n + \frac{Nfe}{2})$$

La somme de la série donne

$$\sum_{n=1}^{Nfe-1} n = \frac{Nfe^2 - Nfe}{2}$$

Au final, l'expression du flux est la suivante :

$$\Phi_0 = \frac{L_{tôle} \cdot Icom \cdot Nfe}{2}$$

et en utilisant l'expression de l'inductance de la tôle, on obtient :

$$\Phi_0 = Nfe \cdot Icom \cdot \frac{\mu \cdot \delta}{4\pi} \cdot \ln\left(\frac{dse/2}{dsi/2 + hs}\right)$$

Comme le flux est variable en fonction du temps, il induit une tension entre les deux extrémités de l'arbre. Cette tension est observable si la boucle formée par la carcasse, le flasque droit, l'arbre et le flasque gauche est ouverte, le plus souvent dans la pratique par une isolation entre un roulement et le flasque ; elle est dans ce cas appelée tension d'arbre haute fréquence et s'exprime comme suit :

$$\begin{aligned} V_{\max} &= 2\pi f \cdot \Phi_{0\max} \\ &= 2\pi f \cdot \frac{\mu \cdot \delta}{4\pi} \cdot Nfe \cdot Icom_{\max} \cdot \ln\left(\frac{dse/2}{dsi/2 + hs}\right) \\ &= Nfe \cdot Icom_{\max} \cdot \frac{\mu \cdot \delta \cdot f}{2} \cdot \ln\left(\frac{dse/2}{dsi/2 + hs}\right) \end{aligned}$$

La fréquence « f » est la fréquence, ou le spectre de fréquences, du front de tension dV/dt.

Calcul des courants de palier d'origine inductive

Nous venons de voir que le courant de fuite de mode commun génère un flux circonférentiel dans le moteur (appelé flux de mode commun ou homopolaire) et que ce flux variable induit une tension d'arbre. Si cette tension dépasse la valeur de tenue diélectrique dans les roulements, un courant qui circule dans la boucle [Chen 96]. Pour évaluer ce courant, le moteur peut être vu comme un transformateur de courant qui a une inductance de couplage entre un primaire et un secondaire. Le primaire est représenté par le chemin de circulation du courant Icom et le secondaire est représenté par le chemin de circulation du courant de palier. Le

couplage entre les deux est défini par le flux de mode commun présenté précédemment ; ce qui permet d'établir une inductance de couplage comme suit :

$$L_c = \frac{\Phi_0}{I_{com}} = \frac{N_{fe}}{2} \cdot L_{tôle}$$

Le chemin des courants de palier est identifié comme étant sur la surface des tôles statoriques. La valeur de ces courants est donnée par la connaissance de l'ensemble des impédances sur le chemin du courant. Sur ce chemin des courants de palier, on distingue 3 zones Z_{fe} , Z_{air} et Z_i comme illustré par la figure 14.

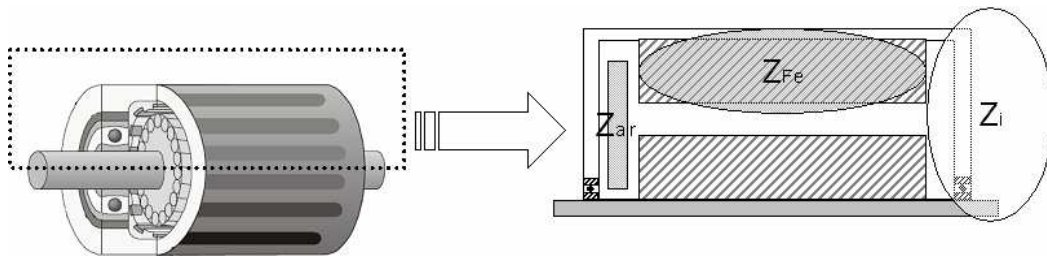


Figure 14. Les zones de la machine nécessaires au calcul du courant de palier : Z_i (zone métallique hors-stator), Z_{fe} (zone métallique du stator) et Z_{air} (la totalité de l'air intérieur de la machine)

- Z_{fe} : zone du paquet des tôles (Fig. 11)
- Z_{air} : zone de l'air compris dans l'entrefer de la machine et dans les cavités qui sont aux bouts du moteur
- Z_i : zone interne des matériaux qui conduisent le courant palier hors du paquet de tôles divisée en 5 parties (Fig. 11):
 - Z_{ia} : carcasse du moteur
 - Z_{ib} : flasque Z_{ib}
 - Z_{ic} : une portion de l'arbre qui est à l'extérieur du fer rotorique
 - Z_{id} : côté latéral du rotor
 - Z_{ie} : surface des tôles rotoriques

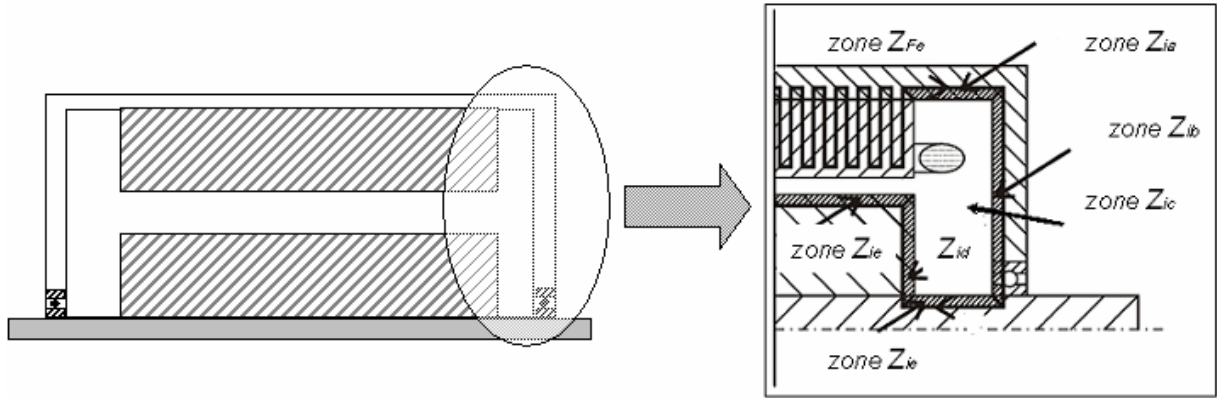


Figure 15. Présentation des zones Z_i et Z_{Fe}

Le calcul des inductances des différentes zones Z_i , Z_{Fe} et Z_{air} , est obtenu par les relations suivantes :

$$Z_{fe} : L_{fe} = N_{fe} \cdot L_{tôle} = \frac{\mu \cdot p_{fe} \cdot N_{fe}}{2\pi} \cdot \ln\left(\frac{d_{se}/2}{d_{si}/2 + h_s}\right)$$

$$Z_{air} : L_{air} = \frac{\mu_0}{2\pi} \left[\ln\left(\frac{d_{si}}{d_{re}}\right) \cdot l_{fe} + \ln\left(\frac{d_{se}}{d_{ri}}\right) \cdot (l_{arbre} - l_{paquet}) \right]$$

$$Z_i : L_i = L_{bia} + L_{bib} + L_{bic} + L_{bid} + L_{bie}$$

$$L_{bi} = \frac{\mu \cdot \delta a}{4\pi} \cdot \frac{l_{arbre} - l_{paquet}}{d_{se}/2} + \frac{\mu \cdot \delta b}{2\pi} \cdot \ln\left(\frac{d_{se}/2}{d_{ri}/2}\right) + \frac{\mu \cdot \delta c}{4\pi} \cdot \frac{l_{arbre} - l_{paquet}}{d_{ri}/2} + \frac{\mu \cdot \delta d}{2\pi} \cdot \ln\left(\frac{d_{re}/2}{d_{ri}/2}\right) + \frac{\mu \cdot \delta}{4\pi} \cdot \frac{l_{paquet}}{d_{re}/2}$$

avec

- d_{ri} et d_{re} respectivement le diamètre extérieur et intérieur du fer rotorique
- l_{arbre} est la distance totale entre les deux roulements
- l_{paquet} la longueur du paquet de tôles stator
- δa , δb , δc et δd les épaisseurs de peau pour les cinq régions a, b, c, d qui composent la zone Z_i .
- p_{fe} épaisseur de peau du fer stator ou rotor

Dans ces formules, l'ensemble du moteur est pris en compte, pas seulement un côté comme sur la partie droite de la figure 15. On peut noter que la l'inductance du paquet de fer L_{fe} est liée à la l'inductance de couplage par la relation suivante :

$$L_{fe} = 2.L_c$$

Pour la zone Z_i , si on suppose que les matériaux avec lesquels sont construits les flasques, la carcasse, l'arbre et les plaques situées sur les 2 côtés du rotor sont du même acier (δ_s l'épaisseur de peau de ce matériau remplace $\delta_a, \delta_b, \delta_c, \delta_d$), l'inductance de cette zone devient :

$$L_i = \frac{\mu \cdot \delta_s}{4\pi} \cdot \left[\frac{l_{arbre} - l_{paquet}}{d_{se}/2} + 2 \ln\left(\frac{d_{se}/2}{d_{ri}/2}\right) + \frac{l_{arbre} - l_{paquet}}{d_{ri}/2} + 2 \ln\left(\frac{d_{re}/2}{d_{ri}/2}\right) \right] + \frac{\mu \cdot \delta}{4\pi} \cdot \frac{l_{paquet}}{d_{re}/2}$$

Les expressions des différentes résistances peuvent se déduire de la même manière que les inductances en prenant l'expression de la résistance d'un plan semi infini [Schanen 92]. Les hypothèses pour le calcul sont identiques à celles utilisées pour le calcul de l'inductance d'une plaque semi infinie présenté précédemment. Par ailleurs, il a été démontré qu'à haute fréquence la résistance est reliée à la l'inductance par :

$$R = L \cdot \omega$$

Cette relation permet donc de déduire l'ensemble des résistances.

Le schéma HF électrique équivalent du modèle inductif de la machine

Par calcul, il a été observé [Muetze Thèse] que pour des moteurs industriels typiques entre 100 et 500kW, la valeur de L_i représente moins de 1% de la valeur de L_{fe} . En se basant sur cette observation, le schéma suivant peut être obtenu.

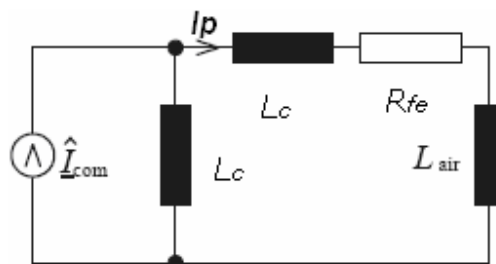


Figure 16. Le schéma HF électrique équivalent de la machine

Dans le cas où on a un contact franc entre l'arbre et les flasques par les roulements on peut calculer le courant de palier en utilisant le schéma donnée par la figure précédente. Le

rapport entre le courant de mode commun « I_{com} » qui excite le moteur et le courant qui passe par les paliers « I_p » est donné par la relation suivante :

$$\frac{I_p}{I_{com}} = \left| \frac{j\omega L_g}{2 \cdot R_c + 2 \cdot j\omega L_c + L_{air}} \right|$$

Dans le chapitre 3, nous montrerons que ce modèle est perfectible et nous proposerons un modèle qui en prend mieux en compte le phénomène de diffusion dans le paquet de tôles du stator.

2.3. Couplage entre modèle de courant inductifs et capacitifs

Dans un moteur, il se trouve que les courants de palier peuvent être créés par des phénomènes capacitifs et inductifs. Un modèle qui prend en compte les deux types de phénomènes est par ailleurs intéressant.

Le premier modèle HF des moteurs qui comprend les deux phénomènes a été obtenu par l'école de Bologne [Grandi 97] à partir des mesures par identification avec un circuit RLC.

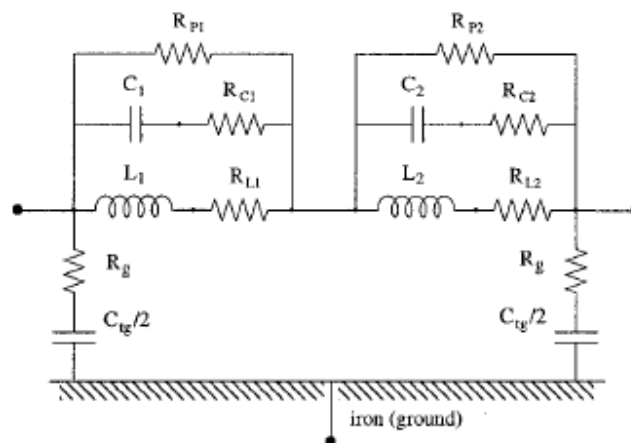


Figure 17. Modèle de bobine à la base du circuit de Grandi [Grandi 97]

Dans [Dahl 07] on trouve une modélisation avec une approche système qui comprend tout l'environnement du moteur : alimentation, câblages, et le moteur avec les phénomènes inductifs et capacitifs. Le modèle établit la liaison entre les différents phénomènes H.F. dans la machine et il comprend :

- Source d'excitation par tension de mode commun (CMV)
- Modélisation du câblage : alimentation et retour de courant
- Modélisation des phénomènes inductifs (Circulating Mechanism)
- Modélisation des phénomènes capacitifs (EDM Mechanism)
- Modélisation du comportement électrique des roulements.

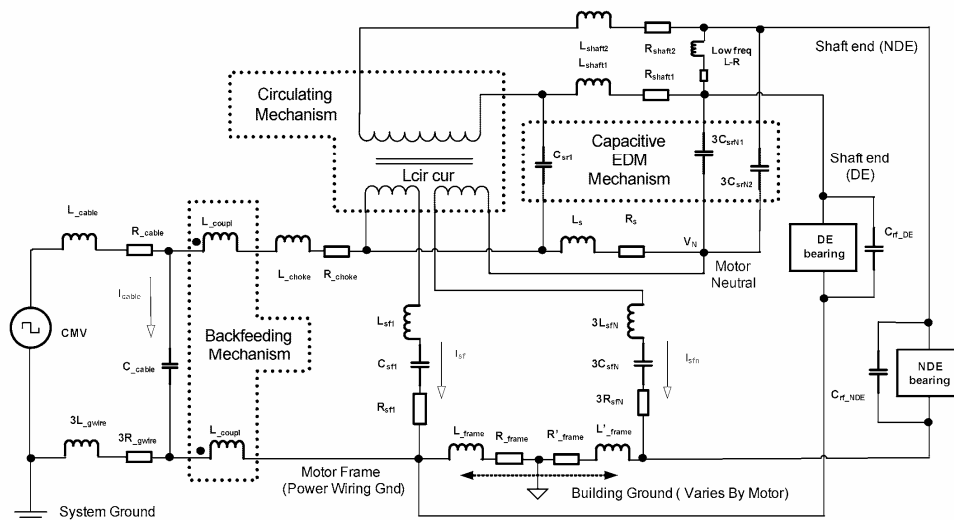


Figure 18. Approche système des phénomènes H.F. cause des courants de palier

III. Conclusion

Dans ce premier chapitre, on a présenté les points remarquables des études antérieures faites sur les courants de palier en général, et la partie de haute fréquence en particulier. Les courants de palier provoquent des dommages au niveau des roulements et selon leur niveau et fréquence peuvent impliquer une diminution de la durée de vie des roulements.

Les modèles proposés dans la littérature sont basées sur plusieurs hypothèses qu'on va essayer de démontrer par la suite de la thèse :

- une valeur des résistances en haute fréquence égale en module avec la réactance des respectives parties métalliques
- circulation des courants de fuite sur la surface des tôles

Il on été proposé des modèles pour l'apparition des phénomènes inductifs [Muetze 04], [Maki-Ontto 02] et capacitifs [Muetze05a], mais aussi dernièrement des modèles qui essaient d'intégrer les deux types des phénomènes [Dahl 07].

Dans la suite, on va détailler les phénomènes capacitifs et inductifs de haute fréquence dans le cas d'un moteur typique de traction en indiquant l'apport de ce travail par rapport à l'état de l'art sur le sujet. On va essayer de trouver un modèle analytique de l'écoulement des courants de fuite dans le moteur, qui a à la base des données de construction des moteurs (géométriques et spécifiques aux matériaux), utilisable dès la phase de conception.

Chapitre II

Etude électrostatique

1. Introduction

Dans ce deuxième chapitre de thèse, nous allons étudier les courants de palier qui ont comme origine un couplage capacitif. Ces courants sont les principaux phénomènes qui interviennent dans les moteurs de puissance inférieure à 200 kW [Muetze 02b]. Ils sont générés lors des commutations des composants électroniques de l'alimentation. Les valeurs de ces courants capacitifs peuvent atteindre, voire dépasser, un ampère.

Par la suite, nous nous intéresserons au mécanisme de formation de ces courants capacitifs, et proposerons une méthode de calcul, utilisable dès la phase de conception du moteur pour prévoir l'amplitude de ces courants à partir des données du moteur. Pour cela, il nous faudra évaluer les chemins de propagation de ces courants à l'intérieur de la machine. Dans une étape future, il sera probablement nécessaire de prendre aussi en considération les caractéristiques du câblage de puissance entre l'onduleur et le moteur si l'on veut affiner cette étude.

2. Présentation des diverses capacités

Dans un moteur électrique, on peut distinguer plusieurs types de capacités. On peut lister les capacités liées au bobinage, la capacité entre rotor et stator, la capacité de roulement et finalement la capacité due à l'isolation des tôles.

Celles qui sont liées au bobinage peuvent être définies comme suit :

- La capacité entre l'ensemble du bobinage et les tôles du stator (notée C_{bs}) : cette capacité est répartie dans toutes les encoches. Elle est aisément décomposable en de multiples capacités individuelles conducteur/tôles.
- Les capacités entre conducteurs voisins dans les encoches. Les conducteurs peuvent être de la même phase ou de phases différentes.
- La capacité caractérisant le couplage entre le bobinage et le rotor. Cette capacité sera notée C_{br} .

Si l'on admet que le potentiel des surfaces ferromagnétiques peut être variable, il faut introduire la capacité entre le rotor et stator. Elle sera notée C_{rs} .

Une autre capacité apparaît au niveau des paliers lorsqu'un film d'huile s'est formé dans les roulements. Elle sera notée C_r .

Une dernière capacité, peu évoquée dans la littérature, est cachée à l'intérieur même du circuit magnétique. En effet, celui-ci est constitué d'un empilage de tôles isolées. L'isolant, d'une épaisseur de quelques microns, suffit à empêcher la circulation des courants basses fréquences, mais constitue une capacité évidente entre chaque tôle.

On peut retrouver l'ensemble de ces capacités parasites sur la figure suivante.

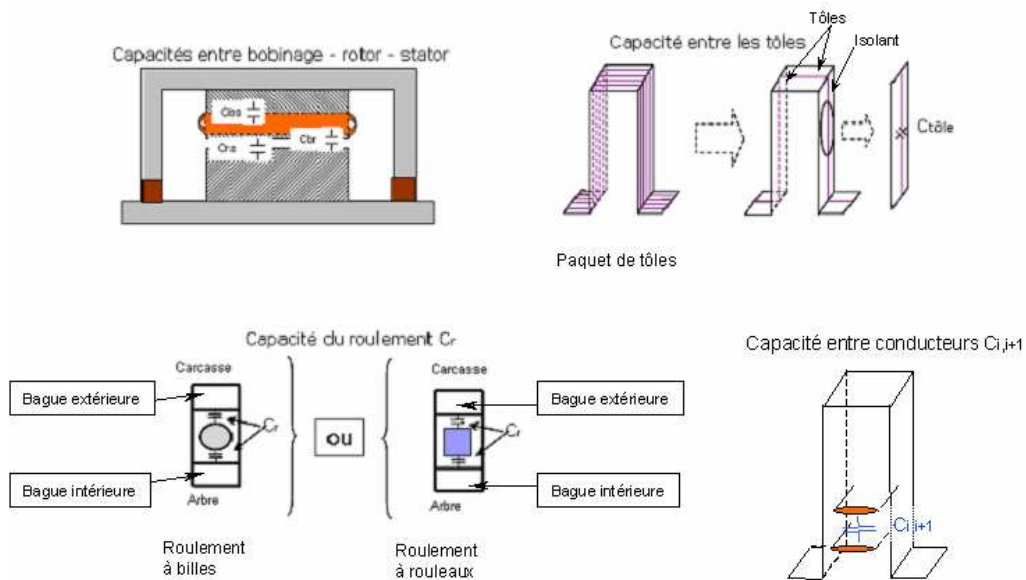


Figure 19. Représentation schématique des capacités d'un moteur

Dans les paragraphes suivants, On va proposer une modélisation de ces capacités parasites, puis un schéma électrique représentant les chemins d'écoulement des courants capacitifs à travers le moteur.

3. Calcul des capacités liées au bobinage

Le calcul des capacités C_{bs} et C_{br} a déjà été présenté dans la littérature [Muetze 02a] pour des moteurs industriels à bobinage en vrac. Ce type de bobinage ne permet pas de connaître la position exacte des conducteurs dans l'encoche, le calcul a été donc fait avec des

hypothèses simplificatrices en ce qui concerne la répartition des conducteurs dans l'encoche. Avec les moteurs de traction qui constitue notre base d'étude, nous ne sommes pas dans ce cas. Nous avons des conducteurs rigides dont la position est très reproductible d'un moteur à l'autre. Il est donc possible de calculer assez précisément ces capacités.

La capacité qui existe entre le bobinage statorique et le fer statorique (C_{bs}) est décrite dans la littérature comme ayant l'ordre de grandeur le plus important [Muetze 05a]. Cette capacité est localisée dans les encoches, le diélectrique est alors multiple : isolation individuelle des conducteurs, isolation des bobines et isolation d'encoche. Si les dimensions géométriques du moteur sont connues avec précision, la permittivité diélectrique de l'isolant imprégné des bobines ne l'est pas vraiment. Des références bibliographiques [Muetze 05a] donnent comme ordre de grandeur de la permittivité la valeur $\epsilon_r = 3$. Pour vérifier la validité de cette valeur dans notre cas, nous avons mené spécifiquement une étude expérimentale. Comme nous l'avons dit, le moteur de traction a une géométrie d'encoche régulière. Il est possible de faire un calcul analytique qui donne des résultats assez proches de la réalité. Toutefois, pour augmenter la précision de cette étude, nous avons aussi utilisé une approche éléments finis.

3.1. Calcul numérique des capacités d'encoche

Dans notre premier exemple d'étude (moteur A), 14 conducteurs sont disposés dans chaque encoche. Ils seront numérotés de 1 à 14 à partir du fond d'encoche. Une représentation en est faite dans la figure suivante sur laquelle sont ajoutées les diverses capacités qui vont être prises en compte dans la suite des calculs.

De part la structure répétitive de la géométrie, un certain nombre de capacités est identique, ce qui simplifiera l'étude. Au final, on a comme inconnues, la liste suivante de 7 capacités :

- C_1 : entre le conducteur 1 et le fer
- C_i : entre le conducteur i (avec $i=2,3,4,5,9,10,11,12,13$) et le fer
- C_7 et C_8 : entre les conducteurs 7 et 8 et le fer
- C_{14} : entre le conducteur C_{14} et le fer
- $C_{i,i+1}$: entre conducteurs adjacents de la même bobine

- C78 : entre les conducteurs 7 et 8 (deux bobines différentes dans la même encoche)
- C14r : entre conducteur 14 et rotor

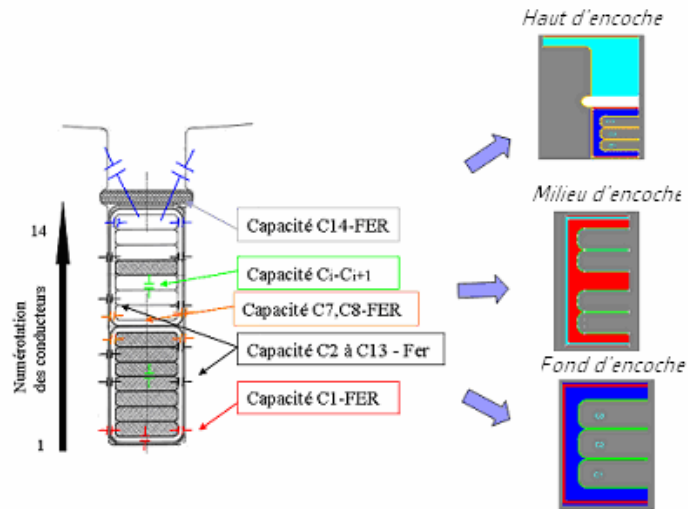


Figure 20. Coupe d'encoche statorique et les trois simulations élément finis

Les capacités Cbs et Cbr sont définies comme suit :

$$Cbs = Nb_{encoche} \cdot \sum_1^{14} Ci$$

$$Cbr = Nb_{encoche} \cdot C14r$$

avec $Nb_{encoche}$ le nombre d'encoches stator .

L'encoche a été découpée pour l'étude en trois parties appelées « haut », « milieu » et « fond ». Chaque simulation a été faite en électrostatique avec une symétrie latérale. La profondeur de la géométrie (3^{ème} dimension) est égale à la longueur de fer de la machine. Par la suite, nous ne détaillerons que la simulation de fond d'encoche car elle est parfaitement représentative de la démarche utilisée pour les deux autres simulations.

La simulation de fond d'encoche comporte 3 conducteurs : 1, 2, 3, le fer statorique et les différentes couches d'isolation :

- isolation imprégnée notée isolant 1 ($\epsilon_r = 3.0461$)
- isolant contour d'encoche notée isolant 2, ($\epsilon_r = 2,6$)
- isolation individuelle des conducteurs notée isolant 3 : ($\epsilon_r = 2,7$)

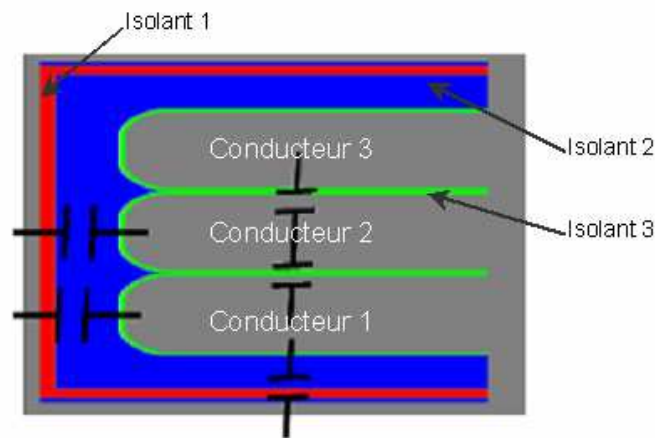


Figure 21. Simulation du fond d'encoche statorique

L'hypothèse de cette étude est de considérer comme nul le couplage capacitif entre conducteur non voisins. La géométrie réelle est parfaitement représentée pour les conducteurs 1 et 2, par contre, le conducteur 3 est un faux conducteur qui n'est là que pour fixer des conditions simples d'étude. En effet, la capacité entre le fer et le conducteur 1 et celle entre le fer et le conducteur 3 sont identiques et représentent $C1$, de même pour $C12$ et $C23$ qui représentent $C_{i,i+1}$. A l'aide de trois simulations, correspondant à différentes combinaisons de potentiel sur les conducteurs, nous sommes en mesure de déterminer les différentes capacités.

La démarche est la suivante :

- on fixe le potentiel du conducteur 1 à 1V et celui des conducteurs 2 et le fer à 0V.
On obtient l'énergie $Wt1$ répartie dans les capacités $C1$ et $C_{i,i+1}$
- on fixe le potentiel du conducteur 2 à 1V et celui des conducteurs 1, 3 et le fer à 0V.
On obtient l'énergie $Wt2$ répartie dans les capacités $C2$ et $C_{i,i+1}$; cette dernière intervient 2 fois.
- on fixe le potentiel des conducteurs 1 et 2 à 1V et celui du conducteur 3 et le fer à 0V
On obtient l'énergie $Wt3$ répartie dans les capacités $C1, C2$, et $C_{i, i+1}$

En nommant $W1$, $W2$ et $W_{i,i+1}$, les énergies stockées respectivement dans les capacités $C1$, $C2$ et $C_{i,i+1}$, on peut écrire les relations suivantes :

$$W_{i,i+1} = (W_{t1} + W_{t2} - W_{t3}) / 2$$

$$W_1 = (W_{t1} - W_{t2} + W_{t3}) / 2$$

$$W_2 = -W_{t1} + W_{t3}$$

En partant de la définition de l'énergie dans les condensateurs, on trouve facilement l'expression des valeurs de capacités à l'aide de la relation suivante :

$$C = \frac{2.W}{U^2}$$

avec U la différence de potentiel appliquée, dans nos simulations elle vaut 1V.

Avec le même raisonnement pour les simulations du milieu et du haut d'encoche, on trouve les capacités C7, C8, C14, C78 et la capacité entre le bobinage et le rotor Cbr (figure 19).

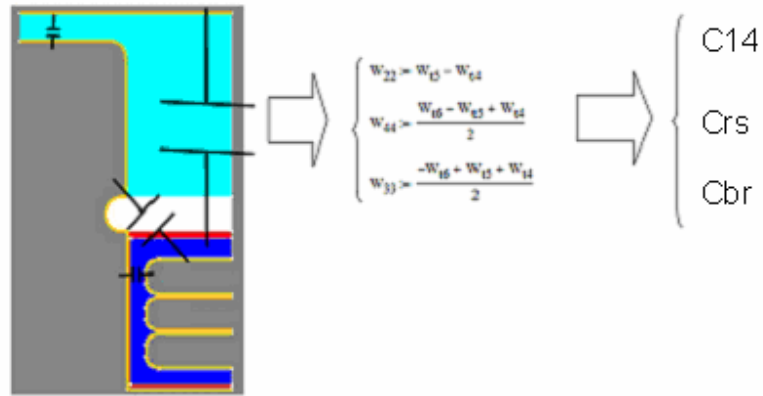


Figure 22. La simulation « haut » d'encoche

Dans le tableau suivant, on a synthétisé les résultats des simulations élément finis pour une encoche :

Capacité C1 [pF]	Capacité C2 à C6 C9 à C13 [pF]	Capacité C7, C8 [pF]	Capacité C14 [pF]	Capacité C14r [pF]	Capacité C78 [pF]	Capacité Ci,i+1 (sauf C78) [pF]
92.84	27.36	35.18	28.91	0.5612	39.51	380.75

Tableau 2. Synthèse des capacités calculées par élément finis par encoche

On observe que la capacité C1 entre le premier au fond d'encoche et le fer est la plus importante, ce qui est normal compte tenu de la surface utilisée par rapport aux capacités entre les autres conducteurs et le fer. La capacité C78 entre les conducteurs 7 et 8 (de bobines

différentes) est un ordre de grandeur moins importante que la capacité entre des autres conducteurs adjacents. Cela s'explique par l'épaisseur d'isolant plus importante pour C78.

La géométrie assez simple des encoches, nous incite à chercher un modèle analytique pour le calcul de ces capacités. Ceci permettrait en final d'avoir un résultat rapide sans passer par une modélisation éléments finis, forcément un peu plus lourde.

3.2. Calcul analytique des capacités d'encoche

Pour simplifier les calculs, nous allons considérer que les conducteurs ne sont pas arrondis et que les condensateurs sont tous des condensateurs plans, définis par la surface du conducteur en vue directe avec son vis-à-vis et d'épaisseur totale égale à la distance qui les sépare.

Par exemple, pour la capacité C1 située entre le conducteur 1 et le fer, on peut écrire :

C1 = mise en série de 3 capacités faisant intervenir chacune l'épaisseur d'isolant correspondante :

$$C1_1 = \epsilon_0 \cdot \epsilon_{r1} \cdot S_1 / d_1$$

$$C1_2 = \epsilon_0 \cdot \epsilon_{r2} \cdot S_1 / d_2$$

$$C1_3 = \epsilon_0 \cdot \epsilon_{r3} \cdot S_1 / d_3$$

avec d_1 , d_2 et d_3 les épaisseurs des différents couches d'isolant et ϵ_{r1} , ϵ_{r2} et ϵ_{r3} les permittivités associées. ϵ_0 la perméabilité absolue du vide

Dans le cas d'une prise en compte d'une permittivité moyenne de l'isolation :

$$C1 = \epsilon_0 \cdot \epsilon_{r\text{moyen}} \cdot S_1 / d$$

avec :

$$S_1 = (2 \times h_1 + l_1) \times l_{\text{paquet}}$$

$\epsilon_{r\text{moyen}}$ la perméabilité relative moyenne de la couche d'isolant

L_{fer} la longueur du fer statorique

d l'épaisseur totale de l'isolant

Pour la capacité C2 par exemple, seule la définition de la surface change par rapport à C1. On affecte alors à la surface S_1 la valeur : $S_1 = (2 \cdot h_1) \cdot l_{paquet}$

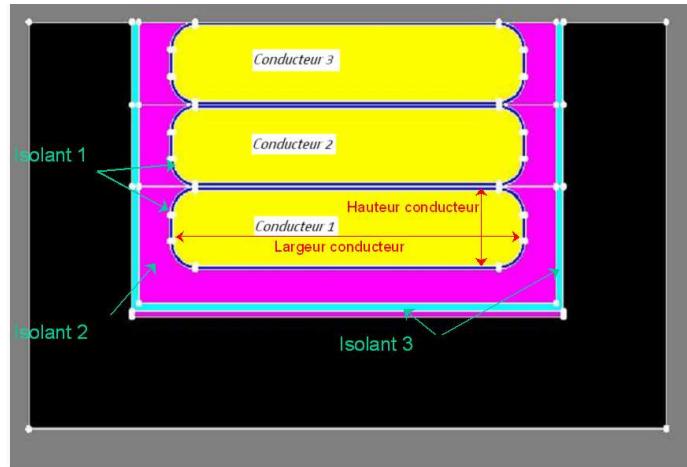


Figure 23. Schéma du fond d'encoche avec les couches d'isolation et les dimensions des conducteurs

Avec cette façon simplifiée de calculer les capacités, il apparaît que les conducteurs centraux 7 et 8 ont les mêmes capacités avec le fer que les conducteurs internes (7 par exemple), il en est de même pour le conducteur 14. C'est évidemment très approché.

Par encoche	C1		C2 à C6 et C9 à C14		C7 et C8		C14	
	Analytique	Numérique	Analytique	Numérique	Analytique	Numérique	Analytique	Numérique
	93.46	92.28	27.82	27.36	27.82	35.18	27.82	37.58

Tableau 3. Comparaison entre les calculs numériques et analytiques pour les capacités par encoche [pF]

3.3. Calcul de la capacité entre bobinage et rotor

Pour le calcul de cette capacité, les hypothèses de champ électrique uniforme rencontrées dans les condensateurs plans ne sont pas respectées. On peut s'apercevoir de ceci en regardant la figure suivante.

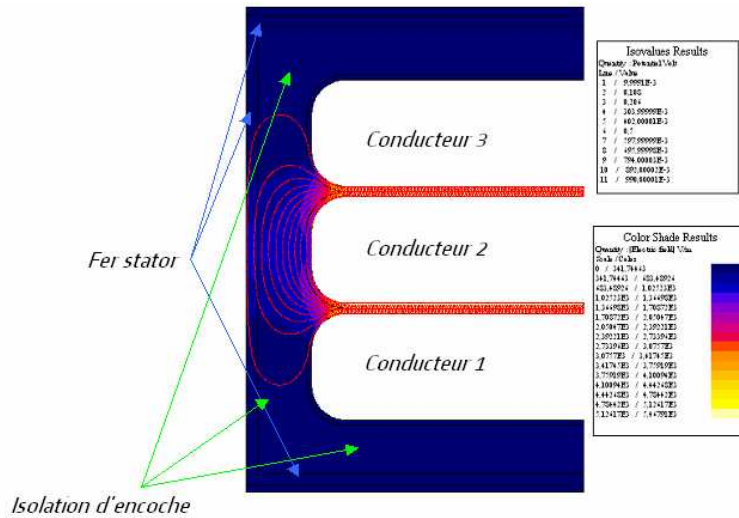


Figure 24. Répartition du champ électrique et du potentiel dans la simulation où le conducteur du milieu est alimenté

Si on calcule cette capacité avec les mêmes hypothèses simplificatrices que celle utilisées pour les autres capacités, la capacité équivalente est une mise en série de plusieurs capacités planes de largeur « e » et d'épaisseur correspondante à l'épaisseur de chaque couche isolante. Pour illustrer le manque de précision, nous présentons dans le tableau suivant, le résultat obtenu par la méthode des éléments finis, celui donné par le modèle simplifié à plusieurs couches d'isolant et un dernier modèle encore plus simple dans lequel toutes les couches isolantes sont considérées comme de l'air.

Calcul numérique	Calcul analytique	Calcul analytique avec $\epsilon_r=1$
27 pF	116 pF	109 pF

Tableau 4. Capacité totale bobinage -rotor (C_{br}) pour différents modèles de calcul

Nous constatons que le calcul analytique ne donne pas de bon résultat. Le fait de considérer la totalité des isolants comme de l'air influe peu sur le résultat, ce qui est compréhensible car la distance dans l'air est très largement prédominante.

Pour obtenir un peu plus de précision, il nous semble indispensable de repasser par la méthode des éléments finis pour essayer d'établir un autre modèle analytique pour le calcul de cette capacité. La valeur de la capacité dépend principalement de la largeur d'encoche, de la

distance entre conducteur et rotor, et dans une moindre mesure, de l'épaisseur latérale des isolants. Plusieurs variations de paramètres ont été faites, avec des valeurs supérieures à ce qu'on peut trouver dans notre application. Leurs résultats sont rassemblés ci-dessous. Le paramètre « distance » est défini par la distance entre le conducteur du haut d'encoche et la surface du rotor.

	Géométrie initiale	Encoche et conducteur +large	Encoche et conducteur - large	Encoche plus profonde	Encoche moins profonde	Encoche + large
Largeur encoche	12.8mm	16.8mm	8.8mm	12.8mm	12.8mm	16.8mm
Largeur conducteur	9.92mm	13.92mm	5.92mm	9.92mm	9.92mm	9.92mm
distance	12mm	12mm	12mm	14mm	10mm	12mm
Rapport encoche/distance	1.067	1.4	0.733	0.914	1.28	1.4
Capacité bobinage - rotor	26.9 pF	60.1 pF	5.8 pF	15.6 pF	44.3 pF	55.7 pF

Tableau 5. Valeurs de capacité Cbr obtenues par éléments finis

Nous pouvons voir que la valeur de la capacité dépend beaucoup du rapport de forme « largeur d'encoche / distance conducteur-rotor ». La proportion de conducteur dans l'encoche influe peu sur le résultat ; on le vérifie en comparant le 2^{ème} calcul avec le dernier qui suppose des isolants très épais. Le conducteur est beaucoup plus étroit et le résultat est peu modifié.

Compte tenu de ces résultats, nous allons exprimer la valeur de la capacité comme suit, en la faisant dépendre non pas de la largeur du conducteur, mais de la largeur d'encoche.

$$C_{br} = \epsilon_0 \frac{e \cdot J_{paquet}}{d} \cdot Nb_{encoche} \cdot Kcbr$$

e et d représentent respectivement la largeur d'une encoche et la distance entre le conducteur du haut d'encoche et le rotor. Le coefficient Kcbr va dépendre du rapport de forme e/d. Ce coefficient doit tendre vers 1 pour des valeurs grandes de e/d (condensateur plan) et vers 0 pour des valeurs faibles. L'expression de Kcbr proposée est montrée ci-dessous, les coefficients ont été déterminés principalement à partir des 3 premiers essais.

$$Kcbr = \frac{1}{1 + 4.07 \cdot \left(\frac{e}{d}\right)^{-2} + 1.425 \cdot \left(\frac{e}{d}\right)^{-6}}$$

Les résultats de ce modèle simplifié sont présentés dans le tableau suivant. Compte tenu que de l'application qui nous intéresse dans ce travail, les variations des paramètres seront plus faibles, la précision de ce modèle est suffisante.

	Géométrie initiale	Encoche et conducteur +large	Encoche et conducteur - large	Encoche plus profonde	Encoche moins profonde	Encoche + large
Cbr Modèle numérique	26.9 pF	60.1 pF	5.8 pF	15.6 pF	44.3 pF	55.7 pF
Cbr modèle analytique	27 pF	60.1 pF	5.8 pF	15.4 pF (-1.1%)	47.1 pF (+6.4%)	60 pF (+7.9%)

Tableau 6. Capacité Cbr : comparaison méthode éléments finis et modèle analytique

3.4. Capacité entre rotor et stator

On suppose ici que le rotor et le stator sont des équipotentielles, autrement dit que les impédances de surface sont négligeables devant les capacités parasites qui amènent le courant de fuite. Si on fait abstraction des dents du circuit magnétique, on se retrouve avec un simple condensateur cylindrique. L'effet des dents sur les différentes grandeurs est, un effet largement étudié dans la littérature [Carter 20], il est pris en compte avec le Coefficient Carter [Hesse 92]. Il permet de transformer une géométrie avec des dents en une géométrie cylindrique lisse équivalente à entrefer corrigé.

Pour tenir compte des dentures au stator et au rotor, nous avons calculé les coefficients de Carter pour le stator et pour le rotor. Le coefficient final pour le moteur est donné par le produit de ces coefficients. Pour le stator, le coefficient de Carter K_{cs} se calcule comme suit :

$$K_{cs} = \frac{\pi \frac{dsi}{Nb_{encoche}}}{\pi \frac{dsi}{Nb_{encoche}} - \frac{e \left(\frac{B4}{e} \right)^2}{5 + \frac{B4}{e}}}$$

avec B4 ouverture de l'encoche stator, dsi diamètre intérieur du stator et e l'épaisseur de l'entrefer.

Pour le calcul du coefficient de Carter rotor K_{cr} , il suffit de remplacer dans la relation précédente, B4 par l'ouverture d'encoche rotor, Nbencoche par le nombre d'encoche rotor et dsi par le diamètre extérieur rotor.

Une fois le coefficient Carter K_c calculé pour stator et pour le rotor par le produit $K_{cs} \cdot K_{cr}$, la capacité a été calculée avec la formule classique du condensateur plan, compte tenu de la dimension de l'entrefer devant le diamètre du rotor :

$$C_{rs} = \epsilon_0 \cdot \frac{dsi \cdot l_{paquet}}{\delta} \cdot \frac{1}{K_c}$$

On estime que le fait de négliger le champ de fuite dans les extrémités du moteur, ne rajoute pas d'erreur significative. Dans le tableau qui suit, on retrouve les coefficients Carter et la capacité entre le rotor et le stator pour le moteur « A ».

Coefficient Carter stator	1.464
Coefficient Carter rotor	1.09
Coefficient Carter total	1.595
Capacité stator – rotor calculée	1.235 [nF]

Tableau 7. Résultats de calcul capacité entre rotor et stator

La valeur de la capacité pour le moteur A est semblable aux valeurs trouvées dans la littérature pour la même gamme de puissance [Muetze, 2005a].

3.5. Capacité du roulement

On va supposer dans ce calcul que le moteur tourne à une vitesse telle que la pellicule du lubrifiant soit formée entre les bagues et les billes/rouleaux, faisant apparaître le comportement capacitif. Il n'y a aucun contact électrique direct entre les deux bagues.

La capacité du roulement est, dans la réalité, une composition de plusieurs capacités qui relie chacune une pièce du roulement à une autre. Comme la distance entre la bague intérieure et celle extérieure est importante, on va négliger la capacité entre les deux bagues. Il ne reste en final que les capacités billes-bagues comme montré dans la figure suivante. Les capacités entre billes n'interviennent pas car les billes sont au même potentiel par la cage.

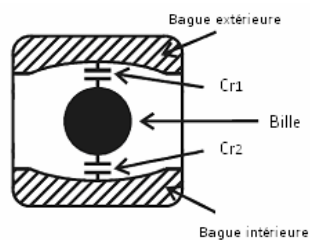


Figure 25. Coupe longitudinale dans un roulement à billes

La capacité des roulements sera composée de la mise en série des deux groupes de capacités: Cr1 et Cr2. Le calcul des deux capacités Cr1 et Cr2 n'est pas simple. Les surfaces entre lesquelles on veut calculer la capacité ne sont pas identiques d'une bille à l'autre, l'épaisseur du film de lubrifiant qui se forme n'est pas connue avec certitude car elle dépend de beaucoup de paramètres extérieurs, par exemple le niveau de charge des roulements, les vibrations, la vitesse et la température.

Calcul de la surface de contact

Vu la faible épaisseur du film d'huile, on peut aisément considérer que les condensateurs Cr1 et Cr2 sont des condensateurs plans. La surface des condensateurs est donnée par la théorie de Hertz et les formules de Harris. La surface dite « Hertzienne » est la surface de contact entre les bagues et les billes/rouleaux avant que la pellicule de lubrifiant se forme. Dans le cas idéal, où aucune déformation de la bague et bille/rouleau ne se produit, la surface de contact ne peut être qu'un point (en cas d'un roulement à billes) ou une ligne (en cas d'un roulement à rouleaux). La surface Hertzienne dépend des paramètres suivants :

- caractéristiques des roulements :
 - module d'élasticité et coefficient de Poisson des matériaux de roulements
 - dimensions géométriques des bagues et billes/rouleaux
 - nombre de billes/rouleaux qui sont en contact avec les deux bagues dans le même temps
- conditions de fonctionnement :
 - charge : force avec laquelle l'arbre appuie sur les roulements qui dépends à son tour de la masse du rotor et de la charge entraînée

L'analyse des contraintes mécaniques qui ont été prises en compte dans le calcul de la surface « Hertzienne » est au delà de l'objectif de cette thèse. Nous exploitons donc directement les résultats obtenus par outil de calcul dédié.

Pour le moteur « A », l'ordre de grandeur de la surface Hertzienne est de $A_h=4.5$ à 5.5 mm^2 , en fonction du nombre de billes en contact à basse vitesse.

Calcul de l'épaisseur du film d'huile

Les grandeurs qui déterminent l'épaisseur du film sont décrites dans la thèse de A. Muetze ([Muetze 04a], Annexe D, page 216). La figure suivante montre l'évolution de l'épaisseur du film de lubrifiant pour deux moteurs de 500kW, M500a avec 6 pôles et M500b avec 2 pôles. Cette épaisseur augmente avec la vitesse et diminue avec la température.

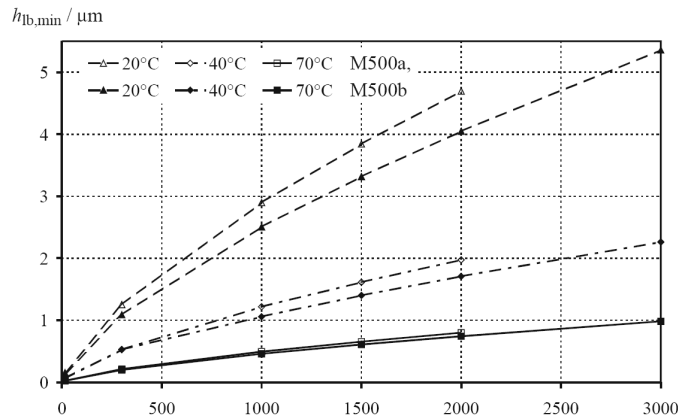


Figure 26. L'épaisseur du film d'huile en fonction de la vitesse du moteur pour différentes températures et pour 2 moteurs différents [Muetze 04a].

L'ordre de grandeur pour l'épaisseur de film d'huile est entre 0.5 et 5 microns, en fonction de la température, vitesse et poids du moteur. La valeur retenue pour notre calcul est de $2\mu m$.

Estimation de la capacité de roulement

Le calcul a été fait pour :

- 3 billes en contact
- permittivité relative du lubrifiant égale à 3
- épaisseur du film de lubrifiant de $2\mu m$ (de 0.5 à 5 μm)
- surface de Hertz $4.95mm^2$

La capacité du roulement – $C_r=65$ pF

Si on considère une épaisseur du film de lubrifiant variant entre (0.5 et 5 μm), on obtient une capacité de roulement qui varie respectivement entre 260pF à 26pF.

La valeur trouvée pour la capacité de roulement est en concordance avec les résultats de la recherche bibliographique. Les auteurs donnent des valeurs de la capacité de roulement entre 40 et 80 pF pour différents roulements (valeurs calculées ou mesurées). Dans ce dernier cas, les mesures de la capacité de roulement ont été faites dans des conditions de

laboratoire sans être montés sur un moteur, pour éviter les capacités parasites associés à une telle mesure.

3.6. Synthèse des calculs de capacités

Dans le tableau suivant, on a résumé les capacités calculées de façon numérique et/ou analytique pour le moteur « A » :

	Cbs [nF]		Cbr [pF]		Crs [nF]		Cr [pF]
	Analytique	Numérique	Analytique	Numérique	Analytique	Numérique	Analytique
Par encoche	0.454	0.484	0.56	0.56	-----	-----	-----
Moteur complet	21.83	23.25	27	27	1.273	-----	65 par roulement

Tableau 8. Synthèse des valeurs de capacités calculées pour le moteur « A »

4. Partie expérimentale

4.1. Caractérisation de l'isolation d'encoche

Le but de cette étude est d'identifier la valeur de la permittivité électrique de l'isolation entre le bobinage et le fer statorique. L'isolation entre le bobinage et le fer statorique est composée de différents matériaux isolants.

Cette composition constitue un matériau fortement hétérogène dont les caractéristiques diélectriques ne peuvent pas être facilement calculées à partir des données de chaque matériau. Il est donc indispensable de faire une détermination expérimentale pour palier cette difficulté.

Maquette de mesure

L'obtention des caractéristiques diélectriques demande de réaliser une maquette qui reproduise le plus fidèlement possible l'isolation réelle de la composition utilisée dans le moteur. La couche interne qui isole chaque conducteur est très bien connue, c'est pourquoi elle a été

omise. Une coupe simplifiée de la maquette est visible dans la figure suivante. Nous avons choisi une forme cylindrique allongée car elle présente des facilités de réalisation et mets en œuvre une formulation analytique simple de la capacité. L'épaisseur totale de l'isolation est identique à celle que l'on trouve dans notre moteur « A ». La maquette a suivi le même processus d'imprégnation que les moteurs réels.

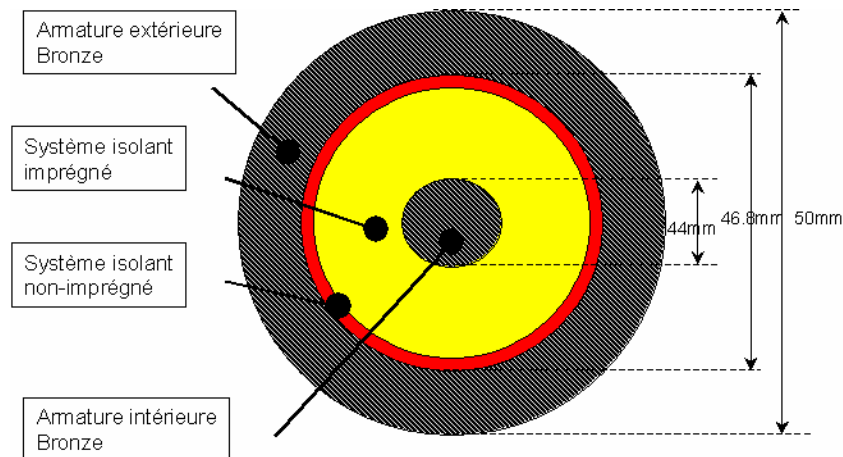


Figure 27. Coupe schématique de la maquette de test

Données de la maquette utilisée :

- Longueur : 140 mm
- Couche extérieure de l'isolant (système isolant non-imprégné) (épaisseur de 0.42 mm et permittivité : 2.6)

Le circuit équivalent de l'isolation est une mise en série de deux capacités de forme cylindrique, la première formée par la couche d'isolant non-imprégné et la deuxième qui représente le reste de l'isolation imprégnée.

Mesures et résultats

Les mesures ont été réalisées sur deux maquettes qui ont été construites de la même manière, afin de tester le degré de confiance qu'on peut avoir dans ces mesures. Le spectre de fréquence pour les mesures va de 40Hz à 10MHz. Si on prend en compte le fait que nous

réalisons la mesure d'une capacité en fonction de fréquence nous nous attendons à avoir une caractéristique $C(f)$ quasi-constante dans tout le spectre de fréquence. Toutefois, les ponts d'impédance rencontrent des difficultés pour mesurer des impédances très grandes (capacités en très faible fréquence) ou au contraire très faibles (inductance en très faible fréquence), cela se matérialise par des oscillations importantes sur les relevés. Il est indispensable de ne pas les confondre avec les phénomènes réels et de rester critique.

Pendant la phase de calibration du pont d'impédance, on a besoin de fixer le point 0 et le point infini du pont – le court circuit et le circuit ouvert – pour s'affranchir des conducteurs de liaison. Cette phase de calibration doit se faire avec les conducteurs placés dans une position fixe qui sera conservée lors des mesures.

Les mesures qui ont été réalisées sont :

- La capacité et la résistance parallèle en fonction de fréquence
- L'impédance et la phase en fonction de fréquence

Pour la première maquette, les résultats sont les suivants :

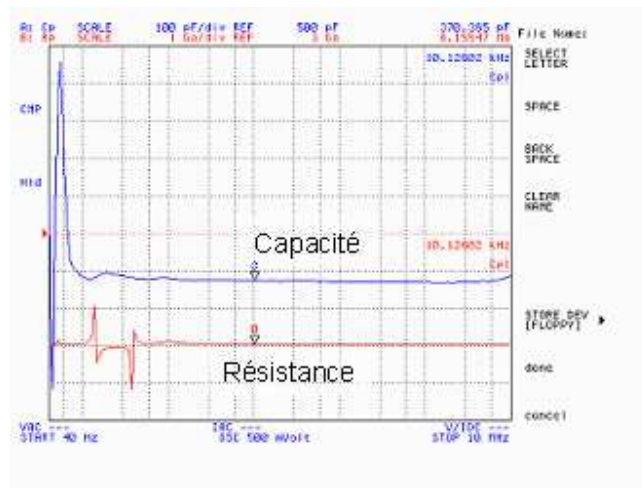


Figure 28. La capacité (bleu) et la résistance (rouge) en fonction de la fréquence

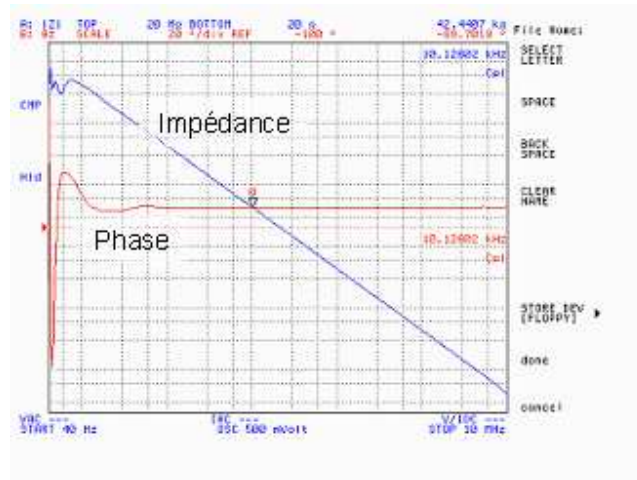


Figure 29. Le module de l'impédance (bleu) et la phase (rouge) en fonction de la fréquence

Les mesures ont été répétées sur la deuxième maquette, les résultats sont identiques. Si on prend en compte les résultats, à l'exception des oscillations, on peut tirer les conclusions suivantes :

Les résultats obtenus en utilisant les deux maquettes sont similaires, ce qui signifie que la méthode de mesure est fiable.

La linéarité du module de l'impédance en fonction de la fréquence nous montre que la calibration du pont est correcte. Le fait que la phase soit approximativement constante à 90° nous montre qu'on mesure seulement une capacité

La valeur de la capacité de la maquette est quasi-constante entre 370 et 380pF. Dans les calculs suivants, nous prendrons la valeur moyenne $C_{\text{imprégné}}=375\text{pF}$.

La capacité formée par la couche extérieure non-imprégné peut se calculer de façon littérale car tous ses paramètres sont connus. Sa valeur est la suivante $C_{\text{non-imprégné}}=2.245\text{nF}$.

Compte tenu de la mise en série des deux couches d'isolants et de leurs deux capacités associées, on peut déterminer la valeur de la capacité de la couche imprégnée et sa permittivité :

$$C_{\text{imprégné}} = \frac{C_{\text{non-imprégné}} C_{\text{maquette}}}{C_{\text{non-imprégné}} - C_{\text{maquette}}} \quad C_{\text{imprégné}} = 0.45\text{nF} \quad \text{et} \quad \epsilon_r = 3.046$$

La valeur de la permittivité relative obtenue est en concordance avec les données qu'on peut trouver dans la littérature (exemple dans [Muetze 02a] la valeur utilisée est 3) .

4.2. Caractérisation de l'isolation entre tôles

La partie ferromagnétique d'un moteur n'est pas une partie métallique massive, mais un empilage d'un grand nombre de tôles métalliques. Pour que ce mode de construction ait un intérêt, il faut que les tôles soient isolées entre elles. De cette façon les courants de Foucault ne peuvent pas circuler d'une tôle à une autre en basse fréquence, ce qui réduit considérablement les pertes dans le fer statorique du moteur.

Jusqu'à présent, le matériau qui réalise l'isolation entre les tôles n'a pas été très bien étudié, en ce qui concerne ses caractéristiques diélectriques. Notre complément d'étude se justifie par le fait que les problèmes à étudier sont principalement à haute fréquence. Deux tôles adjacentes forment un condensateur plan. Ce condensateur vient se mettre en parallèle des impédances de surface des tôles et pourrait constituer une impédance pour le cheminement des courants de fuite. C'est donc l'étude en fréquence de ce condensateur équivalent que nous nous proposons de faire.

Maquette de mesure

La première partie du processus de mesure, a été de construire un dispositif qui nous permette de mesurer la permittivité relative. Pour cela, on a utilisé un condensateur obtenu par la mise en parallèle des deux tôles.

Les difficultés rencontrées dans la construction sont :

- La finesse de l'isolation (les données du constructeur) environ 5 μm . Tout défaut de planéité peut induire des erreurs importantes.
- Si on prend en compte le fait qu'on voudrait caractériser le matériel donné sur une plage de fréquences élevées (jusqu'à 10 MHz), il est impératif de tenir compte des conducteurs qui relient le montage au pont d'impédance.
- Déformation et défaut de planéité de la tôle.

Pour construire le condensateur de l'étude, nous utiliserons des tôles stator existantes et revêtues de leur isolation. Les tôles ont été découpées avec précaution en vue d'éviter les deux problèmes principaux : la détérioration de l'isolation très fine et la déformation de la tôle. Nous avons choisi de découper à leur base des dents de tôles statoriques disponibles. Ce découpage entraîne une légère déformation à l'endroit du découpage comme montré dans la figure suivante.

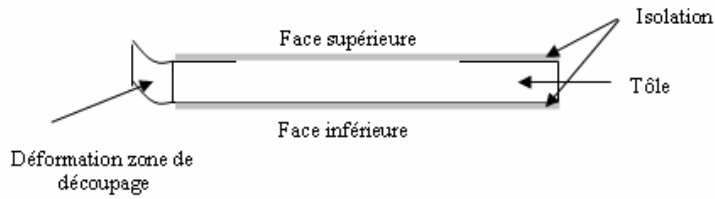


Figure 30. Vue schématique du profil d'une dent de tôle

Pour augmenter le degré de précision des mesures, on a décidé d'utiliser une tôle avec une surface plus importante par rapport à la dent découpée. De cette façon, on a réduit le risque d'avoir un contact direct entre les tôles par les bavures. La maquette est représentée dans la figure suivante :

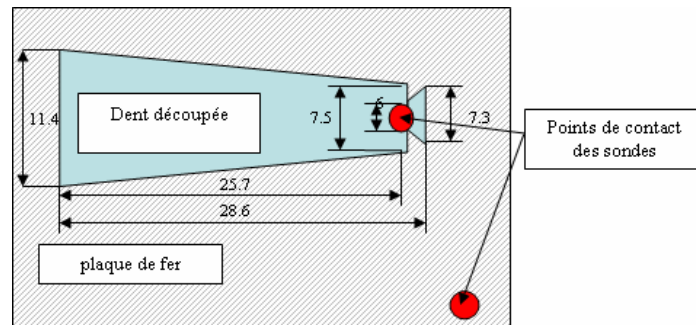


Figure 31. Le montage utilisé : la dent usinée placée sur une plaque de fer et les points de contact de la sonde

Une autre donnée importante qui doit être prise en compte est la pression appliquée aux tôles. Selon les données du constructeur, elle doit être de 3MPa.

Compte tenu de la surface de la dent (2.43 cm^2), la force nécessaire est de 74.3 kg. L'application précise d'une pression de 3MPa dans notre maquette était compliquée à réaliser. Nous avons pris une autre option qui permet de s'affranchir de la mesure de pression.

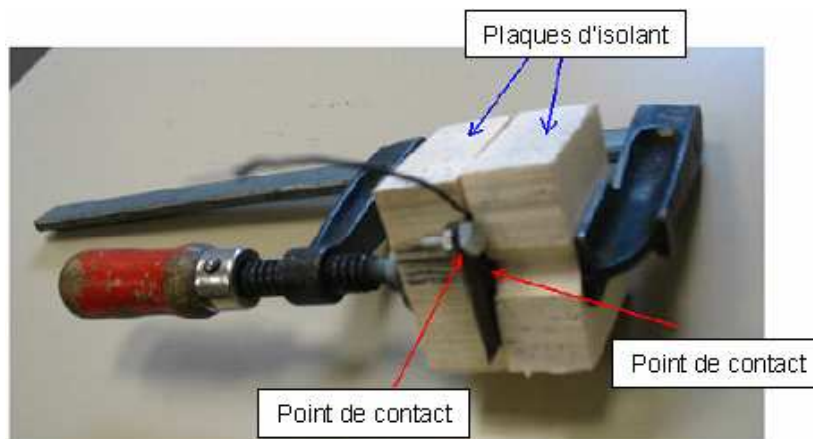


Figure 32. Le dispositif de mesure

Le protocole de mesure est le suivant :

- La première mesure a été réalisée sans avoir un serrage très fort.
- Pour les mesures suivantes, on va serrer de plus en plus fort. A un moment donné, on a eu 3 mesures consécutives identiques (pour lesquelles la pression a été différente entre eux par un demi-tour de serrage. On peut dire alors qu'on a atteint une pression suffisante entre les plaques, pour ne pas avoir d'air entre elles. Les mesures qui vont être présentées sont celles qui correspondent aux 3 dernières mesures.

Mesures et résultats

On a réalisé plusieurs séries de mesures identiques avec plusieurs combinaisons dents/ plaque. On considère donc qu'elles sont représentatives pour notre étude. Le spectre de fréquence, pour lequel on a réalisé les mesures, va de 40 Hz à 10 MHz.

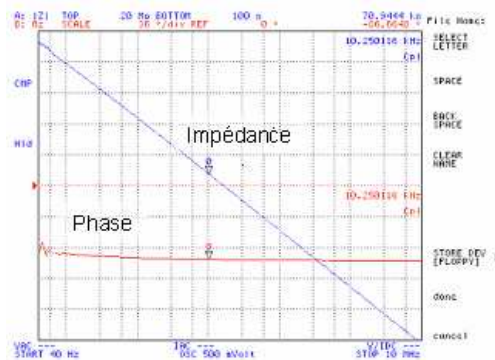


Figure 33. La variation du module de l'impédance (bleu) et la phase (rouge) en fonction de la fréquence

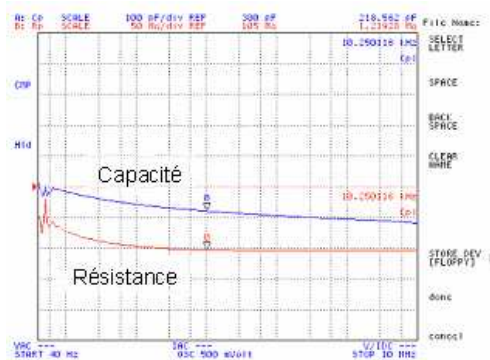


Figure 34. La variation de la capacité (bleu) et la résistance parallèle (rouge) en fonction de la fréquence

Sur la première figure, on peut observer la variation du module d'impédance et la phase en fonction de fréquence. On peut noter que l'impédance décroît de façon linéaire sur une échelle logarithmique, ce qui montre que la calibration du pont a été réalisée correctement (on n'a pas de résonance avec l'inductance des conducteurs de liaison). La phase mesurée a une valeur comprise entre 85° et 89° qui indique très clairement qu'on mesure une capacité. Les oscillations de la basse fréquence sont dues, à l'instabilité du pont d'impédance à basse fréquence. Ce comportement se reproduit pendant toutes les mesures des capacités.

La deuxième figure montre la dépendance de la capacité et la résistance parallèle en fonction de fréquence. Il faut préciser que la valeur de la résistance parallèle a une valeur très élevée qui est conforme à ce qu'on s'attendait.

La capacité montre une décroissance lente sur la première partie du spectre de fréquence. En prenant en compte l'instabilité du pont à basse fréquence, il faut négliger les valeurs obtenues en dessous de 1 kHz. La capacité peut varier entre 260 pF à 1 kHz jusqu'à 200 pF à 10 MHz. Dans la suite, on va prendre en compte la valeur de la capacité égale à 230pF, soit environ 100 pF/cm^2 .

En supposant que la couche isolante qui forme le condensateur soit de $10 \mu\text{m}$ (2 couches de $5 \mu\text{m}$), on trouve que la permittivité équivalente de l'isolation est de 1.07.

Des mesures ont été réalisées en utilisant un micromètre pour mesurer l'épaisseur de l'isolation sur 8 dents différentes, et 3 mesures par dent, dans des zones différentes pour augmenter le degré de confiance dans les mesures. Les résultats, n'ont pu que confirmer l'ordre de grandeur de l'épaisseur de l'isolation.

A partir de ces mesures, on peut tirer les conclusions suivantes :

- La capacité surfacique entre tôles a une valeur de 100 pF/cm^2
- Compte tenu de l'épaisseur supposée de l'isolant, la permittivité relative du phosphatage est voisine de 1. Dans la littérature on n'a pas trouvé de référence à ce type de mesures ou de données constructeur en ce qui concerne la permittivité relative de cette isolation, qui pourraient confirmer ou infirmer les résultats. Le fait que les résultats aient été similaires pour plus d'une combinaison plaque/dent nous permet de considérer que les résultats sont utilisables dans la pratique avec confiance.

5. Le diviseur capacitif et la validation expérimentale des calculs de capacités

5.1. Le diviseur capacitif

Le diviseur capacitif qui ne dépend que des caractéristiques de construction de chaque moteur peut être utilisé pour estimer l'amplitude des fronts de tension d'origine capacitive qu'on retrouve entre l'arbre et la carcasse moteur en utilisant les caractéristiques des fronts de tension d'entrée appliqués au bobinage. Typiquement, pour le moteur étudié avec un MLI à base de composants IGBT, on peut trouver une tension de bus de l'ordre de 1.5kV avec un temps de montée d'environ 200ns.

Le schéma du diviseur capacitif est le suivant :

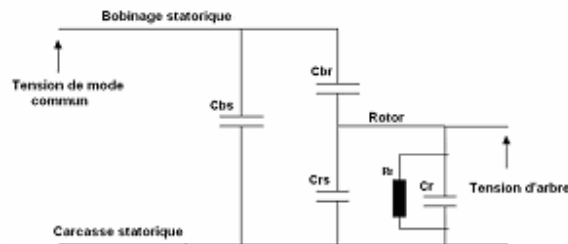


Figure 35. Schéma du diviseur capacitif

Les capacités utilisées ont été définies dans les paragraphes précédents. La résistance R_r est utilisée pour tenir compte des deux comportements :

- « conduction » avec R_r faible,
- « capacitif » avec R_r importante.

Le diviseur capacitif « BVR » est défini par la relation suivante :

$$BVR = \frac{V_a}{V_{com}} = \frac{C_{br}}{C_{br} + C_{rs} + 2C_r}$$

Avec V_a la tension entre carcasse moteur et l'arbre ou tension d'arbre et V_{com} la tension de mode commun obtenue par le système de tension d'alimentation triphasé appliqué au bobinage.

Le diviseur joue seulement sur l'amplitude de la tension, le temps de montée de la tension d'arbre reste identique à celui de la tension d'alimentation.

Par ailleurs, ça signifie que le BVR donne aussi une mesure de la décroissance du dV/dt entre l'entrée dans le moteur et l'arbre.

En utilisant les valeurs de capacités du tableau 5, on obtient une valeur de BVR à 1.882%. Soit une pour tension de bus de 1.5kV, une tension de mode commun V_{com} de 500V et une tension d'arbre maximale V_a d'environ 9.5V. En pratique, on ne va pas retrouver ces ordres de grandeur, car le film d'huile va être percé par l'arc électrique avant d'atteindre une telle tension. Pour comparer avec la littérature, dans la thèse de Muetze ([Muetze 04a], page 118), on trouve des valeurs de l'ordre de 2 à 5% pour des moteurs industriels.

5.2. Validation expérimentale des calculs de capacités

Pour la validation expérimentale du calcul capacitif, nous avons utilisé un moteur complet de type « A ». Le moteur a été mesuré à l'arrêt avec les deux capacités de roulement court-circuitées par le contact entre les bagues et les billes/rouleaux. On a connecté les phases du moteur en parallèle et on a mesuré l'impédance (module et angle) entre les 3 phases et le fer stator. Le spectre de fréquence allait de 40Hz à 110MHz. Le résultat de ces mesures est montré dans la figure suivante.

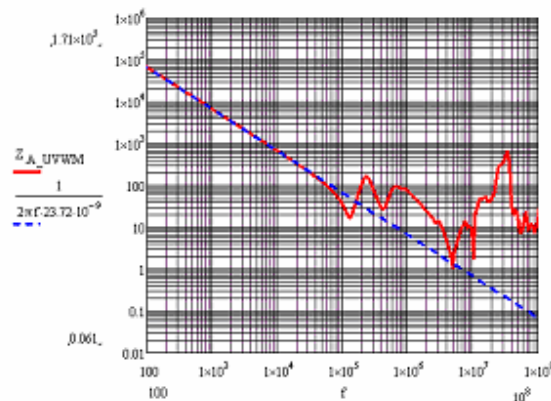


Figure 36. La capacité du moteur "A" mesuré entre trois phases et le stator

Sur tout le début du relevé, le module de l'impédance décroît linéairement ce qui est typique d'une capacité. Sachant que $C=1/2\pi f*Z$, on trouve la capacité totale du moteur : $C_{UVW-masse} = 23.7$ nF.

Cette valeur représente la mise en parallèle de C_{bs} et C_{br} . La valeur théorique de C_{br} est de 27 pF, elle est donc beaucoup plus petite que C_{bs} . Les résultats des mesures, du calcul numérique et du calcul analytique montrés dans le tableau 6 font apparaître une bonne concordance des valeurs de valeurs de capacités.

Calcul numérique	Calcul analytique	Mesures
23.28 nF	21.85 nF	23.72 nF

Tableau 9. Comparaison des valeurs des capacités entre phase et stator « C_{phase-stator} » obtenues par calcul numérique, analytique et mesures (pour le moteur « A »).

6. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons montré la démarche expérimentale qui nous a permis d'obtenir des informations clé sur le comportement diélectrique de l'isolation d'encoche et des isolants des tôles.

L'étude électrostatique a permis le calcul analytique des différentes capacités d'un moteur typique de traction. Le calcul analytique a été validé par un calcul numérique avec la méthode des éléments finis. Pour terminer, une mesure de capacité sur moteur réel a été faite et elle a confirmé la validité des calculs pour la capacité entre phase du bobinage et le stator.

Les modèles analytiques exploitent les données géométriques du moteur et les propriétés diélectriques représentatifs du système d'isolation utilisé, de ce fait, ils peuvent être utilisés de façon simple en phase de conception.

Dans le chapitre suivant, nous traitons le calcul des courants de palier d'origine inductive[Chen 96]. Ces courants prennent des grandeurs significatives dans des moteurs de taille importante typiquement au-delà de 500kW.

Chapitre III

Etude électrodynamique

1. Rappel du phénomène inductif

Le phénomène du couplage inductif dans la machine a été présenté dans le premier chapitre. Il est illustré sur la figure suivante qui montre la circulation des différents courants. Ces courants circulent à la surface des différentes pièces ferromagnétiques et rencontrent des impédances qu'il va falloir identifier. Ce chapitre va se focaliser sur le calcul ou l'identification des différents paramètres utiles pour établir le modèle. Une vérification sur un cas réel simplifié de la machine sera faite dans le quatrième chapitre.

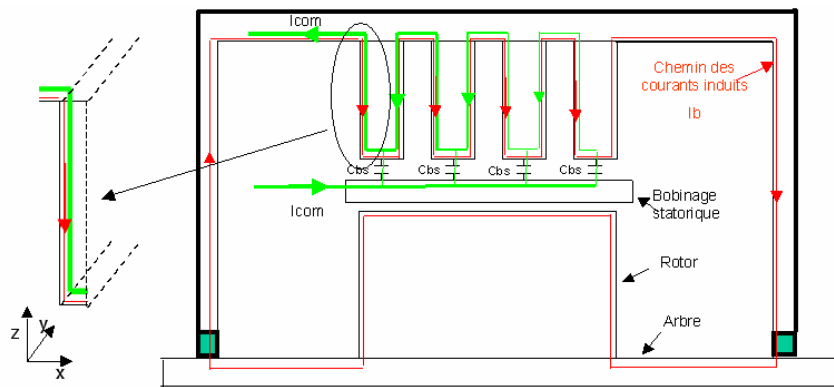


Figure 37. Demi-coupe schématique d'un moteur avec circulation du courant de fuite capacitif (I_{com}) et du courant de couplage inductif (I_b)

Pour rappel, les fronts de tension vus par les bobinages des moteurs de traction considérés ont des temps de montée ($t_{montée}$) qui varient entre 50ns et 400ns. Compte tenu de la fréquence équivalente à ces fronts, exprimée par la relation ci-dessous, nous devons étudier l'évolution des paramètres électriques résistance et inductance de chaque partie du moteur et cela pour un spectre de fréquence entre 10kHz et 10MHz.

$$f_{front} = \frac{1}{\pi \cdot t_{montée}}$$

2. Caractérisation HF de la partie ferromagnétique du moteur

Le but de cette partie est de caractériser le comportement HF du circuit magnétique dans la plage de fréquence de 10kHz à 10MHz. Nous allons nous appuyer sur des mesures réalisées sur un dispositif torique réalisé au laboratoire et sur des simulations utilisant un modèle élément fini en trois dimensions. Nous comparerons ensuite ces deux approches.

2.1. Problématique :

L'impédance formée par l'empilage de tôles dépend évidemment des dimensions du circuit magnétique (parfaitement connues) mais aussi des caractéristiques HF du matériau utilisé. Ces caractéristiques ne sont pas fournies par les fabricants de tôles. Nous allons donc les évaluer expérimentalement à l'aide d'un dispositif de mesure. Notre choix s'est porté sur un empilage de rondelles de manière à former un circuit magnétique torique (Fig. 2). Les rondelles ont été découpées dans des tôles réelles de moteur de traction, en préservant soigneusement leur isolation. Un bobinage à spires jointives est placé sur le circuit magnétique et permet de se placer dans des conditions quasiment axisymétriques.

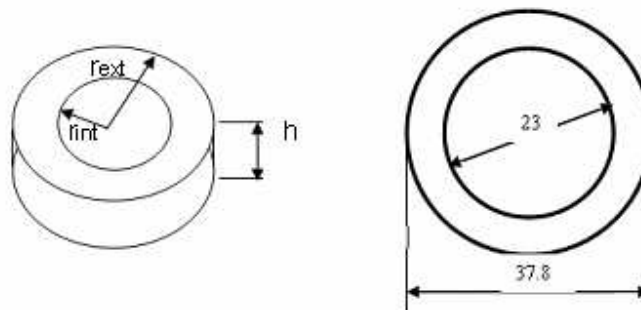


Figure 38. Circuit magnétique réalisé (hauteur 12 tôles épaisseur 0.5mm)

2.2. Formulation numérique :

Notre problème est parfaitement axisymétrique. On pourrait imaginer que ce problème puisse être traité en seulement 2D avec symétrie axiale, mais la formulation correspondante n'est pas disponible à ce jour ; il nous faut donc utiliser un modèle 3D. Pour

limiter le nombre d'éléments, nous allons n'étudier qu'un segment angulaire de 0.1° du tore, comme schématisé dans la figure 39.

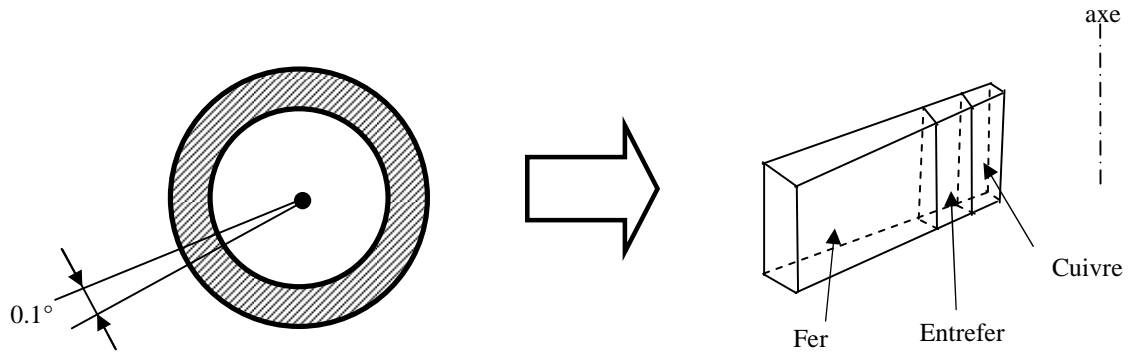


Figure 39. Segment angulaire de tore de 0.1° étudié dans le modèle EF3D

Paramètres du modèle 3D :

- Simulation magnétodynamique – fréquence $f=1\text{Hz}$ à 1MHz
- Conditions aux limites : voir figure 40
- Cuivre : résistivité $\rho=1.7\text{E}-8 \Omega.\text{m}$
- Fer : perméabilité relative $\mu_r=1000$; résistivité $\rho=4.3\text{E}-8 \Omega.\text{m}$

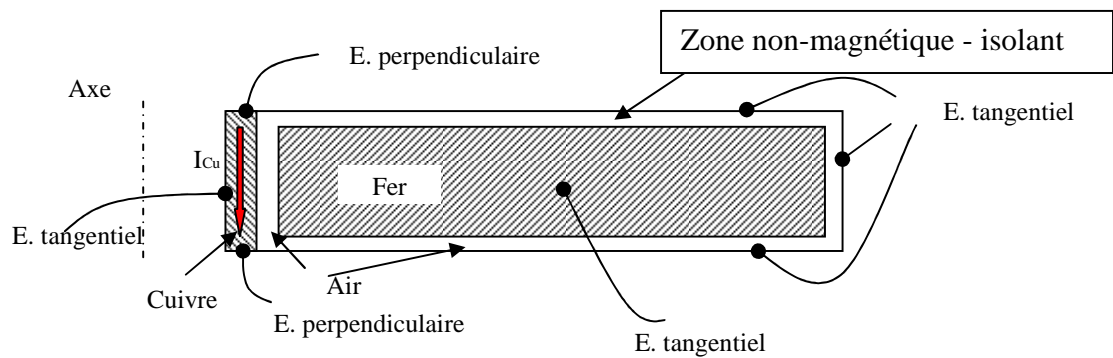


Figure 40. Section axiale du tore avec les conditions limite ; E – champ électrique

La figure 40 permet de voir que la tôle est entourée d'une région d'air, non magnétique et isolante. Cette région est nécessaire pour que les courants induits dans la tôle restent dans cette tôle et qu'on puisse imposer des conditions aux limites correctes.

Pour les calculs, nous avons utilisé deux types de formulations pour décrire les régions conductrices (Fer et Cuivre) :

- Formulation conducteurs solides dite « classique » avec des éléments volumiques
- Formulation conducteurs solides à impédance surfacique – modèle qui calcule de façon analytique (décroissance hyperbolique) les paramètres dans les éléments sur la surface des conducteurs ; cette formulation est adaptée à la haute fréquence car l'épaisseur de peau doit être négligeable devant les dimensions de la géométrie.

Le tableau suivant montre les différences entre les deux formulations :

Formulation	Conditions aux limites	maillage conducteur Cuivre	maillage conducteur Fer	maillage Air
volumique « classique »	selon figure 40	Eléments de volume	Eléments de volume	Eléments de volume
Impédance de surface	selon figure 40	Eléments de surface	Eléments de surface	Eléments de volume

Tableau 10. Caractéristiques des formulations Flux3D utilisées

Résultats de la formulation volumique « classique »:

La figure suivante montre la répartition de la densité de courant électrique dans le segment angulaire de tore et le maillage avec des éléments de volume.

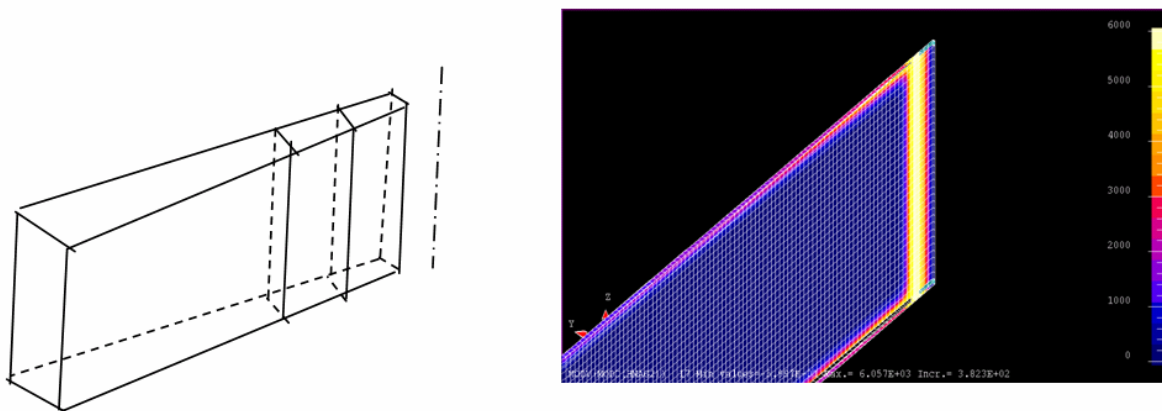


Figure 41. Densité de courant et maillage dans le segment angulaire étudié

Dans le tableau suivant, on a synthétisé les valeurs de l'énergie magnétique et de la puissance active de la simulation éléments finis :

Fréquence f[Hz]	10	100	1000	10 000	100 000	1 000 000
Energie magnétique Wmag[J]	3.66E-8	3.66E-8	3.276E-8	0.8362E-8	0.2536E-8	0.0851E-8
Puissance active Pind[W]	1.61E-8	1.61E-6	1.36E-4	10.2E-4	32.3E-4	100.7E-4

Tableau 11. Résultats de la formulation volumique – énergie magnétique et puissance active

En utilisant les relations ci-dessous, il est possible de calculer la résistance et l'inductance série équivalente de notre modèle simulé, et également déduire l'angle de l'impédance.

$$R_{s3D} = \frac{P_{Ind}}{I^2}$$

$$L_{s3D} = \frac{2.W_{mag}}{I^2}$$

$$\theta = \arctg\left(\frac{2.\pi.f.L_{s3D}}{R_{s3D}}\right)$$

L'évolution de l'angle de l'impédance en fonction de la fréquence est donnée par la figure ci-dessous.

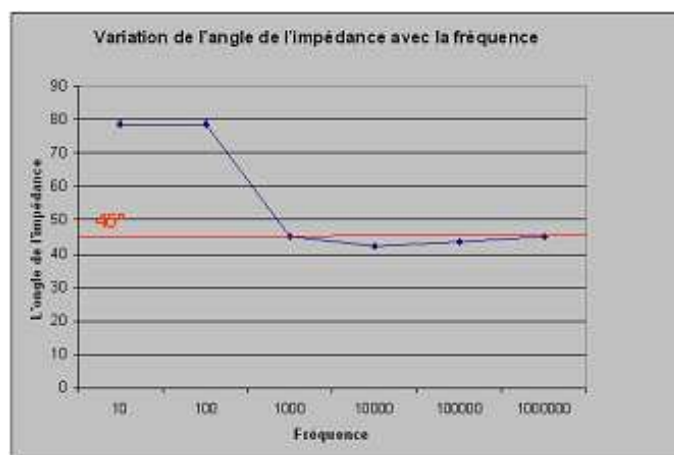


Figure 42. Variation de l'angle de l'impédance en fonction de la fréquence – la droite en rouge indique l'angle 45°

Les résultats de la formulation « impédance de surface »:

Il faut noter qu'avec cette formulation, les simulations ont été réalisées pour les fréquences 10kHz et 1MHz à cause des limitations du modèle qui impose que l'épaisseur de peau soit très inférieure aux dimensions.

Fréquence f[kHz]	10	100	1 000
Energie magnétique Wmag[J]	0.8476E-8	0.2561E-8	0.0851E-8
Puissance active Pind[W]	10.1E-4	32.1E-4	100.6E-4

Tableau 12. Résultats EF formulation impédance de surface

L'angle de l'impédance a été dans ce cas exactement de 45° , ce qui semble logique puisque la formulation reproduit exactement ce qui se passe dans le cas d'un effet de peau. Les résultats obtenus avec la formulation « classique » conducteurs solides (voir figure 42) évoluent autour de la valeur 45° dans cette plage de fréquence.

2.3. Validation du modèle numérique par le dispositif de mesure

Le dispositif de mesure a été présenté en début de chapitre. Il est connecté au même pont d'impédance que celui utilisé dans l'étude électrostatique. Ce pont permet de mesurer la résistance série R_s et l'inductance série L_s totale du dispositif, il donne également le module de l'impédance $|Z|$ et son angle θ . A partir des valeurs de L_s et R_s , nous pouvons calculer les pertes résistives (notées P_{mes}), l'énergie magnétique (notée W_{mes}) et l'angle d'impédance θ . Ces résultats seront comparés à ceux obtenus par le calcul numérique présenté dans les paragraphes précédents.

Mesures

Les paramètres de la mesure sont :

- Courant d'excitation constant 20mA (noté I_{ore} dans la suite)
- Spectre de fréquence 40Hz – 10MHz

Les résultats de mesure de la résistance série et de l'inductance série du dispositif sont présentées dans la figure 43. On peut voir que l'inductance (courbe rouge) baisse rapidement

dès les basses fréquences et tend vers une valeur limite qui représente l'inductance de fuite du bobinage du tore. La résistance d'une résistance faible en continu et augmente progressivement avec la fréquence.

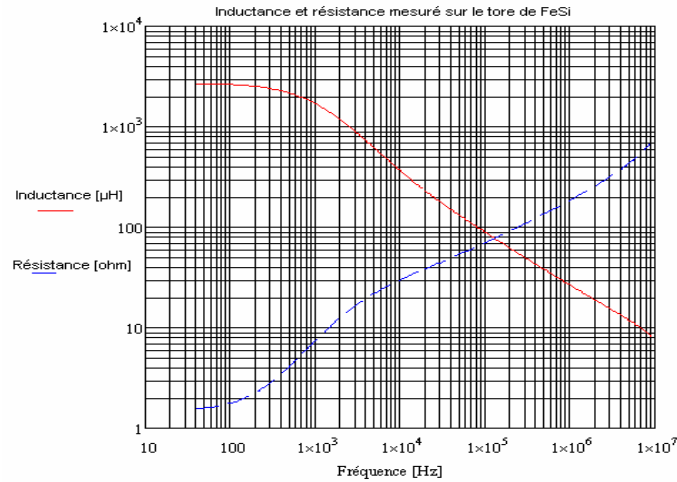


Figure 43. La variation de l'inductance série (rouge) et de la résistance série (bleu) en fonction de la fréquence

Les mesures sur le dispositif torique du module de l'impédance et de son angle, sont présentées par la figure 44. Le module de l'impédance augmente logiquement avec la fréquence, l'angle part d'une valeur faible et augmente rapidement tant que l'inductance reste importante. Cet angle diminue ensuite du fait de la décroissance de l'inductance et aurait du se stabiliser autour de 45° s'il n'y avait pas d'inductance de fuite ; mais ce n'est pas strictement notre cas. La valeur de l'angle évolue entre 40° et 43° sur une plage de fréquence entre 100kHz et 2MHz, ce qui confirme bien un effet de peau.

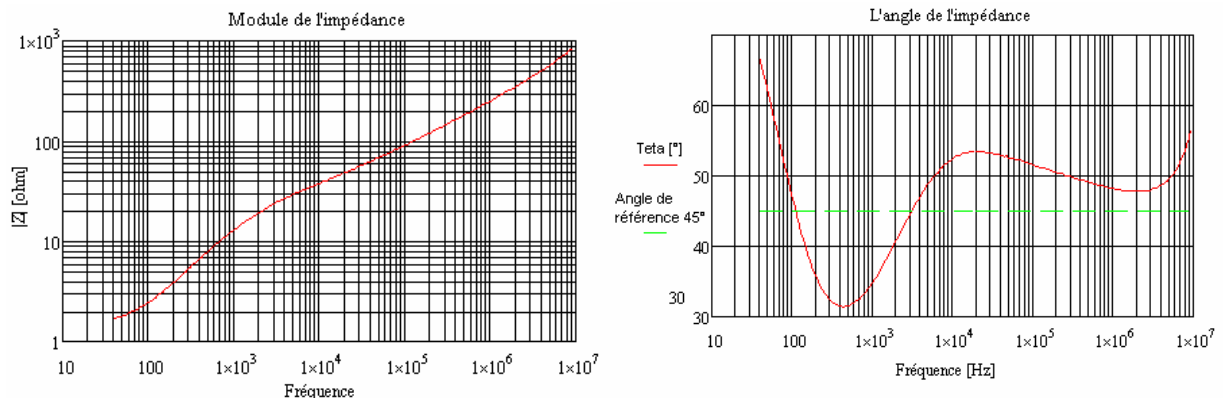


Figure 44. La variation de l'impédance (gauche) et de la phase de l'impédance (droite) en fonction de la fréquence

Traitement des mesures

A partir de la résistance série R_s et l'inductance série L_s , on peut déduire l'énergie magnétique et les différentes puissances actives et réactives en fonction de la fréquence en utilisant les relations suivantes :

$$W_{mes} = \frac{1}{2} L_{mes} \cdot I_{tore}^2$$

$$P_{mes} = R_{mes} \cdot I_{tore}^2$$

$$Q_{mes} = \omega \cdot L_{mes} \cdot I_{tore}^2$$

La figure ci-dessous donne les puissances actives et réactives obtenues. On observe que la puissance active et la puissance réactive ont des valeurs similaires à partir de 1kHz, ce qui appuie bien l'idée que nous sommes en présence d'un effet de peau. De plus, la croissance est bien d'ordre $\frac{1}{2}$ par rapport à la fréquence.

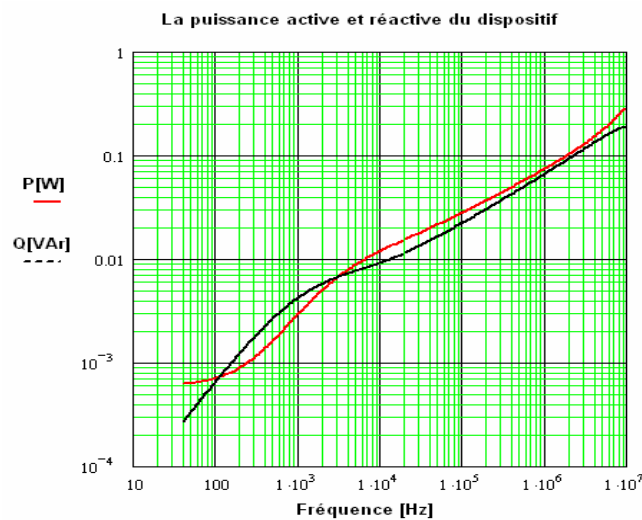


Figure 45. La variation de la puissance active P_{mes} [W] et réactive Q_{mes} [Var] en fonction de la fréquence (valeurs mesurées sur pont d'impédance)

Influence de la polarisation et de la démagnétisation :

Il est connu que la valeur de la perméabilité μ_r d'un matériau peut varier en fonction de la valeur de l'induction à laquelle il est soumis ou a été soumis. Cette partie va permettre de le vérifier et servira aussi de validation pour les résultats précédents.

Dans la cette deuxième mesure, on veut mesurer la perméabilité HF de la tôle lorsqu'elle est soumise à des niveaux d'induction comparables à ceux qui peuvent exister dans les moteurs. Nous allons ici mesurer la perméabilité relative en fonction de la fréquence autour de quatre niveaux d'induction : 0.5T, 0.75T, 1T et 1.5T.

Pour cela, un deuxième bobinage a été réalisé et superposé au premier. Ce nouveau bobinage a été dimensionné pour pouvoir supporter continuellement le courant nécessaire pour la plus grande polarisation. Les valeurs d'ampère-tours qui correspondent à ces valeurs d'induction ont été déduites de caractéristiques B(H) à 100Hz fournies par le constructeur. Les niveaux des valeurs de polarisation sont donc très approximatifs mais cela n'est pas important car nous recherchons seulement à voir la sensibilité à ce phénomène. Les valeurs prises en compte sont les suivantes :

- $H=80\text{A/m}$; $J=0.5\text{T}$ soit $I_{\text{continu}} = 0.507\text{A}$
- $H=100\text{A/m}$; $J=0.75\text{T}$ soit $I_{\text{continu}} = 0.63\text{A}$
- $H=150\text{A/m}$; $J=1.0\text{T}$ soit $I_{\text{continu}} = 0.95\text{A}$
- $H=1500\text{A/m}$; $J=1.5\text{T}$ soit $I_{\text{continu}} = 9.5\text{A}$

Avec H le champ magnétique, J l'induction et I_{continu} le courant continu imposé.

Les quatre mesures ont été consécutives et ont été faites en augmentant I_{continu} de zéro jusqu'à 9.5A. Ce courant a été maintenu au cours des mesures pour ne pas introduire des erreurs à cause du phénomène de polarisation rémanente.

Les mesures ont été faites sur le même pont d'impédance et avec le même domaine de fréquence : 40Hz à 10MHz. Dans le graphe suivant, on a les valeurs des perméabilités relatives calculées pour les 4 points de polarisation décrits auparavant. Pour faire une comparaison avec les résultats obtenus lors de la première mesure, on l'a refait en mettant un courant de polarisation nul (la courbe $J=0\text{T}$).

On observe dans la figure 46 que pour chaque valeur de d'induction, on obtient une courbe différente pour la perméabilité en fonction de la fréquence. La polarisation a beaucoup d'influence sur les valeurs de perméabilité à basses fréquences. A hautes fréquences (>100kHz), les courbes ont l'air de tendre vers des valeurs limites, donc peu influencées par la polarisation. Ce phénomène s'explique par la prédominance des courants induits.

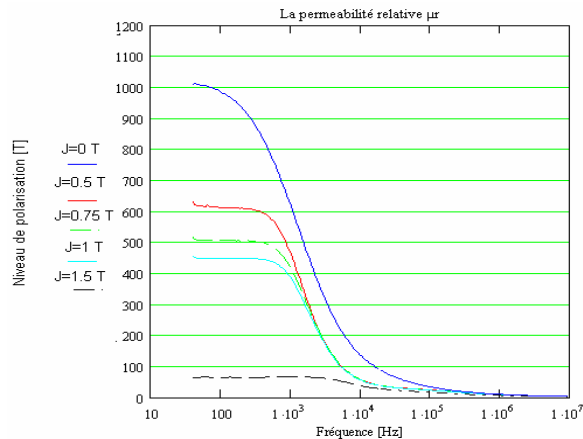


Figure 46. Perméabilité relative moyenne du tore en fonction de la fréquence pour différentes polarisations

Pour illustrer un problème important dans ces mesures magnétiques, on a refait le premier essai sans polarisation après les mesures à haute induction, mais sans démagnétiser le tore. La démagnétisation du tore se fait en alimentant le bobinage secondaire (de courant continu) avec une source de courant alternatif. L'intensité de ce courant doit être au départ la plus élevée possible, dans notre cas nous avons utilisé un courant efficace de 5A et doit décroître ensuite vers zéro lentement et le plus finement possible.

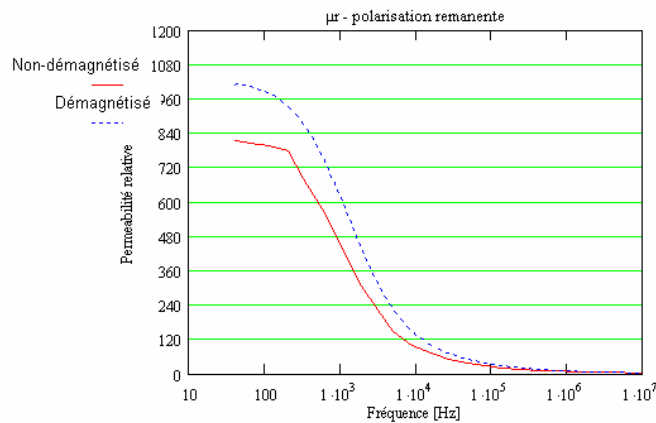


Figure 47. La variation de la perméabilité relative mesurée sur le tore essais avec le tore démagnétisé (pointillé bleu) et le tore non-démagnétisé (continu rouge)

Nous constatons qu'il existe une différence importante entre des deux mesures sans polarisation. On observe que la polarisation rémanente a une influence, elle fait baisser la valeur du μ_r de 20% à 40% selon la fréquence.

Corrélation des résultats de mesure et de simulation numérique

Les résultats des simulations numériques sur le segment angulaire du tore et ceux obtenus lors de la mesure du dispositif ne sont pas directement comparables pour plusieurs raisons : le volume de fer est différent et l'excitation est différente. Il est donc nécessaire de calculer un coefficient de corrélation entre les résultats. Les paramètres qui diffèrent sont explicités par le tableau suivant :

	Calculs numériques	Mesures
Nombre des tôles	1	12
Angle considéré	0.1°	360°
Nombre de spires	1	69

Tableau 13. Comparaison des modèles

On a choisi comme référence les conditions du calcul numérique. Les mesures vont donc être ramenées à ces conditions. On peut exprimer la corrélation par les relations suivantes :

$$W_{mes_equi} = \alpha.W_{mes}$$

$$P_{mes_equi} = \alpha.P_{mes}$$

où W_{mes_equi} et P_{mes_equi} sont respectivement l'énergie magnétique et pertes mesurées équivalentes aux conditions du calcul numérique. α est le coefficient de corrélation.

Pour obtenir le coefficient α , il faut considérer deux correspondances : volume du fer et courant d'excitation.

Pour le fer, on définit un coefficient angulaire k égal au rapport des secteurs angulaires considérées, tel que :

$$k = \frac{0.1}{360} = \frac{1}{3600}$$

Cette correspondance fait également intervenir le nombre de tôles noté No . Au final, il faut considérer un coefficient « k/No » pour tenir compte du volume de fer considéré. La figure 48 illustre cette correspondance entre mesures et calculs au niveau du fer.

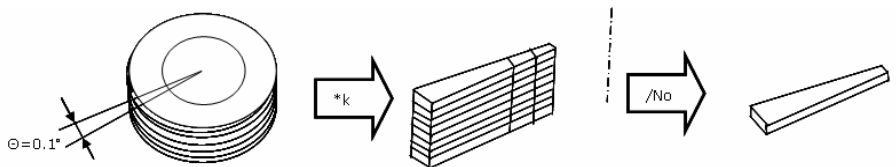


Figure 48. Correspondance au niveau fer entre mesures et calculs numériques

La deuxième correspondance fait intervenir la source d'excitation. Il faut rappeler que l'énergie magnétique et la puissance active sont proportionnelles au carré du courant

d'excitation. De ce fait, l'énergie mesurée doit par le carré du coefficient « k » et multiplié par le nombre de spires du tore N_s . La figure 49 donne la corrélation eu niveau des excitations entre mesures et calculs.

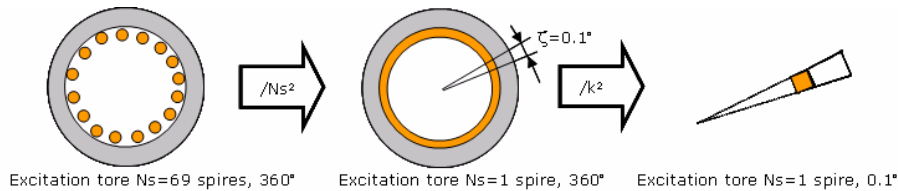


Figure 49. Correspondance au niveau de l'excitation entre mesures et calculs

Finalement, le coefficient de corrélation entre les mesures et le modèle numérique 3D est le suivant :

$$\alpha = k \cdot \frac{1}{N_o} \cdot \frac{1}{N_s^2 \cdot k^2} \Rightarrow \alpha = \frac{1}{k \cdot N_o \cdot N_s^2}$$

Dans notre cas, avec les grandeurs propres à la simulation α vaut 0.063.

La figure 50 donne la comparaison de l'énergie magnétique entre mesures et calculs numériques 3D. On observe que la pente de la courbe mesurée est supérieure à 10dB/décade à cause de la présence de l'air autour du tore mesuré. Ceci est un facteur qui n'a pas été pris en compte dans les simulations ; ce qui explique aussi la différence entre les mesures et les simulations en basse fréquence (jusqu'à 400Hz).

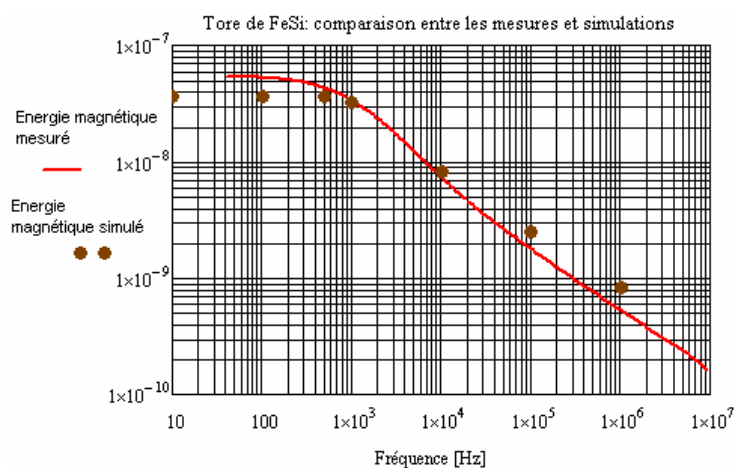


Figure 50. La variation de l'énergie magnétique : comparaison mesures et calculs numériques 3D

La figure 51 donne la comparaison des pertes résistives entre mesures et calculs numériques 3D. On peut noter que lors des mesures, la puissance active comprend à la fois les pertes dans le fer et les pertes dans le cuivre. Ces dernières ne sont pas négligeables à basse fréquence devant celles dissipées dans le fer ; elles doivent être soustraites de la mesure. La méthode employée consiste à retirer le terme « $R_{DC}.I_{\text{tore}}^2$ » de tous les résultats. Avec R_{DC} la résistance continue du bobinage. Certes, à haute fréquence, la résistance n'est plus égale à la valeur en continu, mais comme le terme est négligeable devant les pertes fer, on accepte cette erreur. Les pertes représentées dans la figure 51 ne tiennent donc compte que des pertes dans le fer.

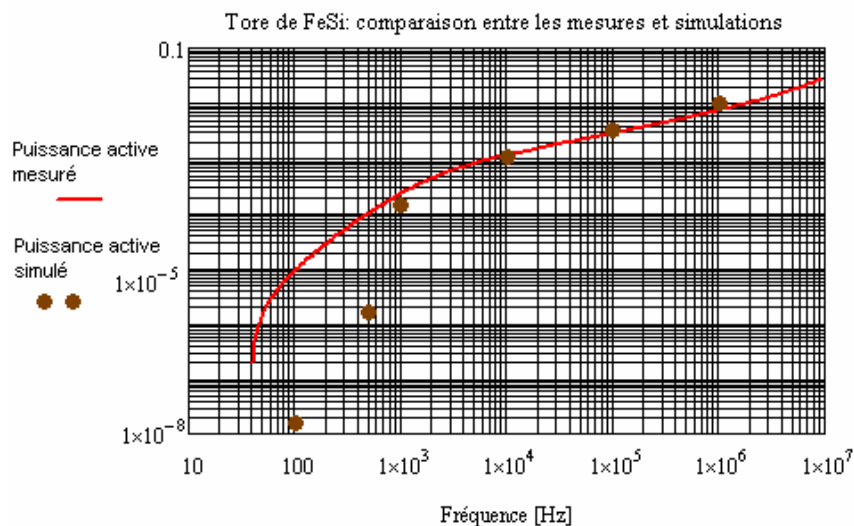


Figure 51. La variation des pertes résistives : comparaison mesures et calculs numériques 3D

On observe que les différences entre les pertes simulées et mesurées sont faibles. Les erreurs qui peuvent affecter cette comparaison sont les suivantes :

Concernant la mesure :

- La forme d'onde du pont d'impédance: les pertes mesurées dans un matériau magnétique augmentent si la forme d'onde n'est pas sinusoïdale [Hoang 95]. Dans notre cas, nous avons vérifié que la forme d'onde était bien sinusoïdale ; nous pouvons donc exclure ce type d'erreur.
- Une très faible erreur sur le terme des pertes Joule (résistance continue) peut facilement expliquer la différence des pertes à basses fréquences. La différence n'est donc pas pertinente.

Concernant le calcul numérique élément finis :

- Le calcul élément finis ne tient compte que des pertes par courants de Foucault. Les pertes par hystérésis et traînage magnétique ne sont pas prises en compte. Si elles étaient prises en compte, la valeur des pertes dans la simulation serait plus importante.

3. Chemin de propagation des courants de palier dans une maquette de moteur

Le chemin de propagation des courants de fuite dans les moteurs a été vu dans le premier chapitre. Les essais d'identification des chemins des courants de circulation décrits par Muetze [Muetze 04] ont mis en évidence les difficultés associées avec ce type d'essai sur de gros moteurs : le fer statorique n'a pas une symétrie axiale, il y a des trous de refroidissement dans le paquet des tôles. De plus, sur certains moteurs, il n'y a pas de court-circuit général à l'extérieur des tôles avec une symétrie axiale, mais des zones de contact localisées comme l'exemple de la figure suivante :

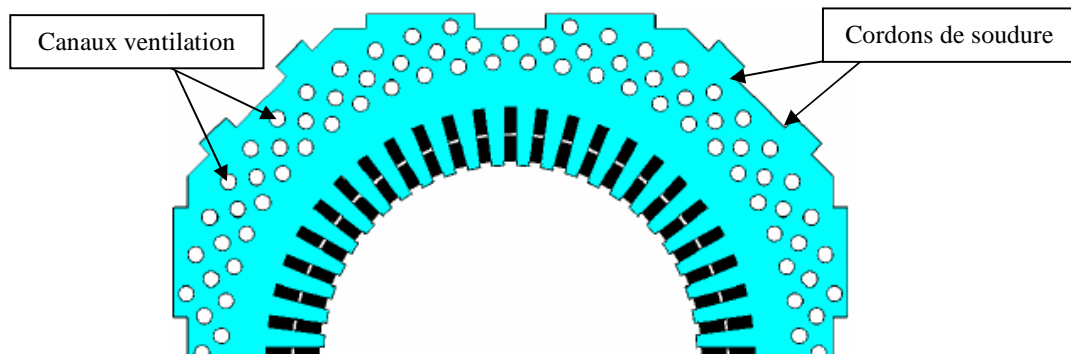


Figure 52. Exemple coupe radiale de fer statorique, la carcasse extérieure non symétrique

3.1. Présentation de la maquette d'étude

La complexité d'un moteur réel ne permet donc pas de vérifier la validité du modèle simplifié de propagation des courants présenté précédemment. Nous avons donc opté pour la réalisation d'une maquette dans laquelle on ne retrouve que les phénomènes électromagnétiques

principaux et pas les éléments perturbateurs qui rompent la symétrie axiale. La maquette (figure 53) ne contient pas de roulements, car leur présence amène des incertitudes en ce qui concerne les paramètres électriques de la machine. Un flasque est soudé à l'arbre et l'autre flasque est troué pour permettre soit de mesurer la tension de palier, soit de réaliser un court-circuit et d'insérer une sonde de courant. Le feuillard de cuivre simule l'ensemble du bobinage réparti de façon homogène sur toute la surface interne des tôles. L'isolant placé entre ce feuillard et les tôles définit la valeur de la capacité répartie entre bobinage et stator.

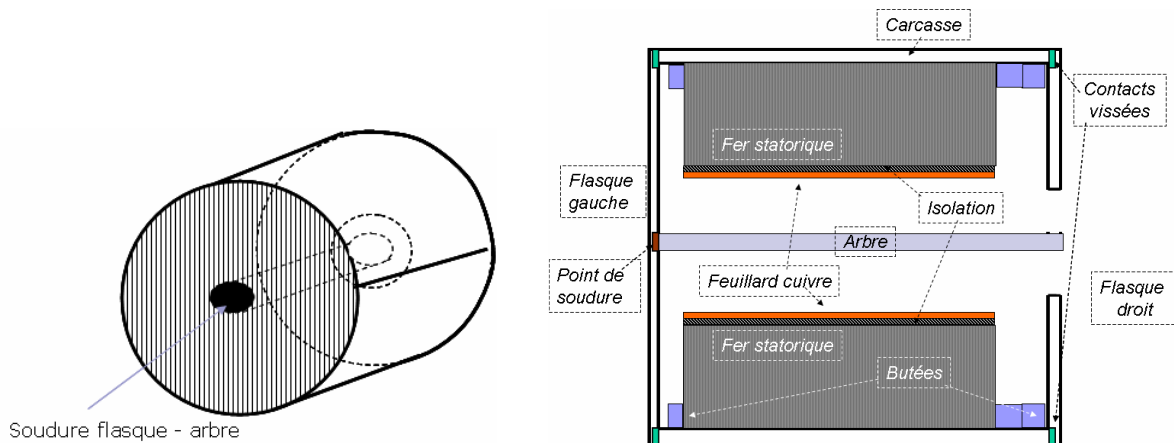


Figure 53. Vue extérieure et section axiale de la maquette

Géométrie

Les dimensions des composants utilisés sont :

- Tôles : diamètre intérieur 100 mm, diamètre extérieur 175 mm
- Cuivre : épaisseur 0.5 mm
- Isolant cuivre/fer : épaisseur 0.5 mm
- Arbre : diamètre 30mm
- Cylindre extérieur : diamètre extérieur 200 mm, diamètre intérieur 175 mm, longueur 120 mm
- Flasque gauche (soudé avec l'arbre) : diamètre extérieur 200 mm, épaisseur 15 mm, longueur totale avec arbre 150 mm
- Flasque droit : diamètre extérieur 200 mm, diamètre intérieur 70 mm, épaisseur 15 mm
- Butées : 2 avec épaisseur 16 mm

Matériaux

La maquette utilise trois nuances d'acier avec des conductivités et perméabilités différentes. Les valeurs de perméabilités disponibles pour ces aciers sont pour une induction de 1 Tesla ce qui ne correspond à notre utilisation. Les caractéristiques de chaque matériau ont donc dû être mesurées en utilisant des circuits magnétiques toriques usinés dans ces matériaux. Une comparaison entre les grandeurs « constructeur » et les grandeurs, mesurées pour ces trois aciers sont dans le tableau suivant :

	Cylindre extérieur Acier « 20MV6 »	Arbre et flasques Acier « XC18 »	Paquet de tôles Fer silicium
Données constructeur pour $B \sim 0.5T$	– $\mu_r = 750$	$\rho = 1.58E-7 \Omega.m$ $\mu_r = 750$	$\rho = 5E-7 \Omega.m$ $\mu_r = 1000$
Données caractérisation pour $B \sim 20mT$	$\rho = 6.3E-7 \Omega.m$ $\mu_r = 50$	$\rho = 6.3E-7 \Omega.m$ $\mu_r = 100$	$\rho = 5E-7 \Omega.m$ $\mu_r = 980$

Tableau 14. Synthèse des valeurs pour la perméabilité relative et la résistivité déduites par mesure et comparaison valeurs constructeur

On observe que les valeurs mesurées sont assez éloignées des valeurs « données constructeurs » pour les aciers « 20MV6 » et « XC18 » dans le cas de la perméabilité relative, par contre dans le cas du matériau des tôles, les mesures confirment les données constructeur.

3.2. Modèle de circulation des courants dans la maquette

La théorie mise en place pour le calcul des courants de palier, nous permet de dire que si on excite en tension par rapport à la masse le feuillard de cuivre, le courant capacitif qui s'écoule au fil de masse, va induire un flux circonférentiel dans le stator de la maquette, qui à son tour introduit une tension au niveau du palier fictif (trou de droite). Si on ferme la boucle par un fil de liaison entre le flasque droit et l'arbre, un courant va se développer et suivre le chemin en rouge dans la figure suivante (figure 54). Pour une bonne compréhension, seulement 7 tôles ont été représentées.

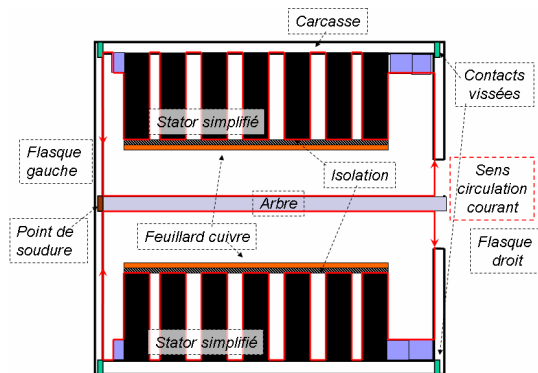


Figure 54. Modèle de circulation du courant dans la maquette de moteur

La plage de fréquence pour laquelle nous essayons de modéliser le comportement HF débute à 10kHz. A cette fréquence, l'épaisseur de peau dans le fer est d'environ 0.1mm, donc le courant ne peut que circuler à la surface des tôles et de la carcasse. Avec la montée en fréquence l'épaisseur de peau diminue, ce qui renforce cette hypothèse.

La validation du modèle mathématique proposée se basera sur deux aspects :

- mesure de l'impédance de la maquette entre le flasque droit et l'arbre pour s'assurer que le courant suit bien le chemin prévu et que la formulation est exacte.
- évaluation du rapport entre le courant qui est injecté via le feuillard de cuivre et le courant de circulation mesuré sur les résistances qui font la liaison entre le flasque droit et l'arbre.

3.3. Validation du modèle d'impédance de la maquette

Calcul analytique de l'impédance

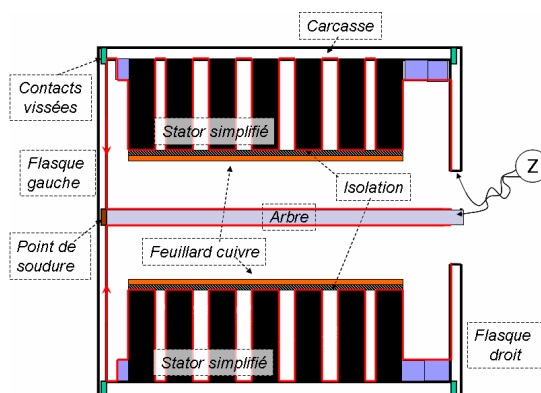


Figure 55. Représentation de la mesure d'impédance de la maquette entre le flasque droit et l'arbre

Dans cette partie, on s'intéresse à l'impédance entre le flasque droit de la maquette et l'arbre. Le chemin parcouru par le courant doit suivre la surface des parties métalliques, à savoir la surface du flasque droit (fl_D), puis la surface de chaque tôle ($tôle$), et finalement la surface du flasque gauche (fl_G) et celle de l'arbre (arb).

La mesure d'impédance est représentée du point de vue électrique par une mise en série d'impédances, comme exprimé dans l'équation suivante :

$$Z_{arb_fl} = Z_{fl_D} + Z_{fe} + Z_{fl_G} + Z_{arb} + Z_{air}$$

où :

$$Z_{fl_D} = (1+i)2\pi f \cdot L_{fl_D}$$

$$Z_{fe} = 2 \cdot N_{fe} \cdot Z_{tôle} \text{ avec } Z_{tôle} = (1+i)2\pi f \cdot L_{tôle}$$

$$Z_{fl_G} = (1+i)2\pi f \cdot L_{fl_G}$$

$$Z_{arb} = (1+i)2\pi f \cdot L_{arb}$$

$$Z_{air} = i \cdot 2\pi f \cdot L_{air}$$

Les impédances et les inductances mises en jeu pour chaque surface utilisent les notations entre parenthèses précédentes. N_{fe} représente le nombre de tôles. Le facteur 2 dans Z_{fe} est introduit pour tenir compte des deux faces (aller et retour).

Pour les surfaces d'une tôle (fe), flasque droit (fl_D) et flasque gauche (fl_G), on définit l'inductance générique :

$$L_{composant}(f) = \frac{\mu_{composant} \cdot \delta_{composant}(f)}{4\pi} \times \ln\left(\frac{d_{ext}}{d_{int}}\right) \text{ avec } \delta(f) = \sqrt{\frac{1}{\sigma \cdot \pi \cdot f \cdot \mu}}$$

$\mu_{composant}$: la perméabilité de chaque composant, $\delta_{composant}(f)$ l'épaisseur de peau fonction de la fréquence. d_{ext} et d_{int} sont respectivement diamètre extérieur et intérieur du composant.

Pour l'arbre, l'inductance s'écrit :

$$L_{arb}(f) = \frac{\mu_{arb} \cdot \delta_{arb}(f)}{2\pi} \cdot \frac{l_{arbre}}{d_{arb}}$$

avec $\delta_{arb}(f)$ épaisseur de peau pour l'arbre calculée de la même manière que $\delta_{composant}(f)$. l_{arbre} la longueur de l'arbre et d_{arb} son diamètre.

L'inductance de l'air a été calculée avec la formule suivante, où « i » représente les trois zones de la maquette où l'air forme un anneau de diamètres constants :

- zone 1 : flasque droit – paquet de tôles et arbre
- zone 2 : entre arbre et le paquet de tôles
- zone 3 ; entre arbre et paquet de tôles – flasque gauche

$$L_{air} = \sum_{i=1}^3 Long_{air}^i \cdot \frac{\mu_0}{2\pi} \cdot \ln\left(\frac{d_{ext}^i}{d_{int}^i}\right)$$

où $Long_{air}$ hauteur du cylindre d'air avec diamètre extérieur d_{ext} et diamètre intérieur d_{int} .

Mesures

La méthodologie de mesure sur la maquette :

- Pour la mesure on a utilisé un pont d'impédance HP/Agilent et un spectre de fréquence de 40Hz à 110MHz avec une discrétisation de 500 points de mesure sur le spectre
- La calibration du pont d'impédance a été faite pour compenser les câbles de liaison avec la maquette
- La mesure a été faite avec un courant d'excitation du pont HP constant à 20mA
- Une couche d'isolant est introduite entre l'extérieur du fer statorique et la carcasse pour « forcer » le courant de passer par le paquet de tôles, et non par la carcasse
- La maquette est fixée sur un matériau isolant pour diminuer les interférences électromagnétiques avec l'environnement
- Les câbles de liaison ont été vissés sur la maquette
- La mesure a été faite alors entre l'arbre de la machine et le flasque droit ; la liaison entre le pont et le flasque droit a été distribuée en 4 points, comme explicité dans le schéma simplifié ci-dessous :

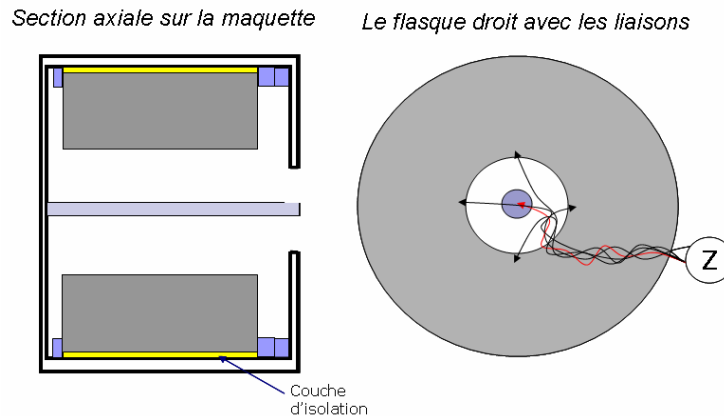


Figure 56. Schéma des points de mesure sur la maquette

On a mesuré la variation du module de l'impédance et de son angle en fonction de la fréquence. Pour ces grandeurs, la comparaison entre les mesures et le modèle (écoulement de courant en surface) est donnée par la figure 57.

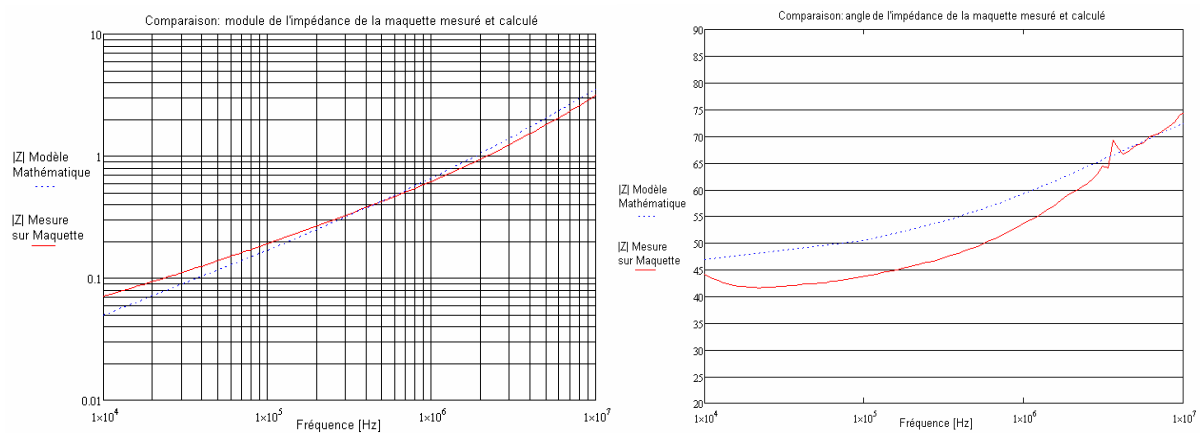


Figure 57. Comparaison entre les résultats obtenus par le modèle H.F. de la maquette et la mesure d'impédance arbre – flasque droit

On observe sur les courbes que les résultats du modèle sont proches des mesures pour le module de l'impédance. Ce résultat confirme le fait que le courant s'écoule sur la surface des tôles et non pas en surface de la carcasse de la maquette. On se satisfera de ce modèle compte tenu de son utilisation ultérieure.

3.4. Modèle inductif HF d'écoulement du courant dans la maquette

Le circuit électrique qui représente le phénomène inductif pour le cas de la maquette est dans la figure suivante. L'inductance L_{non-fe} et la résistance R_{non-fe} représentent les contributions inductives et résistives de toutes les parties métalliques de la maquette sauf le paquet de tôles. La résistance $R_{contact}$ représente le groupe de 4 résistances qui font la liaison entre le flasque droit et l'arbre de la maquette (voir par la suite dans la partie « mesures »).

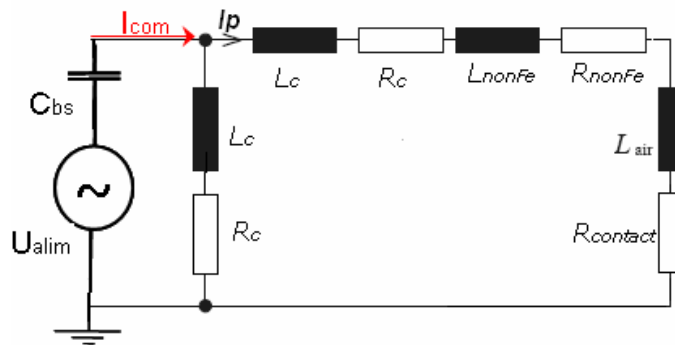


Figure 58. Le circuit électrique représentatif pour l'écoulement du courant dans la maquette

Du point de vue mathématique, ce modèle donne comme résultat le rapport entre le courant d'entrée (I_{com}) et le courant de circulation (I_p). On note que ce schéma diffère de celui proposé dans [Muetze 04b] (voir chapitre 1), par une nouvelle répartition des résistances de couplage R_c . On prend ainsi en compte le pont diviseur résistif qui existe naturellement dans cette structure.

On injecte un courant (I_{com}) en appliquant une tension sur le feuillard par rapport à la masse. Ce courant passe dans la tôle via la capacité répartie bobinage-stator (équivalent C_{bs} pour un moteur) et s'écoule à la surface des tôles vers le point de masse. Comme nous l'avons vu, ce courant engendre un flux circonférentiel qui induit soit une tension à l'extrémité de l'arbre, soit un courant (I_p) si l'arbre est relié au flasque par un fil. Dans ce dernier cas, on peut faire apparaître le terme de couplage inductif qui est le rapport des courants I_{com} et I_p .

Si on considère le nombre de tôles N_{fe} , le diamètre intérieur et extérieur du fer du stator respectivement des et dis, on rappelle l'inductance d'une tôle pour les deux faces (aller-retour : facteur 2) :

$$L_{tôle} = \frac{\mu \cdot \delta}{4\pi} \ln\left(\frac{d_{se}}{d_{si}}\right) \cdot 2$$

L'inductance du paquet de tôles L_{Fe} s'exprime alors :

$$L_{Fe} = L_{tôle} \cdot Nfe = \frac{\mu \cdot \delta}{2\pi} \cdot \ln\left(\frac{dse}{dsi}\right) Nfe$$

La résistance R_{Fe} se déduit l'inductance par la relation :

$$R_{Fe} = 2\pi f \cdot L_{Fe}$$

A partir de la relation du flux, le couplage entre le circuit du courant d'excitation I_{com} et du courant de circulation I_p est donné par l'expression de l'inductance de couplage L_C :

$$L_C = \frac{\mu \cdot \delta}{4\pi} \cdot \ln\left(\frac{dse}{dsi}\right) \cdot Nfe$$

On observe que l'inductance de couplage L_C est la moitié de l'inductance du fer L_{Fe} .

Les valeurs des impédances obtenues avec le modèle en fonction de la fréquence sont synthétisées par la figure suivante.

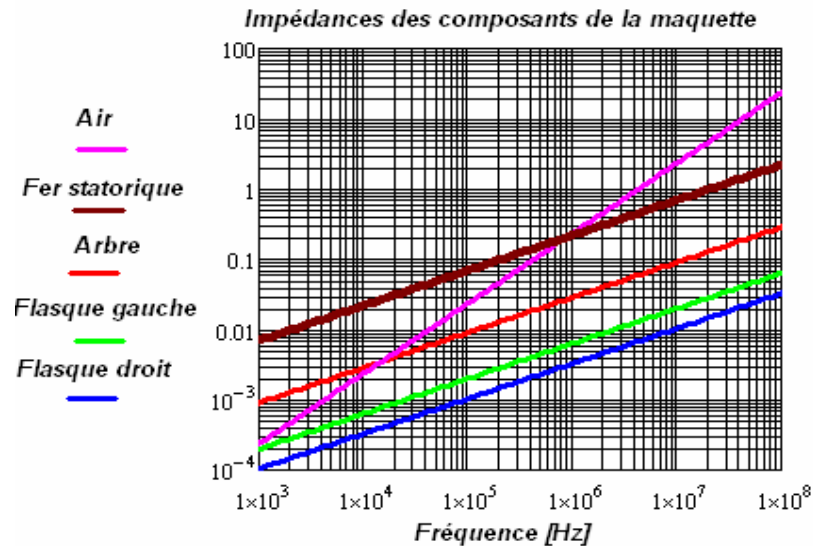


Figure 59. Variation de l'impédance avec la fréquence des différents composants de la maquette

Le tableau suivant montre les valeurs des diverses impédances à 1MHz, ainsi que leur évolution avec la fréquence :

	Flasque droit	Flasque gauche	Arbre	Air	Fer /2
Impédance à 1MHz [Ω]	0.0031	0.0062	0.0295	0.2191	0.2301
Evolution avec la fréquence	$f^{1/2}$	$f^{1/2}$	$f^{1/2}$	f	$f^{1/2}$

Tableau 15. Valeurs de l'impédance des différents composants de la maquette à 1MHz et leur évolution avec la fréquence

La résistance de contact entre l'arbre et le flasque a une valeur constante en fonction de la fréquence $R_{contact} = 0.25\Omega$

A partir du schéma électrique de la figure 58, on peut déduire le rapport entre les amplitudes des deux courants I_p et I_{com} :

$$\left| \frac{I_p}{I_{com}} \right| = \left| \frac{R_C + j\omega L_C}{(2 \cdot R_C + 2 \cdot j2\pi f \cdot L_C) + (R_{non-fe} + j2\pi f \cdot L_{non-fe}) + j2\pi f \cdot L_{air} + R_{contact}} \right|$$

L'évolution de ce rapport pour des fréquences comprises entre 10 kHz et 10 MHz est montrée dans la figure suivante.

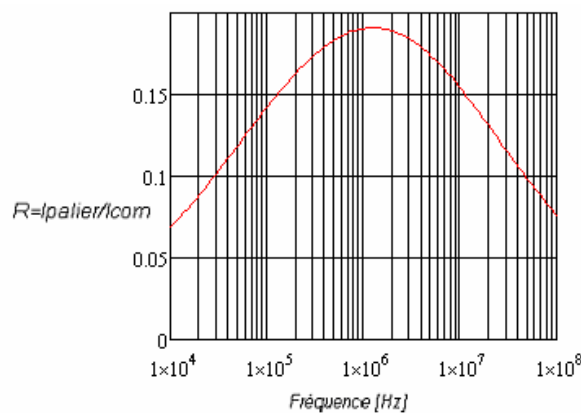


Figure 60. La valeur du rapport I_p/I_{com} entre 100kHz et 100MHz

Observations sur les résultats du modèle :

- les impédances des butées et des flasques ne dépassent pas 2% de l'impédance totale.
- l'impédance du fer est prédominante, mais celle de l'air est de plus en plus importante au fur et à mesure de la montée en fréquence.
- le rapport entre le courant d'alimentation et le courant de circulation est moins importante jusqu'au MHz. La cause principale est qu'en basse fréquence c'est la résistance de contact entre le flasque droit et l'arbre (sur lesquels on fait les mesures) qui donne la valeur du rapport. En très haute fréquence c'est l'inductance de l'air qui impose une valeur petite du rapport.
- Il a été observé [Muetze 02b] que pour des moteurs très différents du point de vue taille, ce rapport varie peu, car par construction, il y a toujours un rapport volumique similaire entre l'air et le fer dans la machine ; cependant en ce qui

concerne la maquette la valeur de l'impédance correspondante à l'arbre et flasques n'est pas négligeable à cause de sa taille, et le fait de ne pas avoir un rotor sur l'arbre augmente le volume de l'air par rapport au volume de la maquette.

- Un modèle qui considère un chemin d'écoulement du courant qui court-circuite le paquet de tôles par l'extérieur, du point de vue mathématique fait diminuer l'inductance du fer par le nombre de tôles ; par ailleurs l'inductance du fer devient négligeable devant l'inductance de l'air – le rapport tend vers zéro.

Mesures pour valider le courant de palier I_p le rapport I_p/I_{com}

Pour réaliser cette validation, on adopte le schéma de mesure donné par la figure 61.

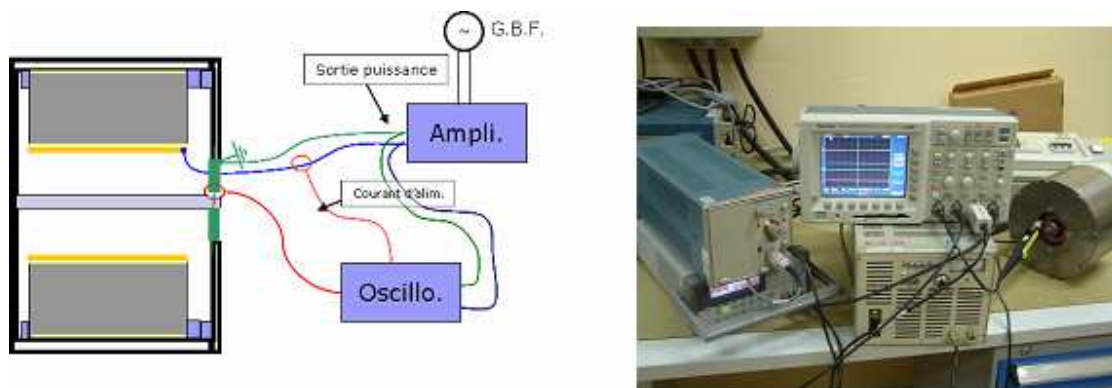


Figure 61. Schéma de la mesure sur la maquette avec excitation sinusoïdale et photo du dispositif

Pour le schéma de mesure, on peut préciser les éléments suivants :

- le générateur de fonction (sinusoïdale, fréquence 100kHz et 20MHz) alimente un amplificateur avec un signal de haute fréquence et faible puissance. On utilise un connecteur en « T » avec une voie qui alimente la maquette entre le feuillard de cuivre et la carcasse, la deuxième voie est utilisée pour la mesure de tension d'alimentation.
- le courant de circulation est prélevé entre l'arbre et la carcasse comme indiqué par la figure 62. En effet, le courant est mesuré sur une des 4 résistances, la valeur totale étant obtenue en multipliant la mesure par 4. Les résistances sont

non inductives : impédance de 1 ohm à 0° jusqu'à 10MHz.

- le courant d'alimentation est obtenu par une sonde de courant
- tous les câbles de liaison sont des coaxiaux pour éviter des interférences électromagnétiques

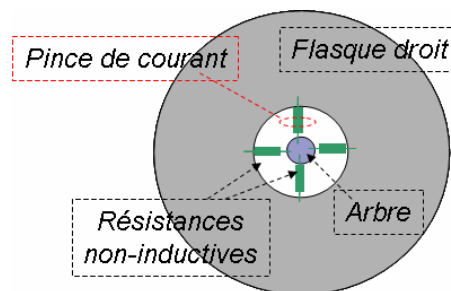


Figure 62. La connexion entre l'arbre et le flasque par des résistances, et la position de la sonde de courant

Pour valider le nouveau schéma électrique proposé dans le paragraphe précédent (Fig. 62), on se place dans le cas où la boucle est ouverte (par exemple avec des paliers isolés) et on va mesurer la tension d'arbre.

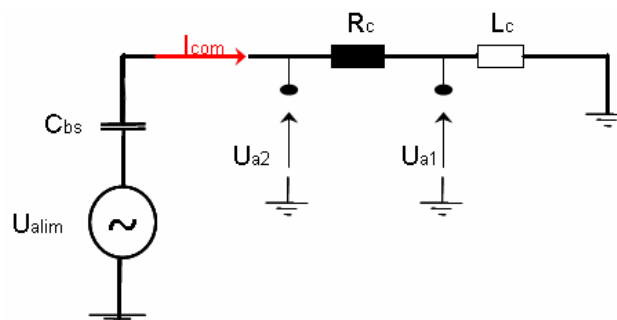


Figure 63. Modèle de calcul du courant I_{com} pour la maquette

La différence entre le modèle qu'on propose et celui de Muetze est la répartition du composant résistif R_c . La figure 63, illustre la différence entre les deux modèles. Sur cette base, notre démarche de validation est la suivante :

- Le calcul de la tension U_{a2} représente le modèle proposé, le calcul de la tension U_{a1} représente l'application du modèle présenté dans la littérature sur la maquette.
- La mesure de la tension entre l'arbre et le flasque droit avec une excitation de la maquette par le feuillard de cuivre.

- Comparaison des tensions $Ua1$ et $Ua2$ avec la tension d'arbre mesurée

On observe dans la figure suivante que du point de vue du module de la tension d'arbre, les deux modèles concordent avec la mesure, mais au niveau de l'angle de la tension le modèle qu'on propose est plus précis.

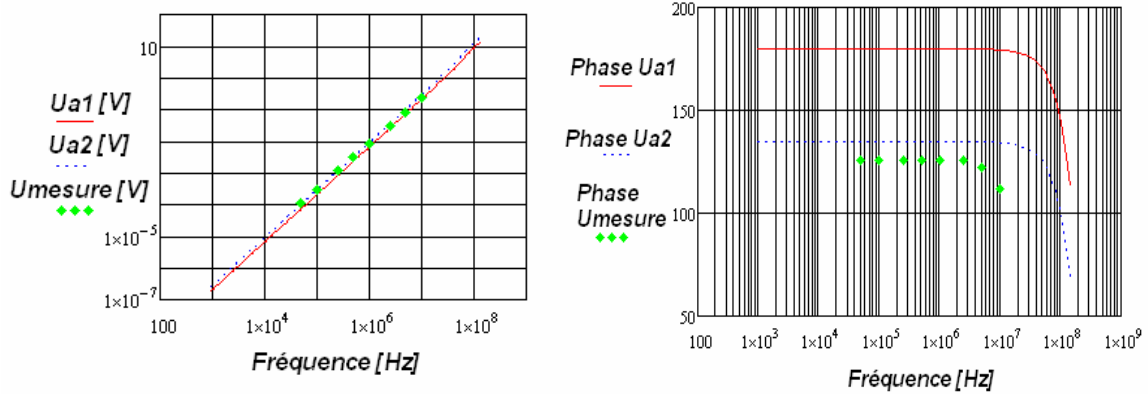


Figure 64. Comparaison mesure et modèles de calcul de la tension d'arbre

La figure 65 donne, pour le module et l'angle, une comparaison entre du courant de palier obtenu par calcul et celui mesuré.

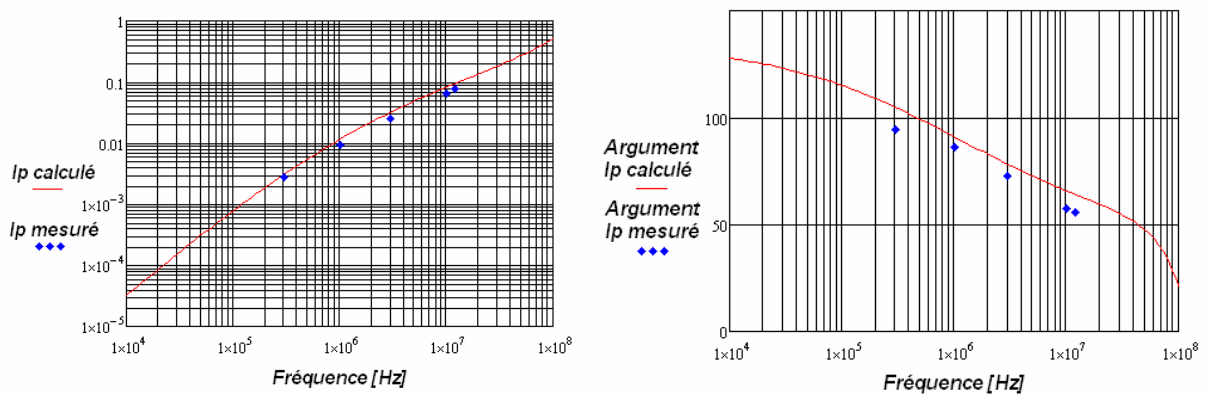


Figure 65. Module et argument du courant de circulation I_p – mesuré et calculé

La figure 66 donne une comparaison entre les valeurs obtenues par le modèle analytique et par les mesures entre 300kHz et 12MHz pour le rapport entre le courant de palier et le courant d'alimentation :

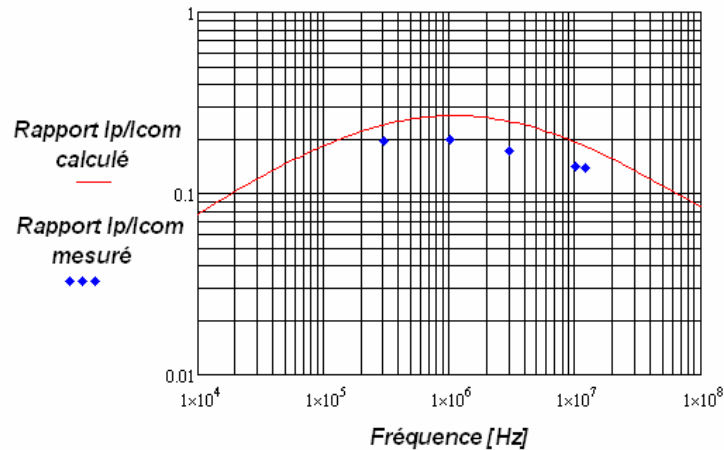


Figure 66. Rapport entre le courant de circulation (I_p) et le courant d'alimentation (I_{com})

On observe une bonne concordance entre les calculs et les mesures du courant de circulation I_p . Le courant de palier augmente avec la fréquence, car la capacité entre le bobinage et le stator impose la valeur du courant d'alimentation, qui augmente elle aussi avec la fréquence.

On observe également que le rapport calculé varie entre 0.08 à 10kHz avec un pic à 1MHz de 0.27, et après il décroît vers 0.08 à 19MHz. Le rapport mesuré commence à 0.2 à 300kHz, pour diminuer à 12MHz à 0.14. Les valeurs mesurées sont plus faibles, mais les tendances sont similaires.

Mesure d'impédance entre le feuillard de cuivre et le flasque droit

Cette mesure vise à caractériser le comportement de la maquette vue de l'alimentation en fonction de la fréquence. Pour cela, on mesure l'impédance entre le feuillard de cuivre et le flasque droit, comme dans la figure suivante :

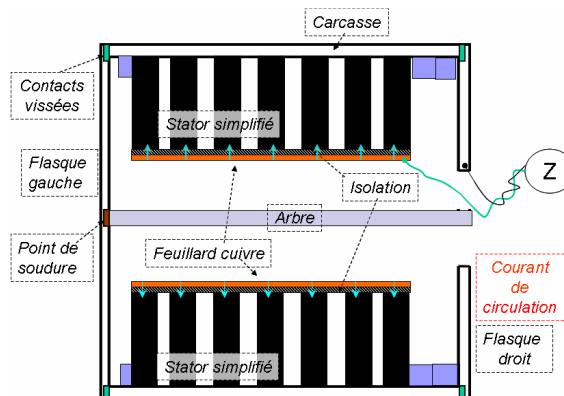


Figure 67. Mesure d'impédance entre le feuillard de cuivre et le flasque droit

On excite par le feuillard de cuivre et le courant s'écoule vers le paquet de tôles à travers l'isolant (capacité bobinage-stator). L'épaisseur de cette isolation n'est pas précise car les tôles ne sont pas parfaitement alignées. De ce fait, le calcul de la capacité équivalente ne sera pas précis.

Les résultats de cette mesure sont donnés par la figure 68. On observe que le comportement prédominant de la maquette est capacitif jusqu'à 20MHz. La valeur de la capacité prise en compte dans le modèle mathématique est déterminée à partir des mesures

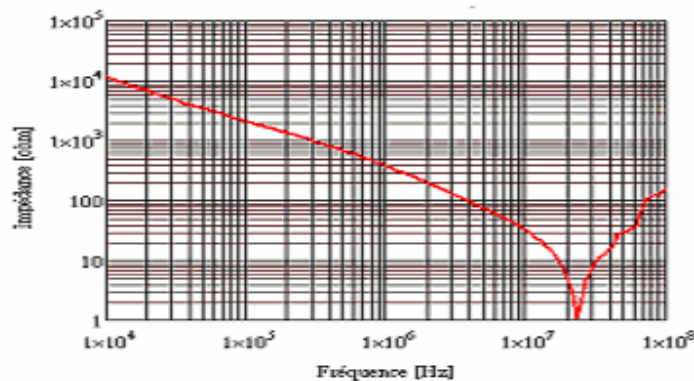


Figure 68. Impédance entre le feuillard de cuivre et l'arbre de la maquette :

Après les cet essai sur la maquette on peut tirer les conclusions suivantes :

- le comportement de la maquette est prédominant capacitif jusqu'une fréquence de 20MHz ; la valeur de la capacité prise en compte dans le modèle mathématique est déterminé à partir des mesures
- ce comportement est vérifié par le déphasage mesuré entre le courant d'alimentation et le courant d'arbre mesuré : il reste constant autour de la valeur -100° pour un spectre entre 1 et 10MHz.

Mesures avec front de tension

L'objectif de cette mesure est de tester la réponse de la maquette à un front de tension typique pour les moteurs de traction. Le schéma de la mesure est donné par la figure suivante.

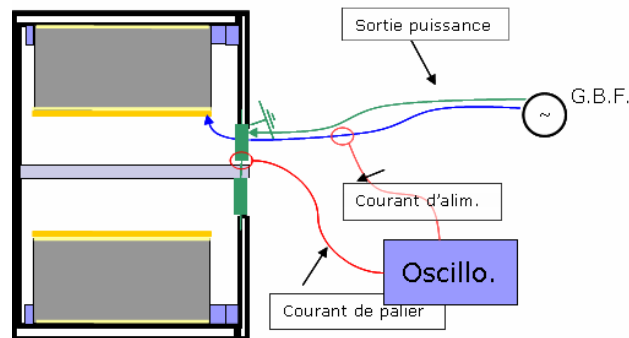


Figure 69. Schéma de la mesure avec excitation de la maquette en front de tension

Pour ce montage de mesure, on peut noter les limitations suivantes :

- la capacité de la maquette (câble + feuillard) a été mesurée à 420pF. De ce fait, pour une impédance de sortie du générateur de front de 50 Ω , on obtient un temps de réponse ($t=RC$) à 21ns.
- la tension maximale de sortie du générateur est de 11V-12V sans distorsion du signal.
- le montage n'utilise pas l'amplificateur car il introduit des distorsions du signal de tension.

Dans le paragraphe précédent, nous avons montré que le rapport entre la tension d'alimentation et le courant d'arbre (circulation) dépend de la fréquence du signal. Pour un front de tension, cela nous indique qu'il faut considérer comme paramètre le temps de montée du front de tension et non pas de l'amplitude du signal d'entrée.

Un moteur de traction est typiquement excité par un front de 3.5kV/ μ s pour une amplitude de bus DC à 1.5kV, ce qui correspond à un temps de montée de \sim 430ns. Dans le montage de mesure, on a choisi de caractériser la réponse de la maquette avec un temps de montée équivalent à celui des alimentations des moteurs de traction, et donc pas forcément le même dv/dt . Dans notre montage, le niveau de tension a été gardé constant à 11V et le temps de montée varie de 100ns à plus de 600ns. La figure 70 illustre les formes d'onde avec des fronts tension pour un temps de montée à 100, 220, 410 et 626ns. Pour chaque valeur, on trace la

tension d'excitation (bleu), le courant d'excitation (turquoise) et le courant de circulation (magenta).

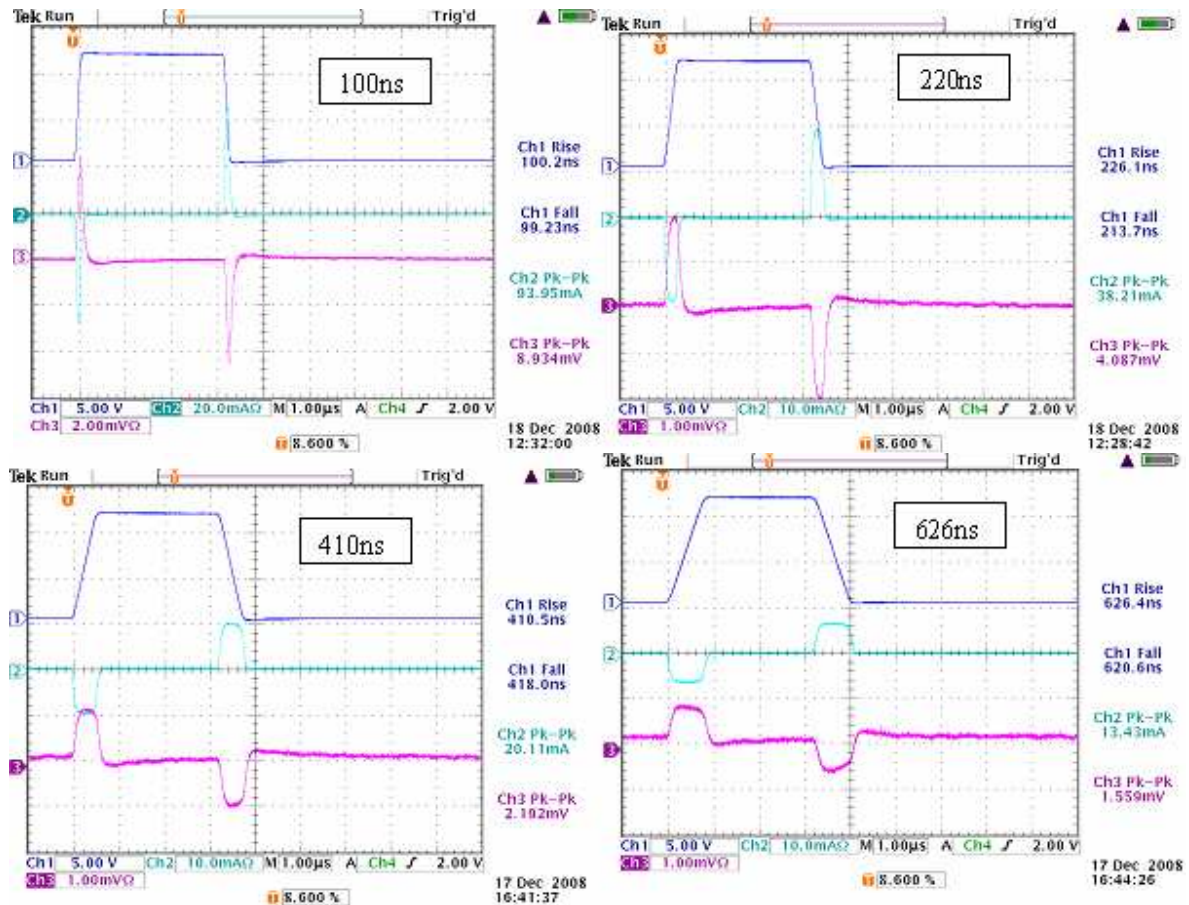


Figure 70. Mesures sur la maquette avec excitation par front de tension (temps de montée 100, 220, 410 et 626ns)

Le tableau suivant résume les amplitudes de courant d'alimentation et courant de circulation obtenues pour les différents temps de montée avec une tension d'alimentation de 12V.

Temps montée [ns]	Courant d'alimentation [mA]	Courant de circulation [mA]
100	46.9	17.8
220	19.1	8.1
410	10.0	4.3
626	6.7	3.1

Tableau 16. Tableau des valeurs mesurées sur la maquette avec excitation par front de tension

Pour analyser ces résultats, on va considérer les formes d'onde avec un temps de montée de 220ns (sachant que la même approche peut être appliquée pour les autres points de mesure). Pour ce temps de montée la fréquence correspondante ($f=1/\pi t_{\text{montée}}$) est de 1.44MHz ; pour cette fréquence la capacité mesurée est de 410 pF et la courbe d'impédance de la maquette nous montre un comportement capacitif. Le courant d'alimentation doit donc suivre la loi $I=C.dv/dt$. En utilisant $\Delta t=220\text{ns}$ et $\Delta V=12\text{V}$, on calcule un courant capacitif de 20.5mA. Les mesures donnent 19.1mA pour 220ns (voir tableau précédent). Cela montre la cohérence des résultats obtenus au niveau des amplitudes.

La maquette se comporte comme un condensateur jusqu'à une fréquence de 20MHz, donc pour les temps de montée utilisés on s'attend à ce que le courant d'alimentation augmente avec la diminution du temps de montée. C'est bien ce que l'on constate dans les mesures données par le tableau précédent. Nous avons réalisé des mesures des temps de montée de moins de 100 ns et nous avons observé que la tension d'alimentation n'est plus carrée et comprend des oscillations qui se reflètent dans le courant d'alimentation et le courant de circulation.

Modélisation dans le cas d'un front de tension

En régime sinusoïdal, le schéma électrique de la maquette est suffisamment simple pour être modélisé avec un calcul analytique. En passant à une excitation par front de tension, les calculs deviennent plus complexes et il est préférable de s'en remettre à un logiciel de simulation circuit. Ces logiciels ont malheureusement des limitations à titre d'exemple les composants passifs ont une valeur constante avec la fréquence.

Dans notre étude, il faut pouvoir simuler les inductances et les résistances des parties ferromagnétiques avec la variation de la fréquence. Pour résoudre cette difficulté, on utilise des circuits « en échelle ». Une modélisation récente [Besri 08] propose de remplacer un RL série par un ensemble de RL parallèle. La figure suivante montre le principe de cette approche. Le calcul des valeurs des RL des cellules a été fait avec un logiciel propre au laboratoire G2Elab.

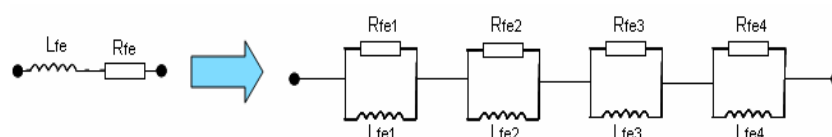


Figure 71. Modélisation d'une partie de circuit RL série par un ensemble de cellules RL parallèle

Pour illustrer cette démarche, on a choisi l'exemple du calcul du réseau échelle pour l'impédance du fer statorique Z_{fe} , qui varie en HF selon la relation :

$$Z_{fe} = 3.88.10^{-3}.(1+i)\sqrt{f}$$

Une discrétisation en 4 cellules a été démontrée comme suffisante pour atteindre une erreur de moins 3% sur le module entre 10kHz et 10MHz. La figure 72 donne l'impédance équivalente du modèle en échelle comparée avec l'impédance du fer (obtenue par la relation précédente).

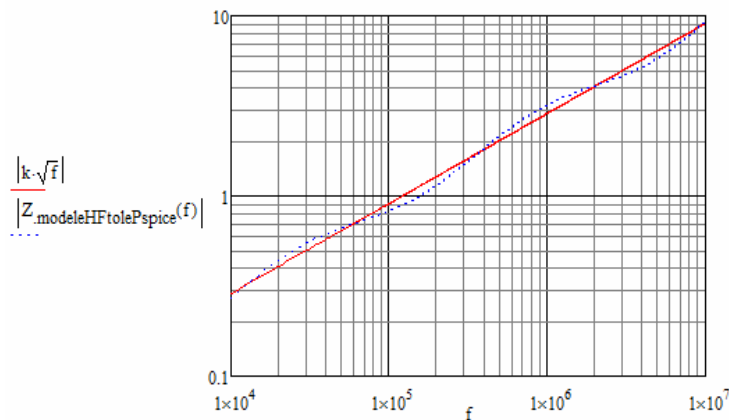


Figure 72. Comparaison entre le calcul d'une impédance qui varie en racine de f et un modèle équivalent en réseau en échelle

Lorsqu'on reporte ce réseau de cellules (comme une boîte noire) dans le circuit électrique inductif, on obtient le schéma de la figure 73. Le réseau de cellules est appliqué au paquet de fer et à l'arbre.

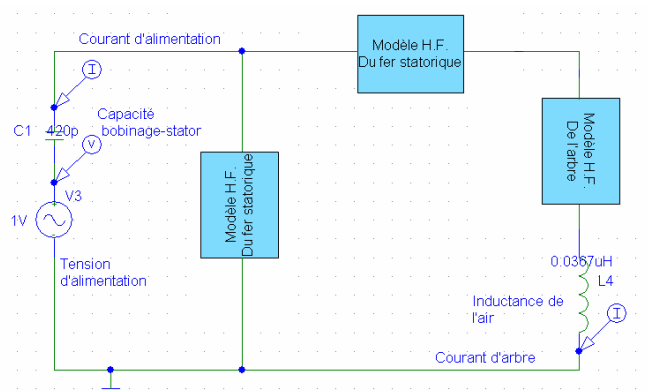


Figure 73. Schéma électrique HF de la maquette pour prise en compte de la variation de fréquence

Les simulations par le logiciel circuit ont été réalisées pour les différents temps de montée considérés précédemment pour les mesures. La figure 74 montre les formes d'onde avec

un temps de montée de 100ns est dans la figure suivante. On observe les oscillations qui apparaissent dans le courant d'alimentation, mais aussi dans le courant de circulation.

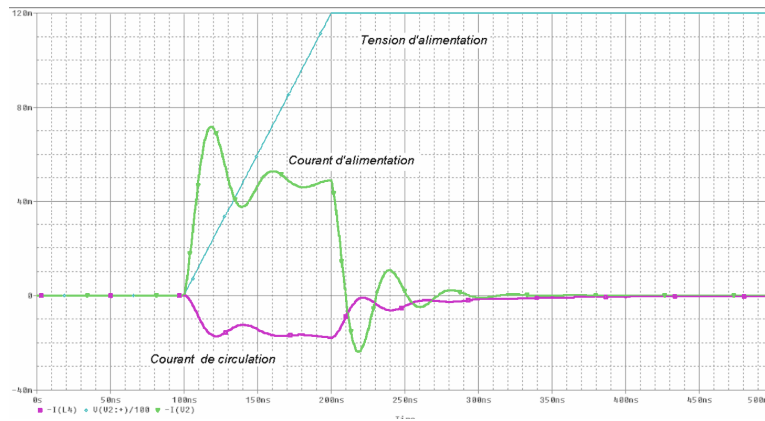


Figure 74. Simulation avec une excitation par un front de tension (100ns)
la tension (bleu), courant d'alimentation (vert) et courant de circulation (magenta)

Dans le tableau suivant, on a une comparaison entre mesures et simulations pour les amplitudes des courants d'alimentation et de circulation. La tension d'alimentation est fixée pour les simulations à 12V comme pour les mesures.

Temps montée [ns]	Courant d'alimentation		Courant de circulation	
	mesure [mA]	simulation [mA]	mesure [mA]	simulation [mA]
100	46.9	42.3	17.8	18.3
220	19.1	21.8	8.1	8.9
410	10.0	11.4	4.3	4.9
626	6.7	7.5	3.1	3.3

Tableau 17. Tableau des valeurs mesurées sur la maquette avec excitation trapézoïdale

On observe un bon accord entre les mesures et les simulations pour les temps de montée de 100, 220 et 626ns, et une différence d'environ 10% pour le temps de montée de 410ns. Les résultats rapprochés entre le modèle et les mesures, valident le calcul des courants de circulation pour une excitation par front de tension.

4. Conclusions

Les modèles des courants de circulation HF, publiés dans la littérature ont été à la base de notre approche qui a comme but d'estimer les courants de circulation et de palier quand le moteur est alimenté par des fronts de tension. Par la suite on a proposé une amélioration du modèle inductif H.F. en modifiant la répartition des pertes résistifs dans le circuit inductif. Le résultat est un modèle qui décrit mieux le comportement H.F. de la maquette en haute fréquence.

On a validé des expressions qui permettent un calcul analytique des impédances HF des machines et on a démontré de façon expérimentale que le modèle du chemin de circulation des courants dans le stator [Maki-Ontto 03] est applicable avec des bons résultats.

Par la suite, à l'aide d'une modélisation avec un réseau en échelle, on a représenté les inductances et les résistances variables avec la fréquence dans un logiciel de simulation « circuit » et on a validé le modèle par des mesures expérimentales.

Dans ce travail, la maquette utilisée a été conçue pour qu'elle réponde aux demandes de vérification et de validation du modèle mathématique. Dans le chapitre suivant, on va continuer avec l'application de ce modèle sur des moteurs réels. La différence majeure est que les moteurs réels sont beaucoup plus complexes. Les points critiques sont un manque de symétrie axiale (trous de refroidissement, encoches) et surtout un bobinage localisé dans lequel on peut se retrouver avec un phénomène de propagation du front d'onde de tension.

Chapitre IV

Application pour un moteur : modèle électrodynamique haute fréquence et résultats expérimentaux

1. Introduction

Le modèle haute fréquence de la machine comprend deux parties : une partie qui s'occupe du couplage capacitif et des courants de décharge (détaillée dans le chapitre 2), et une partie qui s'occupe du couplage inductif et des courants de circulation (détaillée dans le chapitre 3). Dans ce chapitre, on exploite les résultats des deux chapitres précédents pour proposer un modèle permettant le calcul du courant de palier haute fréquence d'origine inductive.

La figure 75 illustre la construction de ce modèle en montrant les différents aspects à prendre en compte. Dans ce cas, le module du courant de palier est notée (I_p) et le module du courant de mode commun est noté (I_{com}). Le chapitre 3 a permis d'établir un rapport $R=I_p/I_{com}$ qui dépend des paramètres de construction du moteur (géométrie et matériaux). Connaissant ce rapport, on accède à la valeur d' I_p à travers le calcul du courant I_{com} .

Le calcul de courant de mode commun est obtenu à travers deux aspects :

- La modélisation haute fréquence du cheminement de ce courant. Dans ce cas, il nécessaire d'introduire les deux modèles suivants :
 - Représentation haute fréquence du bobinage
 - Représentation haute fréquence du fer
- Les caractéristiques de l'excitation du bobinage du moteur : tension de bus, temps de montée de la tension et la stratégie de commande MLI (nombre de commutations par période de la fondamentale)

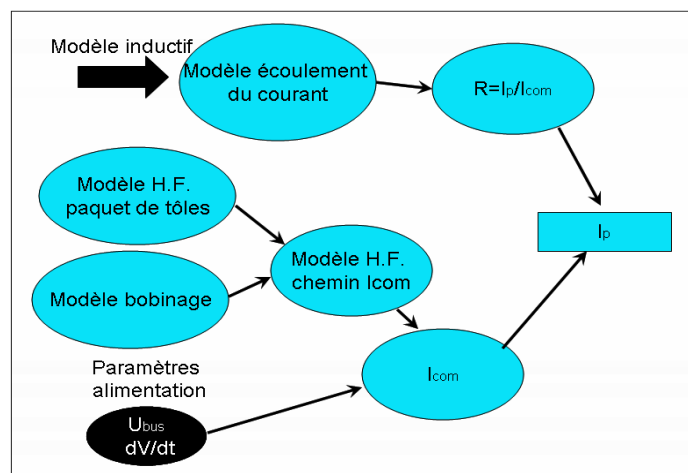


Figure 75. Proposition de modélisation haute fréquence des courants de palier d'origine inductive

Dans ce chapitre, on va donc présenter les différents aspects de la modélisation haute fréquence. Pour cela, une première partie du chapitre (paragraphe 2) est consacrée à l'application directe sur un moteur de traction des modèles établis dans le chapitre 3. Ces modèles concernent d'une part le calcul du rapport $R=I_p/I_{com}$ et d'autre part le calcul des paramètres de modélisation du fer.

La deuxième partie de ce chapitre (paragraphe 3 à 5) est consacrée à la modélisation haute fréquence du bobinage. Dans ce cas, on va expliciter les hypothèses de cette modélisation, le calcul des paramètres « haute fréquence » du bobinage et finalement la représentation du bobinage par cellules comme une ligne de transmission.

En fin de chapitre (paragraphe 6, 7), on montre les conditions de la validation du modèle proposé à travers la mesure de l'impédance du bobinage sur un moteur complet.

Pour l'application, le moteur étudié est triphasé, asynchrone à cage avec une puissance continue de 400kW.

2. Application au moteur des modèles électrodynamiques

2.1. Rapport entre courant de palier et courant de mode commun

Pour l'application au moteur étudié, le rapport I_p/I_{com} est calculé de façon identique qu'en 3^{ème} chapitre. La figure 76 montre l'évolution de ce rapport pour une plage fréquence entre 10kHz et 10MHz. Cette plage couvre des temps de montée de la tension variant entre 100 et 400 ns. Ces valeurs correspondent aux alimentations par onduleurs utilisés actuellement sur les moteurs de traction. On observe que le rapport diminue avec la montée en fréquence, il évolue d'une valeur de 0.475 à 10kHz jusqu'à 0.34 à 10 MHz.

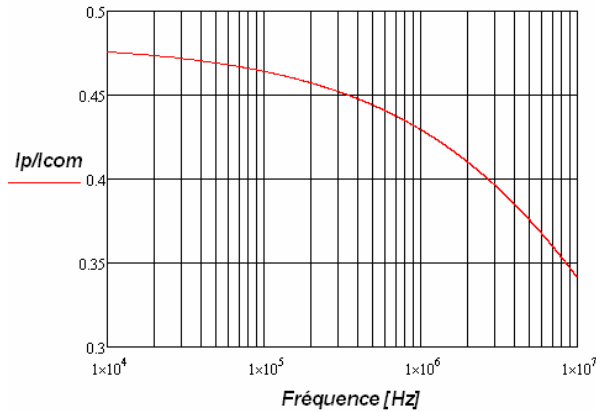


Figure 76. Variation du rapport I_p/I_{com} en fonction de la fréquence : application au moteur de traction étudié

2.2. Représentation haute fréquence de l'impédance du fer

Dans le chapitre 3, nous avons présenté le cheminement des courants de palier I_{palier} et du courant de mode commun I_{com} dans le moteur à travers la modélisation et les résultats expérimentaux sur une maquette dont la structure est assez proche de celle d'un moteur. En effet, pour le moteur après le passage par le bobinage, le courant de mode commun chemine par les tôles statoriques vers le point de masse. La modélisation de ce chemin est similaire à celle de la maquette présentée au 3^{ème} chapitre. Dans ce paragraphe, on présente le modèle H.F. de l'écoulement du courant de mode commun dans le fer. Ce modèle se traduit par le calcul de l'impédance concernée.

Comme montré dans le chapitre 1, le calcul de l'impédance se fait sur un anneau de diamètre intérieur égal au diamètre de fond d'encoche et de diamètre extérieur égal au diamètre extérieur du moteur. Le courant qui s'écoule dans paquet de tôles par la capacité bobinage-stator C_{bs} et l'impédance de ce chemin se calcule avec les relations suivantes :

$$\begin{aligned}
 |Z_{fe}| &= \sqrt{R_{fe}^2 + (2\pi f \cdot L_{fe})^2} \\
 &= \sqrt{2} \cdot 2\pi f \cdot L_{fe} \\
 R_{fe} &= 2\pi f \cdot L_{fe} \\
 L_{fe} &= Nfe \cdot \frac{\mu \cdot p(f)}{2\pi} \cdot \ln\left(\frac{d_{se}/2}{d_{si}/2 + h_s}\right)
 \end{aligned}$$

avec :

Z_{fe} : impédance du paquet de tôles
 N_{fe} : nombre de tôles statoriques
 $p(f)$: épaisseur de peau dans la tôle en fonction de la fréquence
 μ : perméabilité magnétique des tôles
 d_{si} : diamètre intérieur du stator
 d_{se} : diamètre extérieur du stator
 h_s : hauteur totale de l'encoche stator.

Cette impédance dépend de la fréquence considérée, pour une simulation de type « circuit » avec des excitations non-sinusoïdales, il n'est pas possible de donner des paramètres dépendant de la fréquence. Pour s'affranchir de cela, il est possible de représenter l'impédance du paquet de tôles par un réseau en échelle avec 4 cellules (comme utilisé en fin de chapitre 3 pour la maquette). La figure ci-dessous montre cette présentation en réseau de circuits en échelle.

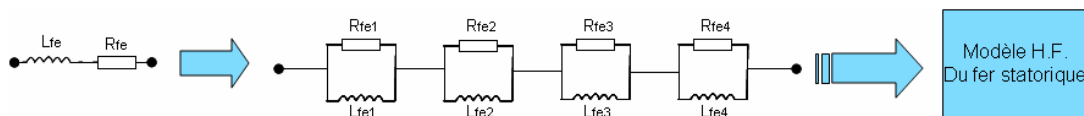


Figure 77. Réseau en échelle qui représente le paquet de tôles

Les valeurs des différentes cellules sont données par le tableau ci-dessous.

Indice i	1	2	3	4
Rfe _i [Ω]	0.039	3.591	8.064 E-3	0.222
Lfe _i [μH]	0.2298	9.669E-3	1.487	0.0412

Tableau 18. Valeurs des paramètres identifiés pour le réseau échelle représentant l'impédance du paquet de tôles

Dans le cas du moteur, la figure 78 donne une comparaison entre la formulation analytique de l'impédance utilisant les relations précédentes et la représentation par réseau en échelle. La comparaison montre que le modèle réseau en échelle donne, entre 10kHz et 10MHz, une erreur de maximum 3% en module d'impédance et de maximum 10% sur la phase.

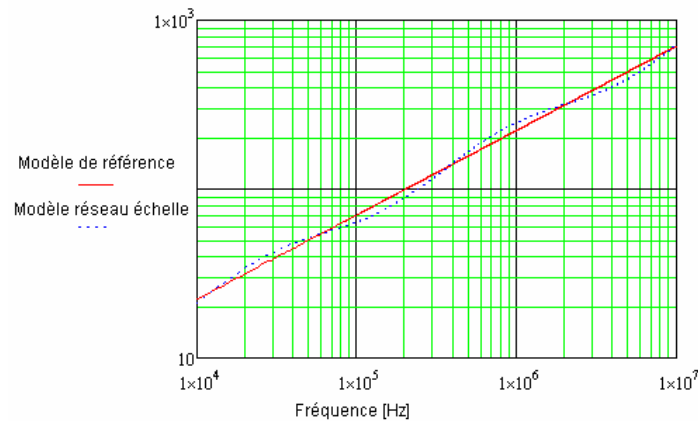


Figure 78. Impédance du paquet de tôles – comparaison entre le modèle réseau échelle et le calcul analytique (modèle de référence)

3. Hypothèses de la modélisation haute fréquence du bobinage

Dans le 3^{ème} chapitre, on a étudié le chemin des courants de circulation dans le moteur. Cette étude a été faite en utilisant un bobinage équivalent, supposé équipotentiel. La différence importante entre ce calcul et le moteur réel est la prise en compte fine du bobinage ; en effet le bobinage comporte des inductances réparties tout au long des conducteurs, mais aussi des capacités réparties entre les conducteurs et entre les conducteurs et les composants adjacents. La partie capacitive a été décrite dans le deuxième chapitre, ici nous allons nous intéresser à la partie inductive du bobinage. Ce dernier peut se décomposer en deux zones : la première concerne les parties de bobinage placées dans les encoches de la machine, et la seconde concerne les têtes de bobines.

Dans la littérature, les travaux publiés dans [Muetze 04a], [Magdun08] ont démontré que l'inductance en haute fréquence de la partie encochée du bobinage diminue par un facteur entre 100 et 1000 par rapport à la valeur en basse fréquence. Ces travaux sont basés sur des calculs élément finis en deux dimensions et les paramètres sont calculés par unité de longueur.

Par ailleurs, les travaux publiés dans [Grandi 97] ont considéré que due à l'épaisseur de peau très faible au niveau du MHz (autour 10 μ m pour la tôle magnétique Fe-Si), le fer peut être considéré comme un blindage. De ce fait, l'inductance et résistance du bobinage peuvent être calculées avec des formules classiques du conducteur coaxial.

Par la suite de ces travaux on va prendre comme hypothèse que l'inductance du bobinage est imposée par les têtes de bobine, donc que l'inductance dans l'encoche est négligeable par rapport à l'inductance des têtes de bobine en haute fréquence.

Si on regarde de plus près une encoche statorique, on peut représenter les phénomènes capacitifs et inductifs tel que montré par la figure 79.

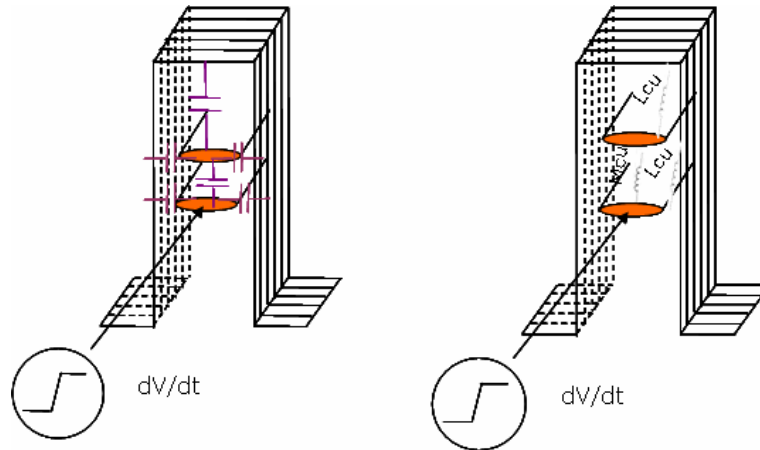


Figure 79. Représentation des capacités et inductances linéiques entre deux conducteurs dans une encoche

On observe que la propagation de l'onde de tension dans l'encoche peut se prêter à une modélisation avec des lignes de transmission [Magdun 08]. Le modèle de la ligne de transmission est applicable pour la modélisation du bobinage statorique si le temps de montée du front de tension aux bornes du moteur ($t_{montée}$) est plus faible que le temps correspondant à la fréquence naturelle de la ligne (t_{ligne}).

Pour illustrer cela, on considère les données obtenues lors des mesures de tension au bornes du moteur A (asynchrone triphasé, puissance 400kW) alimenté par un onduleur. Ces mesures donnent un temps de montée mesuré entre 200 et 300 ns.

Le temps correspondant à la fréquence naturelle associée au bobinage peut être calculé à partir de la relation suivante :

$$t_{ligne} = \frac{2 \times l_c}{c_0 / \sqrt{\epsilon_r}}$$

avec l_c la longueur de la spire, c_0 vitesse de la lumière au vide et ϵ_r la permittivité de l'isolant d'encoche. En utilisant les données du moteur pour la longueur de spire du moteur, on obtient $t_{ligne}=440ns$. Ce temps est supérieur au temps de montée mesuré, Il est donc possible de

modéliser le bobinage à l'aide d'une ligne de transmission. Par la suite, on va adopter un module RLC par spire pour représenter cette ligne (Fig. 80).

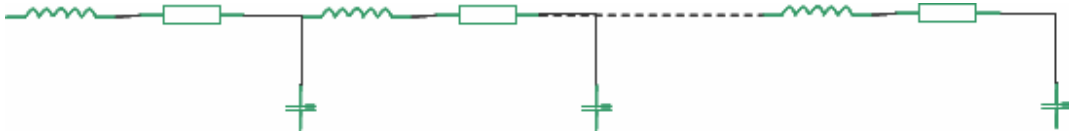


Figure 80. Schéma électrique d'une ligne de transmission

4. Modélisation des têtes de bobine

Dans cette partie, on va proposer un modèle pour le bobinage qui servira à la construction du modèle qui calcule I_{com} . Ce modèle permet d'évaluer les paramètres haute fréquence (inductance et résistance) pour une tête de bobine.

4.1. Modélisation numérique

Formulation du problème

L'objectif de cette modélisation est d'obtenir les valeurs des impédances propres des spires et impédances mutuelles entre les spires d'une tête de bobine. Le modèle électrique inductif envisagé pour la tête de bobine a la forme suivante:

- chaque spire est décrite par son impédance propre et sa résistance propre
- entre toutes les spires, on calcule les impédances mutuelles.

Ces impédances sont obtenues en utilisant un logiciel dédié (INCA 3D). Cet outil est exploité pour le calcul des paramètres inductifs et résistifs des circuits qui ne contiennent pas de matériaux magnétiques, donc il est bien adapté pour le calcul des têtes de bobines. Cependant dans le moteur réel, la présence de parties métalliques ferromagnétiques (tôles et carcasse) à proximité des têtes de bobines modifie probablement la distribution du champ magnétique dans l'air autour des conducteurs. Compte tenu des fréquences étudiées et des matériaux ferromagnétiques utilisés, la profondeur de pénétration du champ dans ces parties est très faible (de l'ordre du micron); ces parties se comportent donc plus comme des blindages que des collecteurs de flux. Si on ajoute à cela le fait qu'elles ne soient pas très proches des conducteurs,

on peut admettre que le calcul dans l'air des inductances que nous allons faire est suffisamment représentatif pour une première approche.

Après introduction de la géométrie de la bobine et résolution, le logiciel donne les impédances en forme de matrice carrée avec comme taille le nombre de spires de la bobine (comme montré ci-dessous). Sur la diagonale, on obtient les impédances propres (le circuit étant un LR série). Les termes non-diagonaux représentent des impédances mutuelles entre les spires. Tous les termes sont des impédances (partie réelle et partie imaginaire). La partie imaginaire des éléments non-diagonaux représente la mutuelle inductive entre les spires. La partie réelle des éléments non-diagonaux peut être vue comme une « mutuelle résistive ».

$$[Z] = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & \dots & Z_{17} \\ Z_{21} & \dots & \dots & Z_{27} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ Z_{71} & \dots & \dots & Z_{77} \end{bmatrix}$$

Figure 81. Forme de la matrice en sortie du logiciel (exemple d'une bobine de 7 spires)

Objet étudié

Pour cette étude, on considère la bobine utilisée pour le moteur A et qui est formée par 7 spires (voir figure 81).

Cette bobine est placée dans le stator encoché selon la répartition du bobinage, mais vu les symétries de bobinage, on peut se ramener à une seule situation équivalente de la bobine dans le stator. Par convention et tel qu'illustré par la figure 82, on notera :

- encoche aller : lorsque les conducteurs sont placés en haut d'encoche
- encoche retour : lorsque les conducteurs sont placés en bas d'encoche



Figure 82. Photo de la bobine

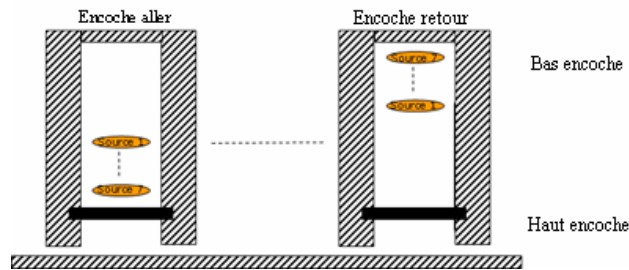


Figure 83. Schéma avec la position des conducteurs Source 1 à 7 dans les encoches aller et retour

La géométrie de la bobine est introduite dans le logiciel en considérant les éléments suivants :

- la partie courbe de la bobine a été représentée par des droites (voir la figure ci-dessous). En effet, le logiciel ne permet de traiter des zones courbes.
- « l'aller » et « le retour » de la partie droite et inclinée de la bobine ont été représentés dans des plans parallèles ; dans le moteur entre les deux plans il y a un angle correspondant à la courbure du moteur, égal à 7.5° (360° divisé par le nombre d'encoches)

La construction de la géométrie a été faite de façon à pouvoir être réutilisée pour d'autres configurations de tête de bobine. En effet, la modification des paramètres de construction du moteur utilisés dans le logiciel permet pour modéliser facilement d'autres bobines avec un conducteur par spire. Les paramètres qui peuvent être modifiés sont : le diamètre intérieur stator, le nombre d'encoches, le pas de bobinage, les dimensions des encoches, les dimensions du conducteur (section et longueur) et dimensions des couches.

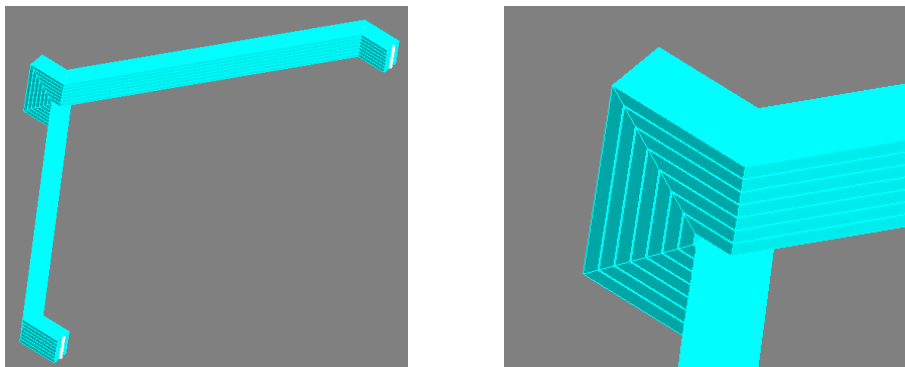


Figure 84. La géométrie d'une tête de bobine introduite dans le logiciel et zoom sur la partie courbe

Le maillage de la géométrie est obtenu de façon automatique en considérant les aspects suivants :

- deux mailles sont générées dans l'épaisseur de peau, le maillage varie donc varie donc en fonction de la fréquence (Fig. 85)
- si deux ou plusieurs conducteurs sont à côté, le maillage est affiné sur la section pour tenir compte des effets de proximité.
- sur la longueur, une seule maille est créée tout au long du conducteur (Fig. 86).

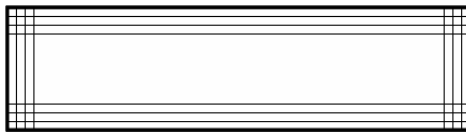


Figure 85. Le maillage automatique dans la section d'un conducteur rectangulaire

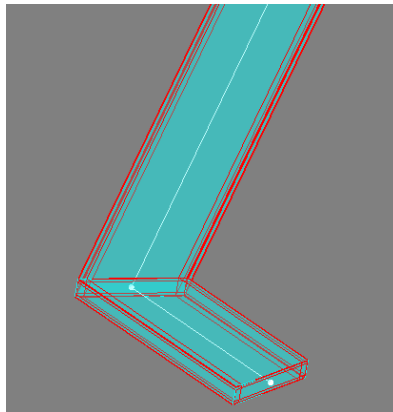


Figure 86. Le maillage automatique sur la longueur d'un conducteur rectangulaire

Résultats

Les simulations ont été réalisées pour les fréquences suivantes : 1kHz, 10kHz, 100kHz, 1MHz et 10MHz. Dans les tableaux suivants, on montre pour la fréquence 1MHz, la matrice du module de l'impédance (tableau 19), la matrice des résistances (tableau 20) et des inductances (tableau 21). Les numéros de 1 à 7 (ligne et colonne) représentent les conducteurs de la bobine.

Le conducteur 7 est celui placé à l'extérieur. A l'intersection des lignes et colonnes de même numéro, on a les impédances propres, ailleurs on trouve les mutuelles.

Conducteur	1	2	3	4	5	6	7
1	1.5189	1.4755	1.4392	1.4081	1.3813	1.3584	1.3395
2	1.4755	1.5039	1.4657	1.4325	1.4048	1.3811	1.3614
3	1.4392	1.4657	1.4996	1.4633	1.4330	1.4088	1.3881
4	1.4081	1.4325	1.4633	1.5019	1.4684	1.4426	1.4216
5	1.3813	1.4048	1.4330	1.4684	1.5115	1.4826	1.4585
6	1.3584	1.3811	1.4088	1.4426	1.4826	1.5319	1.5048
7	1.3395	1.3614	1.3881	1.4216	1.4585	1.5048	1.5591

Tableau 19. Matrice du module d'impédances à 1MHz (en Ω)

Conducteur	1	2	3	4	5	6	7
1	0.0297	0.0180	0.0082	-0.0006	-0.0081	-0.0144	-0.0195
2	0.0180	0.0273	0.0162	0.0063	-0.0019	-0.0089	-0.0145
3	0.0082	0.0162	0.0261	0.0153	0.0074	-0.0007	-0.0072
4	-0.0006	0.0063	0.0153	0.0273	0.0177	0.0088	0.0017
5	-0.0081	-0.0019	0.0074	0.0177	0.0316	0.0215	0.0137
6	-0.0144	-0.0089	-0.0007	0.0088	0.0215	0.0368	0.0271
7	-0.0195	-0.0145	-0.0072	0.0017	0.0137	0.0271	0.0440

Tableau 20. Matrice des résistances à 1MHz (en Ω)

Conducteur	1	2	3	4	5	6	7
1	2.42E-008	2.35E-008	2.29E-008	2.24E-008	2.20E-008	2.16E-008	2.13E-008
2	2.35E-008	2.39E-008	2.33E-008	2.28E-008	2.24E-008	2.20E-008	2.17E-008
3	2.29E-008	2.33E-008	2.39E-008	2.33E-008	2.28E-008	2.24E-008	2.21E-008
4	2.24E-008	2.28E-008	2.33E-008	2.39E-008	2.34E-008	2.30E-008	2.26E-008
5	2.20E-008	2.24E-008	2.28E-008	2.34E-008	2.41E-008	2.36E-008	2.32E-008
6	2.16E-008	2.20E-008	2.24E-008	2.30E-008	2.36E-008	2.44E-008	2.39E-008
7	2.13E-008	2.17E-008	2.21E-008	2.26E-008	2.32E-008	2.39E-008	2.48E-008

Tableau 21. Matrice des inductances à 1MHz (en H)(déduite de $X=L.\omega$)

Dans le graphique suivant, on observe la variation de l'inductance dans la tête de bobine à 1MHz. Sur les axes X et Y, on a le numéro du conducteur (1 à 7) et sur Z la valeur des inductances propres et mutuelles :

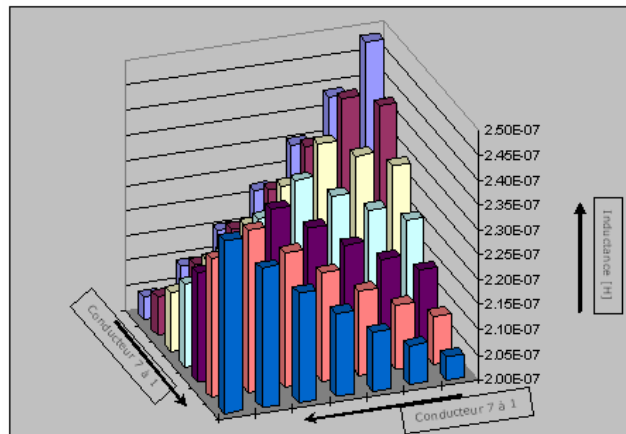


Figure 87. Valeurs des termes inductifs des conducteurs de tête de bobine à 1MHz

Pour la suite, on définit les termes suivants :

- Résistances propres : les termes diagonaux de la matrice des résistances
- Résistances mutuelles : les termes non diagonaux de la matrice des résistances
- Résistance totale : la somme de tous les termes diagonaux et non diagonaux de la matrice de résistances
- Résistance propre totale : la somme des résistances propres,
- Inductances propres : les termes diagonaux de la matrice des inductances
- Inductances mutuelles : les termes non diagonaux de la matrice des inductances
- Inductance totale : la somme des toutes les termes de la matrice des inductances

Le tableau 22 donne l'évolution en fonction de la fréquence, de l'inductance totale, réactance totale et de la résistance totale. On observe que la valeur de l'inductance est relativement stable car elle est principalement définie par ce qui se passe dans l'air. La valeur de la résistance totale de la bobine augmente avec la fréquence et ce dans un rapport supérieur à la racine carrée de 10 (effet de peau classique). Cela est explicable par les effets de proximité.

Fréquence	1kHz	10kHz	100kHz	1MHz
Réactance totale [Ω]	0.0768	0.7331	7.1198	70.4598
Inductance totale [H]	1.22E-05	1.17E-05	1.13E-05	1.12E-05
Résistance totale bobine [Ω]	0.0037	0.0227	0.0909	0.3950

Tableau 22. L'évolution de la résistance, de la réactance et de l'inductance totale de la tête de bobine complète en fonction de la fréquence

Le tableau 23 donne une comparaison entre la résistance totale de la bobine et la résistance propre totale. On observe une nette différence, les couplages résistifs ne peuvent donc pas être négligés dans le calcul final des résistances.

Fréquence	1kHz	10kHz	100kHz	1MHz
Résistance totale bobine [Ω]	0.0037	0.0227	0.0909	0.3950
Résistance propre totale [Ω]	0.0028	0.0121	0.0532	0.2228

Tableau 23. L'évolution de la résistance totale et de la résistance propre totale en fonction de la fréquence

Le tableau 24 montre les valeurs réduites des termes de la matrice réactance à 1 MHz, par rapport au terme maximal qui est la réactance propre du conducteur extérieur 7. On observe qu'aucun des termes n'est négligeable. Les plus « faibles » termes concernent les couplages qui existent entre les conducteurs « extrêmes » (1 et 7) et ils sont de l'ordre de 86 %. Par conséquent, dans la modélisation du circuit électrique, il sera nécessaire de prendre en compte tous les couplages entre tous les conducteurs qui forment la bobine.

Conducteur	1	2	3	4	5	6	7
1	97.418%	94.636%	92.309%	90.314%	88.597%	87.126%	85.914%
2	94.636%	96.459%	94.008%	91.881%	90.101%	88.581%	87.320%
3	92.309%	94.008%	96.184%	93.852%	91.914%	90.357%	89.033%
4	90.314%	91.881%	93.852%	96.330%	94.179%	92.526%	91.182%
5	88.597%	90.101%	91.914%	94.179%	96.944%	95.091%	93.544%
6	87.126%	88.581%	90.357%	92.526%	95.091%	98.252%	96.516%
7	85.914%	87.320%	89.033%	91.182%	93.544%	96.516%	100.000%

Tableau 24. Valeurs des éléments de la matrice de réactances rapportées à la valeur de la réactance propre du conducteur 7.

Simulation avec une seule spire :

Le but de cette simulation est de valider l'utilisation correcte du logiciel. En effet, si on simule une seule spire, on doit retrouver les variations suivantes de l'inductance et de la résistance en fonction de la fréquence :

- une augmentation de la résistance d'un facteur $\sqrt{10}$, donc de ~ 3.16 par décade (effet de peau).
- une légère diminution de l'inductance : l'inductance dans l'air reste constante,

mais l'inductance interne du conducteur diminue d'un facteur $\sqrt{10}$ par décade (une augmentation de la réactance en dessous d'un facteur 10 par décade indique la même chose).

La figure 88 donne la variation de la résistance et de la réactance de la spire pour des fréquences variant entre 10kHz et 10MHz. On observe que les variations correspondent à celles attendues. On peut donc avoir confiance dans les résultats obtenus par le logiciel.

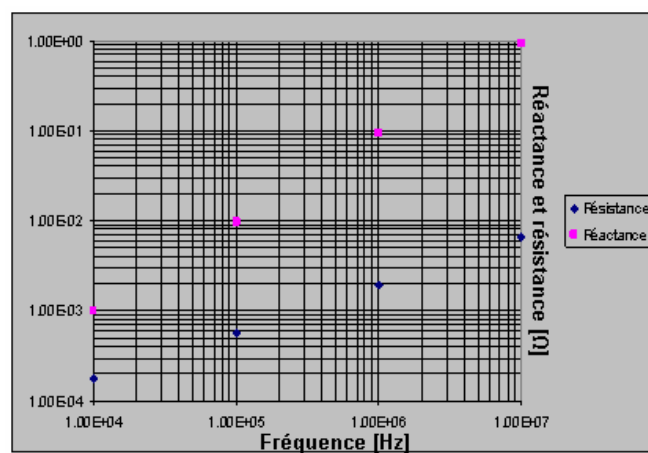


Figure 88. Variation de la réactance et résistance d'une seule spire dans l'air entre 10kHz et 10MHz

Observations :

A partir des résultats des simulations présentés précédemment, on peut résumer les observations et caractéristiques suivantes :

- Evolution des inductances et résistances en fonction de la fréquence :
 - les inductances propres et mutuelles varient de moins de 3% par décade, elles sont donc considérées quasi-constantes.
 - les résistances propres augmentent d'un facteur 3.3 par décade ; une variation proportionnelle à la racine carrée de la fréquence est normale à cause de l'effet de peau (donc un facteur ~ 3.16). La simulation avec une seule spire (donc amputé de l'influence des effets de proximité) montre bien une augmentation de la résistance avec un facteur $\sim \sqrt{10}$.

- les résistances mutuelles correspondent aux pertes induites par un conducteur dans l'autre à cause des effets de proximité.
- la valeur des résistances mutuelles représente de 32% à 1kHz jusqu'à 77% à 1MHz de la résistance propre et certains termes sont négatifs. Il est nécessaire de les prendre en compte pour calculer la résistance globale de la tête de bobine.
- Inductances propres et mutuelles entre les spires :
 - l'inductance propre du conducteur extérieur (7) est la plus élevée. Comme ce conducteur a la longueur la plus importante (voir la géométrie), son inductance propre, mais aussi l'inductance dans l'air est plus élevée que pour les autres conducteurs.
 - les mutuelles, même entre les conducteurs éloignés, ne diminuent pas à plus de 80% par rapport à l'inductance propre du conducteur 7. Il est donc nécessaire de prendre en compte toutes les mutuelles dans le calcul de la propagation.

4.2. Validation du modèle numérique

Méthode de validation :

Dans les paragraphes précédents, nous avons présenté la modélisation numérique permettant de donner les différents paramètres électriques et couplages pour une tête de bobine représentative de celle d'un moteur réel. Pour valider ces calculs, nous avons réalisé des mesures d'impédance qui concernent une bobine complète du moteur (voir figure 82). Afin de comparer les mesures et les simulations, il est nécessaire de réaliser des calculs spécifiques qui correspondent aux conditions de mesure.

La figure 89 montre une demi bobine (une tête de bobine et la moitié de la partie droite) introduite dans le logiciel.

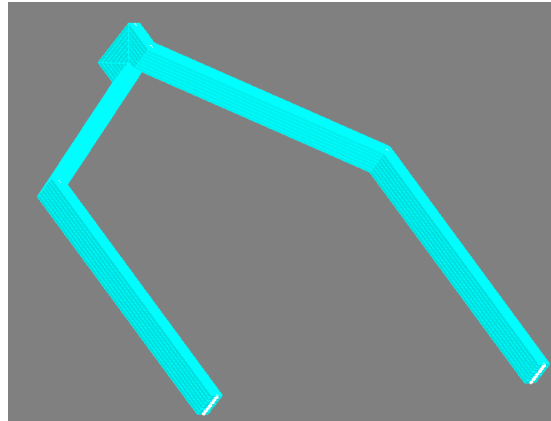


Figure 89. Géométrie d'une demi bobine utilisée dans les simulations numériques

Mesures avec une bobine dans l'air

Une bobine de même type que ceux utilisé pour le moteur « A » a été utilisée pour cette mesure. La bobine a été placée sur un tableau de matériau isolant et connectée au pont d'impédance, comme dans la figure suivante :

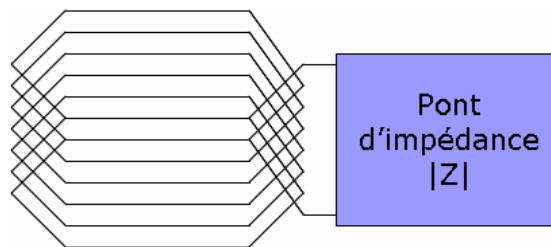


Figure 90. Schéma de la mesure d'impédance d'une bobine dans l'air

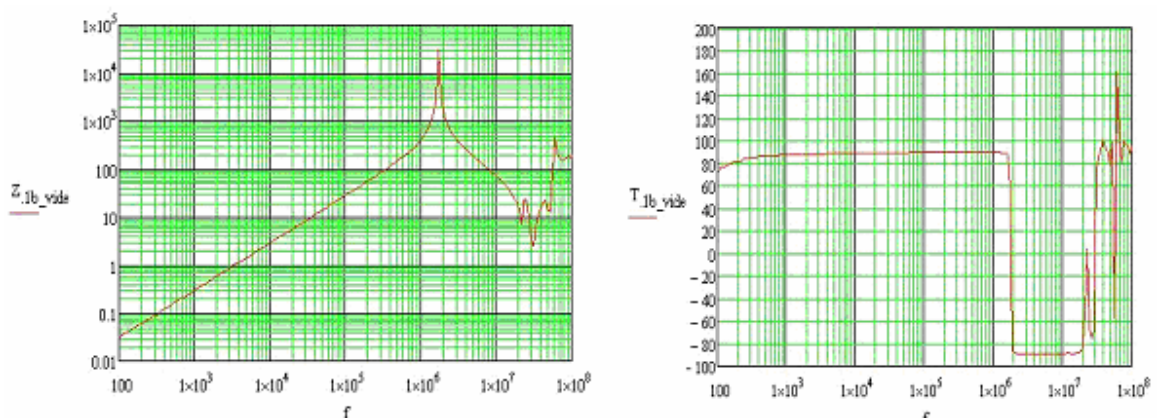


Figure 91. Mesure - Module de l'impédance et son angle entre DC et 100MHz d'une bobine de moteur A dans l'air

A partir de ces mesures, on peut déduire l'inductance et la résistance de la bobine en adoptant un schéma RL série. La figure 92 donne la variation de la résistance et de l'inductance mesurée en fonction des mesures. On note que les mesures montrent une résonance autour de 1.8MHz, il est donc difficile de calculer avec précision les valeurs de l'inductance et la résistance en utilisant un schéma RL sur toute la plage de fréquence. Par ailleurs, le contact entre les conducteurs de liaison et la bobine a été fait avec de simples pinces, ce qui compromet la précision pour les faibles valeurs de résistance.

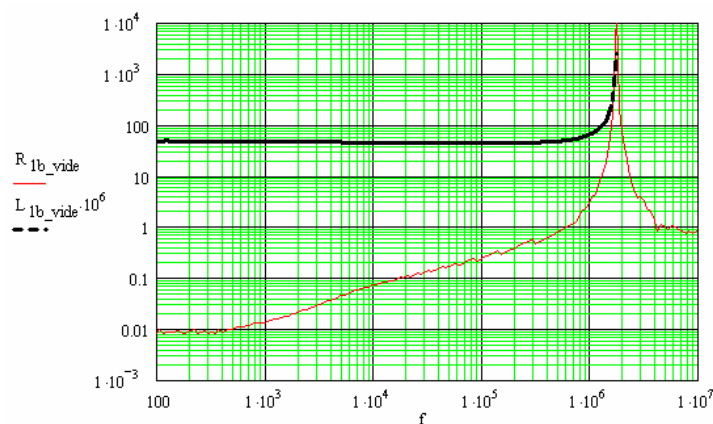


Figure 92. Mesure de la variation de l'inductance et de la résistance entre DC et 100MHz d'une bobine en air du moteur A

Comparaison résultats numériques et mesures sur la partie inductance d'une bobine dans l'air

Dans le tableau suivant, on compare les mesures avec les résultats du calcul numérique d'une bobine complète dans l'air. Vu la résonance observée sur les mesures, la comparaison est limitée à la fréquence de 1MHz. Pour la fréquence de 1MHz, la résistance obtenue directement à partir du schéma RL est de 2.8 Ω . Néanmoins, la proximité de la fréquence de résonance fait que cette valeur est faussée. En adoptant une continuité du modèle RL série, la valeur de la résistance à 1MHz s'obtient en traçant une droite qui prolonge l'évolution de la résistance entre 1kHz et 100kHz jusqu'à 1MHz. Dans ce cas, la résistance obtenue est de 1.6 Ω ce qui est comparable à la valeur obtenue par calcul.

Fréquence		1kHz	10kHz	100kHz	1MHz
Résistance (Ω)	Simulation	5.836e-3	4.513e-2	2.07e-1	1.742
	Mesure	1.50e-2	7.32e-2	2.40e-1	1.6
Inductance (H)	Simulation	4.508e-5	4.328e-5	4.174e-5	4.146e-5
	Mesure	4.446e-5	4.433e-5	4.427e-5	4.423e-5

Tableau 25. Les valeurs des inductances et résistances obtenues par mesure et calcul numérique

A partir de ces résultats de comparaison, on peut noter une très bonne corrélation des valeurs de l'inductance entre les mesures et les simulations pour la plage de fréquences considérée (1kHz à 1MHz). Dans ce cas, les valeurs des inductances diminuent avec l'augmentation de la fréquence de 4 à 5% par décade, décroissance due à la diminution de l'inductance interne des conducteurs avec la fréquence.

4.3. Prise en compte de la capacité entre spires pour le calcul d'une bobine en l'air

Les calculs précédents permettent d'obtenir la variation en fonction de la fréquence de l'inductance et la résistance d'une tête de bobine. La validation a été réalisée par des mesures d'impédance sur une bobine complète dans l'air. Pour compléter la modélisation d'une bobine dans l'air, nous introduisons la capacité entre spires. La valeur de cette capacité peut être obtenue par le calcul analytique présenté dans le chapitre 2. Dans ce cas, on considère une valeur de capacité par unité de longueur C_{s-s} . Si on considère une mesure entre la première et la dernière spire d'une bobine, on peut montrer que les capacités entre les spires en série. De ce fait, la capacité équivalente C_{bobine} pour une bobine complète dans l'air peut être calculée comme suit :

$$C_{bobine} = C_{s-s} \cdot L_{spire} \frac{1}{N_{sp_série} - 1}$$

Avec L_{spire} longueur totale de la spire et $N_{sp_série}$ le nombre total de spires en série dans la bobine.

Pour l'évaluation de l'impédance de la bobine complète, on utilise un modèle avec des paramètres localisés, comme indiqué par la figure 93. Ce modèle donne une première comparaison entre le modèle mathématique avec prise en compte des capacités et les mesures sur

une bobine. Pour ce modèle, l'inductance L_{bobine} et la résistance R_{bobine} sont issues des résultats de la modélisation numérique présentée dans le paragraphe précédent.

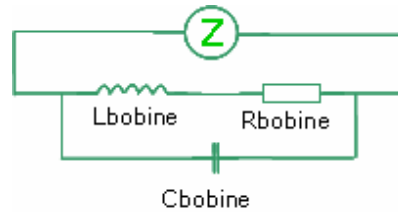


Figure 93. Schéma électrique équivalent de l'impédance (avec des paramètres localisés) pour une bobine complète

Comme les calculs numériques ont été réalisés à des fréquences précises 1kHz, 100kHz, 1MHz et 10MHz, les valeurs intermédiaires de l'inductance et de la résistance ont été obtenues en utilisant l'approximation suivante :

- si la fréquence est inférieure à 1kHz, on utilise la valeur obtenue à 1kHz
- pour chaque décade, on utilise la valeur de fin de décade
- si la fréquence est supérieure 10Mhz, on utilise la valeur obtenue à 10MHz

La comparaison entre le modèle mathématique présenté et la mesure est donnée par la figure 94. On observe une bonne corrélation entre les mesures et le modèle mathématique jusqu'à 1MHz. Au-delà de cette fréquence, le comportement du modèle mathématique n'est plus convenable.

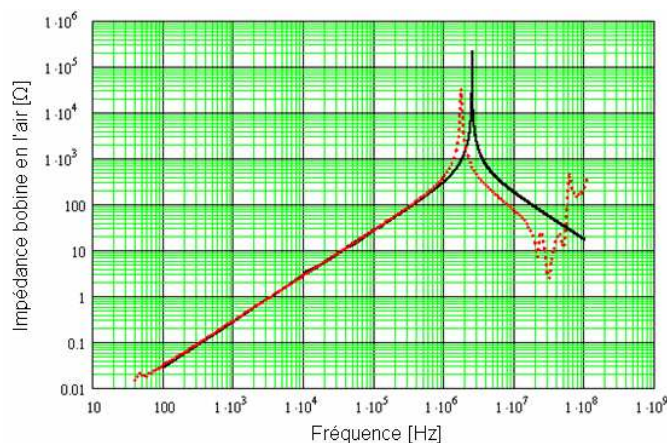


Figure 94. L'impédance de la bobine en fonction de la fréquence : comparaison entre calcul (noir) et mesure (rouge)

4.4. Conclusions

Dans les paragraphes précédents, nous avons présenté la modélisation numérique des têtes de bobines en vue d'obtenir les différents paramètres électriques (inductance, résistance et capacité). Les résultats de cette modélisation ont montré une bonne concordance avec les mesures (mis à part les valeurs de la résistance en basse fréquence $< 10\text{kHz}$). Ce qui permet de valider le modèle et le rend utilisable pour le calcul précis des paramètres d'une tête de bobine dans le domaine de fréquence considéré. La prise en compte des capacités entre les spires a permis de modéliser de façon analytique le comportement d'une bobine en l'air jusqu'une fréquence d'environ 1MHz.

5. Modélisation du bobinage : application au moteur

En début de chapitre, nous avons montré qu'une modélisation du bobinage par ligne de transmission est la plus adaptée pour le moteur étudié (calcul de la fréquence naturelle) et sur les différents travaux sur le sujet [Magdun 08]. La modélisation par ligne de transmission passe par l'utilisation de cellules élémentaires (voir figure 80). Chaque cellule comprend des composants RLC. A partir de là, la modélisation du bobinage appliquée à un moteur revient à établir le circuit de bobinage et les valeurs des composants de la ligne de transmission.

La modélisation par ligne suppose un nombre de cellules correspondant à des parties du bobinage. Sachant qu'en général un moteur de traction comporte 3 phases, un nombre de bobines par phase de l'ordre 40 à 60 et un nombre de spires par bobine qui peut atteindre 10 et si on part d'une décomposition qui suppose la représentation d'une spire par une cellule, on arrive facilement à un nombre de cellules de quelques milliers d'éléments pour le moteur et cela en tenant compte des différents couplages inductifs et capacitifs.

Dans notre étude, pour rendre le modèle plus simple, on va prendre les hypothèses suivantes :

- on représente la bobine par une seule cellule de ligne de transmission,
- on utilise les valeurs de l'inductance et de la résistance des têtes de bobine pour représenter l'inductance et la résistance de la bobine complète. Pour l'application dans notre cas, on utilisera les valeurs obtenues par le calcul

numérique présenté précédemment.

- les couplages capacitifs et inductifs (situés dans les têtes de bobines) entre les bobines sont négligés. Ceci permet d'étudier le moteur « par phase ».

Représentation d'une bobine :

Le schéma de la cellule élémentaire représentant une bobine est donné par la figure 95.

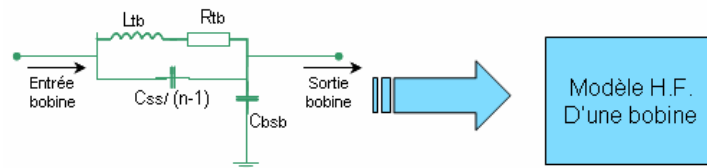


Figure 95. Représentation d'une bobine par une cellule RLCC

Les paramètres de la cellule sont :

- L_{tb} : inductance des deux têtes d'une bobine – comme c'est une inductance en l'air : cette inductance est constante avec la fréquence.
- R_{tb} – résistance interne des deux têtes de bobine – on a observé dans le chapitre IV.2.1 que la valeur de cette résistance par rapport à la réactance X_{tb} est entre 3% à 1kHz et moins de 1% à 1MHz; la valeur de la résistance a été considérée à 3% de la réactance X_{tb} sur tout le spectre de fréquences dans la modélisation
- C_{s-s} : capacité entre deux spires adjacentes (voir chapitre 2)
- C_{bsb}^i : capacité entre bobinage et stator pour une bobine complète ; une bobine a une allée en bas d'encoche et un retour en haut d'encoche – le valeur de la capacité C_{bsb}^i est donc égale avec le valeur de la capacité C_{bs} pour une encoche (voir chapitre 2)
- n : nombre de spires en série par bobine

Représentation d'une phase :

En se basant sur le schéma de bobinage donnant la répartition des différentes bobines dans le moteur, la construction du schéma électrique pour une phase est obtenue par assemblage

de la cellule représentant une bobine. La figure ci-dessous montre ce schéma pour la phase U avec plusieurs bobines en série et plusieurs voies parallèles. Le modèle ne comprend pas des couplages inductifs ou capacitifs entre les phases ou entre les voies parallèles de la même phase ; néanmoins, il intègre les couplages inductifs et capacitifs entre les bobines de la même phase.

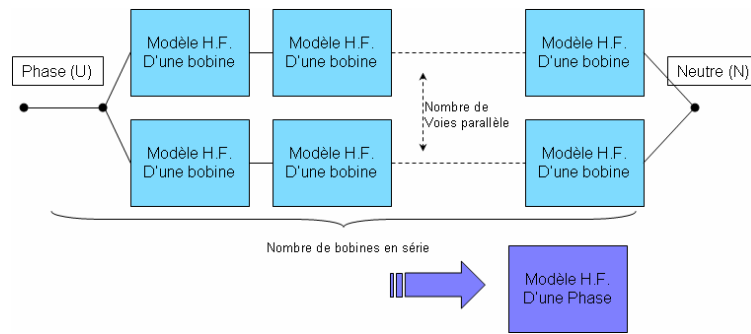


Figure 96. Représentation d'une phase par assemblage des cellules représentant une bobine

Représentation du moteur complet :

A partir du modèle d'une phase, on peut représenter un moteur complet en représentant ses trois phases et les connecter selon les besoins de l'essai. Dans La figure suivante on a une représentation d'un moteur complet, ou U_{bus} représente la tension de bus fourni par l'onduleur sur chaque phase. On a donc représenté le chemin du courant de fuite comme la mise en série de l'impédance du bobinage et de l'impédance du chemin par le fer statorique (le modèle H.F. inductif décrit dans le chapitre précédent).

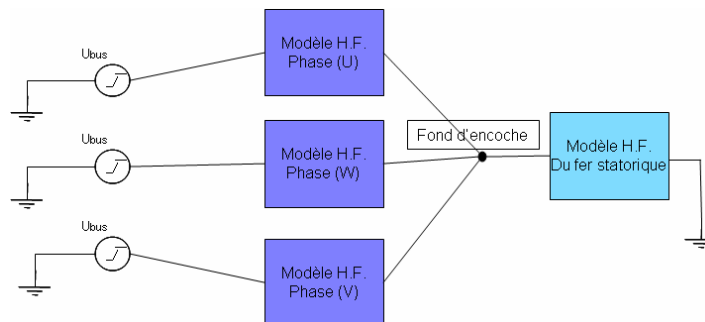


Figure 97. Représentation d'un moteur complet

6. Validation de la modélisation du bobinage par mesure d'impédance

Cette validation concerne la comparaison entre l'impédance obtenue par la modélisation et par les mesures sur le moteur étudié. La mesure d'impédance a été réalisée entre le bobinage dont les 3 points phases ont été court-circuités et la carcasse du moteur. Dans cette mesure d'impédance les amenées des phases sont connectés en parallèle. L'appareil de mesure (Z) est connecté entre le point commun des entrées des phases et la masse. Cette mesure va servir comme validation pour l'ensemble des modèles suivantes : modèle H.F. de l'impédance du bobinage, modèle inductif de l'écoulement du courant de fuite dans le stator et le modèle capacitif qui fait la liaison entre le bobinage et le stator.

6.1. Modélisation du bobinage pour les conditions de mesure

En utilisant la représentation d'une phase et le modèle du fer statorique, on peut décrire par le schéma (Fig. 98) le chemin du courant dans le moteur pour la mesure de l'impédance entre les 3 phases court-circuitées et la carcasse.

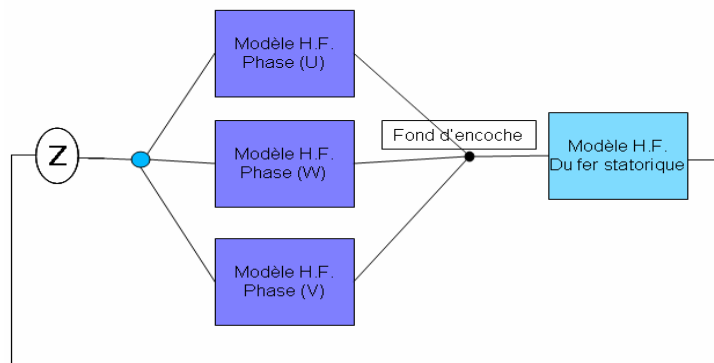


Figure 98. Représentation du modèle complet de la mesure d'impédance 3 phases - carcasse

La résolution complète du circuit donné par le schéma précédent nécessite la prise en compte d'un nombre important de cellules et de composants. Le moteur étudié comporte 3 phases, 2 voies parallèles par phase, 8 bobines en série par voie. Cela amène donc à représenter 48 cellules (bobines) et 192 composants.

Dans la pratique, comme il n'y a aucun couplage entre les phases ou entre les voies parallèles de la même phase, il n'y a aucune raison de simuler toutes les phases et les voies parallèles du moteur.

Pour simplifier le modèle et le rendre plus facile à reconfigurer selon les besoins, on a fait une série de simulations avec un logiciel circuit (Pspice) pour évaluer l'impact des simplifications. Pour cela, on a fait varier le nombre de bobines série et le nombre de voies parallèle du modèle et on a observé l'évolution du module de l'impédance et la valeur de la première fréquence de résonance. On note que pour le cas étudié (impédance entre 3 phases court-circuitées et la carcasse), l'influence des phases intervient de la même manière que les voies parallèles. Pour ces simulations, on ne considère pas le couplage inductif mutuel entre les bobines.

Ces simulations ont amené les conclusions suivantes :

- la première fréquence de résonance diminue de façon linéaire avec l'addition du nombre de cellule RLCC (nombre de bobines en série)
- la première fréquence de résonance n'est pas modifiée en rajoutant des voies en parallèle
- le module de l'impédance diminue de façon linéaire avec le rajout des voies parallèles.

Compte tenu des observations précédentes, nous avons retenu la configuration suivante pour schéma électrique :

- chaque voie parallèle est représentée par 8 cellules RLCC correspondant aux 8 bobines.
- une seule voie parallèle est considérée, car on peut déduire l'impédance du moteur complet par calcul en utilisant le nombre de phases et le nombre de voies parallèles par phase

Un modèle circuit représentatif de la mesure de l'impédance entre les 3 phases et la masse, est donc créé à partir de deux éléments :

- modélisation d'une voie parallèle d'une phase,
- modélisation d'écoulement du courant par le fer statorique.

Du point de vue physique, le courant I_{com} circule sur la boucle suivante : alimentation, bobinage, paquet de tôles (fer statorique) et le retour par la masse.

La figure ci-dessous donne le schéma électrique de la simulation Pspice :

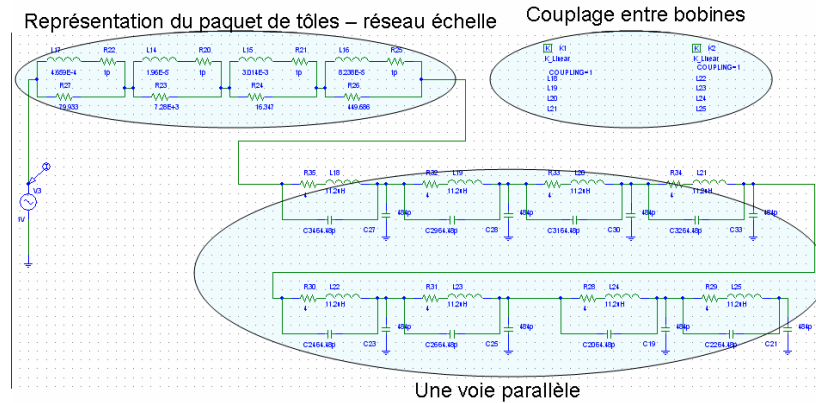


Figure 99. Le modèle simplifié du moteur pour calculer l'impédance entre 3 phases et la masse

Les paramètres du réseau échelle pour le paquet de tôles sont ceux donnés par le tableau 1. Les paramètres de la cellule élémentaire représentant une bobine (voir figure 99) sont résumés dans le tableau ci-dessous.

Rtb	Ltb	Cs-s	Cbsb	n
4 Ω	11.2uH	64.48pF	484pF	7

Tableau 26. Paramètres de la cellule élémentaire représentant une bobine pour le moteur étudié

5.2. Mesures d'impédance et comparaisons avec le modèle

Les mesures d'impédance ont été réalisées entre les 3 phases du moteur court-circuitées et la carcasse (Fig. 100). Dans ce cas, le moteur est à l'arrêt et la mesure a été réalisée par le même pont d'impédance décrit dans le chapitre 3.



Figure 100. Dispositif de mesure d'impédance sur le moteur étudié

La figure suivante donne la comparaison entre le modèle circuit (simulation Pspice, figure 101) et les résultats des mesures pour le module de l'impédance en fonction de la fréquence. Pour la courbe du modèle circuit, le degré de couplage mutuel est égal un 1.

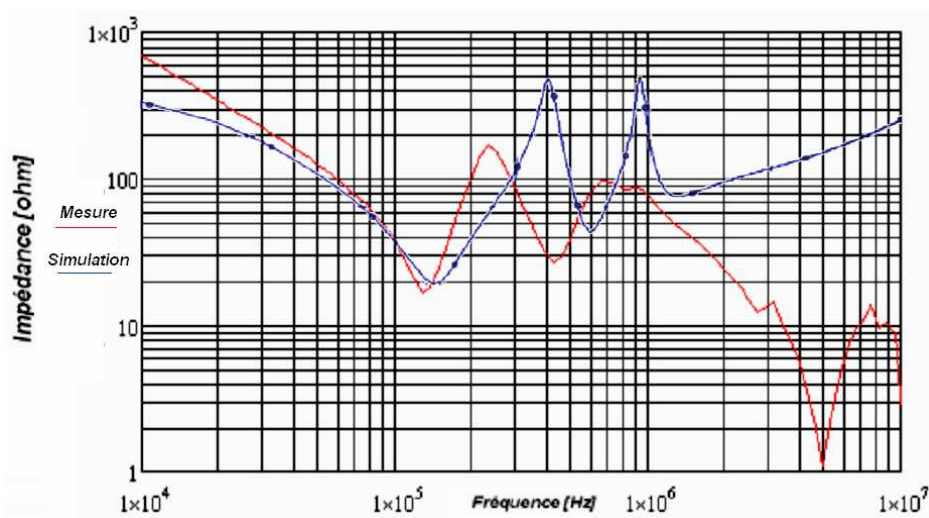


Figure 101. Comparaison simulation (bleu) et mesures (rouge) d'impédance pour le moteur étudié

Dans cette comparaison, on peut noter :

- la forme d'onde simulée est similaire à celle de la mesure de la figure précédente que sur la première partie, jusqu'à une fréquence d'environ 200kHz.
- au delà de 200 kHz, les éléments parasites présents dans le moteur qui n'ont pas été considérés dans la modélisation haute fréquence (comme l'inductance du bobinage dans la zone des encoches, capacités entre les têtes de bobine, etc)

jouent un rôle plus important et font que la courbe simulée s'écarte des mesures

La valeur de l'impédance entre les 3 phases et la masse mesuré à une fréquence de 100kHz est de 39ohm. Cette valeur est en accord avec la simulation avec un couplage $M=1$ qui donne une impédance de 40ohm pour la même fréquence.

On observe que le fait d'introduire un couplage inductif parfait ($M=1$), donne un résultat proche au niveau de la première fréquence de résonance. Ce résultat montre que le fait de négliger l'inductance du bobinage dans le fer est compensé dans le modèle par une augmentation du couplage inductif, pour arriver à un comportement similaire.

7. Conclusion

Dans ce chapitre, on s'est intéressé à une application sur moteur de traction de la modélisation électrodynamique haute fréquence. On a ainsi réalisé le passage du modèle inductif d'une maquette à celui du moteur complet. On a proposé une modélisation du bobinage et on a fini par calculer et valider l'impédance du chemin de mode commun jusqu'à une fréquence de 200kHz. Au delà de cette fréquence, on observe que le modèle perd la précision pour plusieurs raisons : les simplifications prises pour rendre les modèles de simulation moins encombrants au niveau du bobinage de la machine ; la non-prise en compte de l'inductance du bobinage dans l'encoche ; la non-prise en compte des capacités parasites entre les têtes de bobine ou encore les couplages inhérents entre les différentes parties du moteur comme le bobinage et la carcasse. En effet, les approximations utilisées, même si petites (prises séparément), elles peuvent amener en haute fréquence aux différences importantes sur les grandeurs observées.

En perspective, à part d'affiner les modèles proposés, le travail peut continuer avec la validation de la valeur du courant de mode commun obtenue à partir de cette modélisation en intégrant l'excitation du bobinage par les formes d'onde issues des onduleurs d'alimentation. A partir des modules courants I_{com} obtenus, l'évaluation du module du courant de palier I_p est possible avec l'utilisation du rapport validé sur la maquette.

Conclusion

Lors de cette étude, on a d'abord présenté les points remarquables des études antérieures faites sur les courants de palier en général, et la partie liée aux hautes fréquences en particulier. Les modèles présentés dans la littérature sur la partie haute fréquence couvrent les couplages capacitifs, ainsi que les couplages inductifs. Des études plus récentes proposent des modélisations avec une liaison entre les deux couplages haute fréquence.

Qu'ils soient de décharge ou de conduction, les courants de palier provoquent des dommages au niveau des roulements. Les études présentées dans l'état de l'art proposent des modèles très variés, en partant des schémas RLC qui essayent de reproduire des comportements mesurés, jusqu'aux modèles complexes qui permettent de calculer les courants de palier d'un moteur dès la phase de conception. Ces études proposent également un panel de solutions techniques pour réduire les niveaux de courant dans les roulements.

Dans le deuxième chapitre, nous avons montré la partie expérimentale qui nous a permis de caractériser le comportement diélectrique de l'isolation d'encoche et des isolants des tôles. A partir de ces données, on a poursuivi avec le calcul analytique des différentes capacités d'un moteur typique de traction, qui a été validé par un calcul numérique avec la méthode des éléments finis. Une mesure de capacité sur moteur réel a été faite et elle a confirmé les calculs pour la capacité entre le bobinage et le fer stator. Le modèle électrostatique que nous avons développé utilise comme entrées les données géométriques du moteur et les propriétés diélectriques du système d'isolation.

Par la suite, on a démontré de façon expérimentale que le modèle du chemin de circulation des courants dans le stator est applicable avec des bons résultats. La maquette utilisée pour la validation expérimentale a été conçue pour qu'elle réponde aux demandes de vérification et de validation du modèle mathématique. Ensuite avec une modélisation par un réseau en échelle, on a représenté les inductances et les résistances variables avec la fréquence dans un logiciel de simulation « circuit » et on a validé le modèle par des mesures expérimentales en excitation sinusoïdale et avec un front raide de tension.

Dans le quatrième chapitre, on a fait le passage du modèle inductif d'une maquette à celui d'un moteur complet. On a proposé une modélisation du bobinage et on a fini par calculer et valider l'impédance du chemin de mode commun jusqu'une fréquence de 200kHz. Au-delà de cette valeur on observe que le modèle perd en précision. Les erreurs au-delà de cette fréquence sont causées par les hypothèses et les simplifications prises en compte dans le développement du

modèle qui, même si petites (si prises séparément), peuvent amener en haute fréquence des écarts importants. Parmi ces simplifications, on peut citer la réduction du nombre de cellules (représentant le bobinage de la machine) dans le modèle « circuit » pour le rendre peu encombrant, la non-prise en compte de l'inductance du bobinage dans l'encoche, la non-prise en compte des capacités parasites entre les têtes de bobine, ou les couplages inhérents entre les différentes parties du moteur comme le bobinage et la carcasse.

En perspective, en plus d'affiner les modèles proposés, le travail peut continuer avec la validation de la valeur du courant de mode commun ' I_{com} ' obtenue à partir de cette modélisation, on pourra calculer le courant de palier ' I_p ' en utilisant la détermination du rapport ' I_p/I_{com} ' validé par les mesures sur la maquette. Avancements dans les logiciels de calcul numérique pourra amener aux modélisations plus précis des têtes de bobine, mais aussi à la validation des hypothèses prises en compte pour le calcul de l'inductance des bobines dans l'encoche. Le travail peut aussi continuer avec une intégration des modèles capacitifs et inductifs dans le même schéma électrique, avec un étude statistique de fréquence des deux phénomènes pour différents types de roulements, pour pouvoir calculer le courant de palier résultant des deux phénomènes.

Bibliographie

Thèses

[Alger 50] M. ALGER - Some Effects of Eccentric Air Gap in. Induction Machines", *Thèse de doctorat, M.I.T., Etats-Unis, 1950*

[Ben Abdelghani 03] A. Ben Abdelghani – Minimisation des courants de mode commun dans les variateurs de vitesse asynchrone alimentés par onduleurs de tension multicellulaires – *Thèse de doctorat, L'institut national Polytechnique de Toulouse, France 2003*

[Chern 03] N-M. Chern – Shaft voltage in synchronous machines – *Thèse de doctorat, The university of Queensland, Australie 2003*

[Hoang 95] E. Hoang – Etude, modélisation et mesure des pertes magnétiques dans les moteurs à réluctance variable à double saillance – *Thèse de doctorat, Université de Cachan, Algérie 1995*

[Khadidja 05] Y. Khadidja – Réduction des effets de la tension homopolaire dans les associations onduleurs multiniveau moteurs à induction – *Thèse de doctorat, Université de Batna, Algérie 2005*

[Maki-Ontto 06] P. Mäki-Ontto - MODELING AND REDUCTION OF SHAFT VOLTAGES IN AC MOTORS FED BY FREQUENCY CONVERTERS – *Thèse de doctorat, Helsinki University of Technology, Espoo, Finlande 2006*

[Muetze 04a] A. Muetze - Bearing Currents in Inverter-Fed AC-Motors – *Thèse de doctorat, Elektrotechnik und Informationstechnik der Technischen Universitaet Darmstadt, Deuchland 2004*

[Neacsu 02] C. Neacsu – Contribution à l'étude des défaillances statoriques des machines asynchrones : mise au point et réalisation d'un test non destructif de fin de fabrication – *Thèse de doctorat, L'institut polytechnique de Toulouse, France 2004*

[Schanen 92] J.L. SCHANEN – Intégration de la compatibilité électromagnétique dans la conception de convertisseurs en Electronique de Puissance – *Thèse de doctorat, Université Joseph Fourier, Grenoble, France 1992*

Basse Fréquence

[Alger 24] Alger, Samson: Shaft Currents in Electric Machines, A.I.R.E. Conference, Philadelphia, Etats Unis, Février 1924

[Andrade 92] de Andrade D.A., de Paula H., Domingos J.L. - Effects of magnetic saturation on induction machines driven by static converters - *Electric Machines and Drives Conference, 2003, IEMDC'03, IEEE International Volume 2, 1-4 June 2003 Page(s):1026 - 1031 vol.2*

[Bispo 00] Bispo D., Martins L., Neto de Resende J.T., de Andrade D.A. - A new strategy for induction machine modelling taking into account the magnetic saturation - *Industry Applications, IEEE Transactions on Volume 37, Issue 6, Nov.-Dec. 2001 Page(s):1710 – 1719*

[Busse 96] Busse D., Erdman J., Kerkman R., Schlegel D., and Skibinski G. - System Electrical Parameters and Their Effects on Bearing Currents - *IEEE APEC Conference San Jose, CA March*

1996

[Busse 97a] D., Busse, D., Erdman, J. M., Kerkman, R. J., Schlegel, D. W. and Skibinski, G. L. , Bearing currents and their relationship to PWM Drives - *IEEE Transactions on Power Electronics*, **12**, pp. 243-251

[Busse 97b] Busse D., Erdman J., Kerkman R., Schlegel D., and Skibinski G. - The Effects of PWM Voltage Source Inverters on the Mechanical Performance of Rolling Bearings - *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS*, VOL. 33, NO. 2, MARCH/APRIL 1997

[Ferreira 06] F. Ferreira, P. Pereirinha, A. de Almeida - Study on the Bearing Currents Activity in Cage Induction Motors using Finite Element Method – *XVIIth International Conference on Electrical Machines, Chania, Crete Island, Greece, September 2 – 5, 2006*

[Hesse 92] HESSE H. - AIR GAP PERMEANCE IN DOUBLY-SLOTTED ASYNCHRONOUS MACHINES – *IEEE transactions on energy conversion* Sep 1992 Volume: 7, Issue: 3 On page(s): 491-499, IEEE 1992

[Jurkovic 04] Bearing Currents in the Induction Machines - *ECE 925, Fall 2004*

[Krzemien 97] Z. Krzemien – The additional phenomena which appear in induction motors from PWM inverters – *Proceedings of ENE'97 Trondheim*

[Liao 97] Y. Liao, T. Lipo – Effect of the saturation third harmonic on the performance of squirell-cage induction machines – *Electric machines and power systems 1994, vol. 22, no2, pp. 155-171 (11 ref.)*

[Moreira 90] J., C., Moreira, T., A., Lipo – Modelling of saturated AC machines including air gap flux harmonic components – *IEEE Transactions on industry applications* Vol. 28, No.2, March/April 1992

Haute Fréquence

[Akagi 06] H. Akagi, S. Tamura - A Passive EMI Filter for Eliminating Both Bearing Current and Ground Leakage Current From an Inverter-Driven Motor - *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, VOL. 21, NO. 5, SEPTEMBER 2006

[Binder 99] A. Binder, R. Aust, A. Schrepfer - Bearing currents - A danger to inverter-fed a-c motors? - *Iron and Steel Engineer, Juillet 1999* vol. 76, n°7, pp. 47-52

[BOGLIETTI 99] Boglietti, A. and Carpaneto, E.- Induction motor high frequency model - *Conference Record of the 34th IEEE-IAS Annual Meeting, IAS'99, Phoenix, AZ, vol. 3, pp. 1551-1558.*

[Bonnett 94] A. Bonnett – Analysis of the impact of the pulse-width modulated inverter voltage waveforms on A.C. induction motors – *Annual Conference Record of Pulp and Paper Industry Technical Conference Jun 1994, On page(s): 68-75 IEEE 1994*

[Chen 95] Chen S, LIPO T.A., FITZGERALD D. – Measurement and analysis of induction motor bearing currents in PWM inverter drives – *Papier interne Université de Wisconsin 1995*

[Chen 96a] S. Chen, T. A. Lipo – Modelling of Motor Bearing Currents in PWM Inverter Drives

– *IEEE Transaction on Industry Applications*, Vol. 32, No. 6, November/December 1996

[Chen 96b] Chen, S., Lipo, T. A. and Fitzgerald, D. (1996b), "Source of induction motor bearing currents caused by PWM inverters," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 11, pp. 25-32

[Chen 98] Chen S., T. A. Lipo – Circulating Type motor bearing current in inverter drives, *IEEE Industry Applications magazine - January/February 1998*

[Costabile 07] G. Costabile; B. DE VIVO, L. Egiziano, V. Tucci, M. Vittelli, L. Beneduce, S. Ioviendo, A. Masucci - An accurate evaluation of electric discharge machining bearings currents in inverter-driven induction motors - *2007 European Conference on Power Electronics and Applications Sept. 2007 On page(s): 1-8, Aalborg, Suède, 2007*

[Dolezel 07] I. Dolezel, J. Skramlik, V. Valouch – High-Frequency Parasitic Currents in Inverter-Fed Induction Motor Drives - *Proceeding of International Conference on Electrical Machines and Systems 2007, Oct. 8~11, Seoul, Korea*

[Erdmann 96] J. M. Erdman, R. J. Kerkman, D. W. Schlegel, and G. L. Skibinski – Effect of PWM inverters on AC Motor Bearing Currents and Shaft Voltages - *Industry Applications, IEEE Transactions on Volume 32, Issue 2, March-April 1996 Page(s):250 – 259*

[Grandi 97a] Grandi, G., Casadei, D., Reggiani U. - Equivalent Circuit of Mush Wound AC Windings for High Frequency Analysis - *ISIE'97 - Guimaraes, Portugal*

[Grandi 97b] Grandi, G., Casadei, D. and Massarini, A., High frequency lumped parameter model for AC motor windings," in *Proceedings of the 7th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE'97, Trondheim, Norway, vol. 2, pp. 578-583.*

[Guardado 96] Guardado, J.L., Cornick, J.K. – Calculation of machine winding electrical parameters at high frequency for switching transient studies - *IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 11, No. 1, March 1996*

[Kempski 01] Kempski A. – Bearing Current Path and Pulse Rate in PWM-Inverter-Fed Induction Motor - *Power Electronics Specialists Conference, 2001, On page(s): 2025-2030 vol. 4*

[Magdun 07] O. Magdun, A Binder, A. Rocks, O. Henzel – Prediction of common mode ground current in motors of inverter-based drive systems - *Authorized licensed use limited to: Alstom Transport. Downloaded on October 28, 2008 at 11:37 from IEEE Xplore. Restrictions apply.*

[Mei 03] C. Mei, J-C. Balda, W. Waite, K. Cam – Minimization and Cancellation of Common-Mode Currents, Shaft Voltages and Bearing Currents for Induction Motor Drives - : *Power Electronics Specialist Conference, 2003. PESC '03. 2003 IEEE 34th Annual, Volume: 3, On page(s): 1127- 1132 vol.3*

[Maki-Ontto 02a] P. Mäki-Ontto, J. Luomi– Circumferential flux as a source of bearing current of converter-fed AC machines - *Nordic Workshop on Power and Industrial Electronics 2002*

[Maki-Ontto 02b] P. Mäki-Ontto – Common-mode flux calculation of ac machines, *Proceedings of the 15th International Conference on Electrical Machines (ICEM 2002), Bruges, Belgium, 2002*

[Maki-Ontto 03] P. Mäki-Ontto – Bearing current prevention for converter fed AC machines with a conductive shielding stator slots - *IEMDC'03. IEEE International, Vol.1, Page 274-278*

[Maki-Ontto 05a] Petri Mäki-Ontto – Three phased model for the circuit simulation for the CM phenomena and shaft volt ages in AC drive systems - *Electric Machines and Drives, 2005 IEEE International Conference on, On page(s): 437-443*

[Maki-Ontto 05b] P. Mäki-Ontto – Induction motor model for the analysis of capacitive and induced shaft voltages - *May 2005, IEEE International Conference on Electric Machines and*

Drives, Page 1653-1660

[Moreira 01] A. F. Moreira, T. A. Lipo, G. Venkataramanan, S. Bernet – Modeling and Evaluation of dv/dt Filters for AC Drives with High Switching Speed - *9th European Conference on Power Electronics and Applications, Graz, Austria, August 2001*

[Muetze 02a] A. Muetze, A. Binder, H. Vogel, J. Hering - Experimental Evaluation of the Endangerment of Ball Bearings due to Inverter-Induced Bearing Currents - *Industry Applications Conference, 2002. 39th IAS Annual Meeting, Volume: 3, On page(s): 1989- 1995*

[Muetze 02b] A. Muetze, A. Binder - Influence of motor size on the nature of bearing currents – Investigations at 11kW and 110kW inverter-fed induction motors - *European Transactions on Electrical Power, Vol. 15, No. 3, p. 217 – 227*

[Muetze 04] A. Muetze, A. Binder, H. Vogel, and J. Hering – Experimental Evaluation of Endangerment of Ball Bearing due to Inverter Induced Bearing Currents - *Record of the 2004 IEEE Industry Applications Conference, page(s): 1989- 1995 vol.3, 3-7 Oct. 2004*

[Muetze 04b] A. Muetze, A. Binder - Calculation of Circulating Bearing Currents in Machines of Inverter-Based Drive Systems -*Industry Applications Conference, 2004. 39th IAS Annual Meeting, Conference Record of the 2004 IEEE Volume 3, 3-7 Oct. 2004 Page(s):1989 - 1995 vol.3*

[Muetze 05a] A. Muetze, A. Binder - Calculation of Motor Capacitances for Prediction of Discharge Bearing Currents in Machines of Inverter-Based Drive Systems - *Electric Machines and Drives, 2005 IEEE International Conference, page 264-270*

[Muetze 05b] A Muetze, A. Binder - Influence of teeth and cooling ducts on the high-frequency common mode flux of inverter-fed AC machines - *Industry Applications Conference, 2005, Fortieth IAS Annual Meeting, Conference Record of the 2005 Volume 2, Oct. 2005 Page(s):1350 – 1356 Vol. 2*

[Muetze 05c] A Muetze - Scaling Issues for Common Mode Chokes to Mitigate Ground Currents in Inverter-Based Drive Systems- *Record of the Fortieth IAS Annual Meeting Industry Applications Conference Publication Date: 2-6 Oct. 2005 Volume: 3, On page(s): 1860- 1867*

[Muetze 06] A Muetze, A. Binder - Calculation of the Influence of Insulated Bearings and Insulated Inner Bearing Seats on Circulating Bearing Currents in Machines of Inverter-Based Drive Systems- *IEEE Transactions on industry applications, Vol. 42, No. 4, July/August 2006*

[Muetze 07a] A Muetze, A. Binder - Scaling Effects of Inverter-Induced Bearing Currents in AC Machines - *Electric Machines & Drives Conference, 2007. IEMDC '07, May 2007 Volume: 2, On page(s): 1477-1483, Antalya, Turkie*

[Muetze 07b] A Muetze, B-S. Heng - Low-Cost Low-Power Test-Bed for Experimental Investigation of Common-Mode Chokes for High-Power Applications – *Electric Machines & Drives Conference, 2007. IEMDC '07 May 2007 Volume: 2, On page(s): 1582-1586 Antalya, Turkie*

[Muetze 07c] A Muetze, W. Oh- Application of Static Charge Dissipation to Mitigate Electric Discharge Bearing Currents - *Electric Machines & Drives Conference, 2007. IEMDC '07 May 2007 Volume: 2, On page(s): 1059-1066 Antalya, Turkie*

[Riehl 07] R. Riehl, E. Filho- A Simplified Method for Determining the High Frequency Induction Motor Equivalent Electrical Circuit Parameters to be Used in EMI Effect - *Proceeding of International Conference on Electrical Machines and Systems 2007, Oct. 8~11, Seoul, Korea*