



HAL
open science

Diagnostic des machines électriques par l'analyse du champ magnétique de fuite. Application à l'identification de défauts rotoriques d'un alternateur à vide

Viet Phuong Bui

► To cite this version:

Viet Phuong Bui. Diagnostic des machines électriques par l'analyse du champ magnétique de fuite. Application à l'identification de défauts rotoriques d'un alternateur à vide. Energie électrique. Institut National Polytechnique de Grenoble - INPG, 2007. Français. NNT: . tel-00187238

HAL Id: tel-00187238

<https://theses.hal.science/tel-00187238>

Submitted on 14 Nov 2007

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.

INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE GRENOBLE

N° attribué par la bibliothèque

|_|_|_|_|_|_|_|_|_|_|_|_|_|_|_|

THESE

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'INP Grenoble

Spécialité : « Génie Electrique »

préparée au laboratoire de Génie Electrique de Grenoble

dans le cadre de l'**Ecole Doctorale « Electronique, Electrotechnique, Automatique,**

Télécommunication et Signal »

présentée et soutenue publiquement

par

BUI Viet Phuong

le 4 Octobre 2007

TITRE

**DIAGNOSTIC DES MACHINES ELECTRIQUES PAR L'ANALYSE DU CHAMP MAGNETIQUE DE FUITE
APPLICATION A L'IDENTIFICATION DE DEFAUTS ROTORIQUES D'UN ALTERNATEUR A VIDE**

DIRECTEUR DE THÈSE

COULOMB Jean-Louis

JURY

M. FELIACHI Mouloud	, Président et Rapporteur
M. BURASIS Noël	, Rapporteur
M. COULOMB Jean-Louis	, Directeur de thèse
M. CHADEBEC Olivier	, Co-encadrant
Mme. ROUVE Laure-Line	, Co-encadrant
M. EYRAUD Patrice	, Examineur

*A toute ma famille...
Pour son amour et soutien.*

REMERCIEMENTS

Je tiens tout d'abord à remercier vivement les membres du jury :

Monsieur Mouloud FELIACHI, Professeur à l'Université de Nantes, pour m'avoir fait l'honneur de présider le jury de thèse, ainsi que pour avoir accepté d'être rapporteur.

Monsieur Noël BURAIIS, Professeur à l'Université de Lyon 1, pour avoir accepté d'être rapporteur.

Monsieur Patrice EYRAUD, Ingénieur à EDF, pour avoir participé à mon jury de thèse en tant qu'examineur.

Je tiens à exprimer mes sincères remerciements à Monsieur Jean-Louis COULOMB, Professeur à l'INPG, mon directeur de thèse, pour sa gentillesse tout au long de ces trois années de thèse. Je le remercie aussi pour tous ses conseils, pour son travail de relecture de ce mémoire et pour ses remarques lors de mes présentations. J'ai l'honneur d'être un de ses thésards.

Ma gratitude va à Madame Laure-Line ROUVE, Ingénieur de Recherche à l'INPG, mon co-encadrant, pour toute son aide, sa disponibilité et sa rigueur dans le travail. Je la remercie pour tout le temps qu'elle m'a consacré. Sa connaissance et ses exigences ont apporté des améliorations importantes à ce travail.

J'adresse mes meilleurs sentiments à Monsieur Olivier CHADEBEC, Chargé de Recherche au CNRS, mon co-encadrant, pour son aide particulière, sa grande disponibilité et son dynamisme. Je crois que sans lui ce travail aurait eu du mal à aboutir.

Je tiens à remercier tout particulièrement Monsieur Gérard MEUNIER, Directeur de Recherche au CNRS, mon responsable du stage de Master de Recherche, pour sa gentillesse pendant ces quatre années au laboratoire. C'est lui qui m'a donné les aptitudes nécessaires pour mes premiers pas dans la recherche.

Je voudrais aussi remercier tout le personnel du service technique du laboratoire, particulièrement Monsieur Emmanuel ARNOULD, Monsieur Daniel OGIER et Monsieur Jean-Paul BONGIRAUD, pour avoir m'aidé à monter la manip.

Je n'oublie pas de remercier l'ensemble du personnel du Laboratoire de Génie Electrique de Grenoble (G2Elab) qui m'a réservé un accueil formidable. Un grand

merci à Madame Danielle COLLIN, Secrétaire de la Formation Doctorale du Génie Electrique, qui m'a accueilli dès mon premier jour en France.

Mes remerciements s'adressent aussi à mes collègues dans l'équipe MAGE et l'équipe CMF, pour les discussions intéressantes et leur amitié.

Enfin, je voudrais remercier sincèrement ma famille pour le soutien constant qu'elle m'a apporté tout au long de mes études.

Cam on ACE AEEE va AEVG.

Cam on Chi.

TABLE DES MATIERES

INTRODUCTION GENERALE	11
CHAPITRE I. LE DIAGNOSTIC DE DEFAUTS DANS LES MACHINES ELECTRIQUES	15
I.1. INTRODUCTION	15
I.2. LES DEFAUTS DES MACHINES ELECTRIQUES TOURNANTES.....	16
I.3. LE DIAGNOSTIC DES MACHINES ELECTRIQUES	18
I.3.1. <i>Etat de l'art des méthodes de diagnostic</i>	18
I.3.1.a Les différents types de maintenance	18
I.3.1.b Les différents types de diagnostic	19
I.3.2. <i>Le diagnostic appliqué aux machines électriques</i>	20
I.3.2.a Quelques remarques.....	20
I.3.2.b Quelles grandeurs ?.....	22
I.3.2.c Méthodes de diagnostic basées sur l'analyse fréquentielle des grandeurs "mesurables"	22
I.3.2.c.1 L'analyse du flux dans l'entrefer	23
I.3.2.c.2 Diagnostic par mesure non invasive	24
I.4. METHODE DE DIAGNOSTIC PAR L'ANALYSE DU CHAMP MAGNETIQUE DE FUITE.....	26
I.4.1. <i>Le champ de fuite : une grandeur pertinente pour le diagnostic</i>	26
I.4.2. <i>L'approche heuristique</i>	27
I.4.3. <i>Une approche par problème inverse, l'identification des flux dans la machine</i> ..	28
I.5. CONCLUSIONS	29
CHAPITRE II. ANALYSE EN 2D DU CHAMP MAGNETIQUE DE FUITE PAR UNE MACHINE ELECTRIQUE	31
II.1. INTRODUCTION	31
II.2. CHAMP MAGNETIQUE DE FUITE D'UNE MACHINE ELECTRIQUE EN FONCTIONNEMENT SAIN	32
II.2.1. <i>Présentation de la machine</i>	32
II.2.2. <i>Simulation de la machine par un logiciel éléments finis 2D</i>	33
II.2.2.a Introduction	33
II.2.2.b Choix et hypothèses de simulation.....	33
II.2.2.b.1 Géométrie, matériaux et circuit électrique	34
II.2.2.b.2 Procédure de simulation	37
II.2.2.c Analyse de la machine saine	37
II.2.2.c.1 L'effet de la non linéarité	40
II.2.2.c.2 L'effet des courants induits	42
II.2.2.c.3 L'effet des masses magnétiques	44
II.2.2.d Conclusions	47
II.3. INFLUENCE DES DEFAUTS SUR LE CHAMP RAYONNE	47
II.3.1. <i>Une approche simplifiée qualitative</i>	47
II.3.1.a Machine saine.....	47
II.3.1.b Court circuit au rotor	48
II.3.1.c Excentricités au rotor.....	49
II.3.1.d Court circuit au stator.....	50
II.3.1.e D'autres phénomènes	51

Table des matières

II.3.1.f	Conclusions	51
II.3.2.	<i>Simulation par éléments finis</i>	52
II.3.2.a	Introduction	52
II.3.2.b	Analyse des résultats	52
II.3.2.b.1	Le champ magnétique dans l'entrefer de la machine.....	52
II.3.2.b.2	Le champ magnétique de fuite de la machine	55
II.3.2.c	Synthèse	59
II.3.2.c.1	Généralité.....	59
II.3.2.c.2	Influence sur un défaut (court circuit d'un pôle) de la non linéarité, d'une forte vitesse de rotation et de la présence de masses magnétiques:	60
II.3.2.d	Conclusions	62
II.4.	CONCLUSIONS	63
CHAPITRE III.	METHODES 3D DE CALCUL DU CHAMP MAGNETIQUE DE FUITE	65
III.1.	INTRODUCTION.....	65
III.2.	MODELISATION DE LA MACHINE PAR LA METHODE DES ELEMENTS FINIS 3D	66
III.2.1.	<i>Principe de la méthode des éléments finis</i>	66
III.2.2.	<i>La méthode des éléments finis 3D pour le calcul des champs de fuite.....</i>	69
III.2.3.	<i>Post traitement par la méthode des moments magnétiques</i>	71
III.2.4.	<i>Résultats numériques.....</i>	72
III.2.4.a	Modélisation de la machine sans carcasse.....	73
III.2.4.b	Modélisation de la machine avec carcasse	74
III.2.5.	<i>Développement d'une technique d'homogénéisation</i>	76
III.2.5.a	Détermination de perméabilités anisotropes équivalentes pour les encoches	76
III.2.5.b	Application à la modélisation de la machine sans carcasse	78
III.2.5.c	Modélisation de la machine avec carcasse	79
III.2.5.d	Remarque sur la position des bobines	80
III.2.5.e	Analyse fréquentielle de la signature du champ rayonné par la machine avec défaut	81
III.2.5.e.1	Prise en compte de la rotation.....	82
III.2.5.e.2	Analyse fréquentielle	83
III.2.5.f	Conclusions	84
III.3.	MODELISATION DE MACHINES PAR METHODES INTEGRALES	84
III.3.1.	<i>Introduction</i>	84
III.3.2.	<i>La méthode intégrale de volume magnétostatique.....</i>	85
III.3.2.a	Présentation du principe de la méthode.....	86
III.3.2.b	La méthode des moments pour la modélisation de machines électriques	88
III.3.2.c	Méthode intégrale de volume en potentiel scalaire	90
III.3.3.	<i>Une méthode intégrale de frontières originale.....</i>	92
III.3.3.a	Présentation du principe de la méthode.....	92
III.3.3.b	Application à la modélisation de la machine électrique.....	95
III.3.3.b.1	Quelques remarques préliminaires	95
III.3.3.b.2	Deux équivalences dipolaires	96
III.3.3.b.3	Modélisation de la machine électrique sans carcasse	97
III.3.3.b.4	Prise en compte de la carcasse et des masses magnétiques externes	101
III.3.3.b.5	Application à la machine synchrone	102
III.3.3.c	Prise en compte des défauts.....	107
III.4.	CONCLUSIONS	109

CHAPITRE IV. UNE APPROCHE DE DIAGNOSTIC DES MACHINES ELECTRIQUES PAR RESOLUTION D'UN PROBLEME INVERSE	111
IV.1. RESOLUTION DU PROBLEME INVERSE	111
IV.1.1. Introduction	111
IV.1.2. Généralité sur la théorie des problèmes inverses	111
IV.1.2.a Généralités	111
IV.1.2.b Les caractéristiques d'un problème inverse linéaire	113
IV.1.2.b.1 Trouver une base optimale de description du problème	113
IV.1.2.b.2 Rajouter des équations	114
IV.1.2.b.3 Régulariser	114
IV.1.3. Construction du modèle inverse	114
IV.1.3.a Présentation du modèle	114
IV.1.3.b Ecriture de la relation champ entrefer/champ rayonné	115
IV.1.4. Les méthodes de résolution des problèmes mal-posés	116
IV.1.4.a Généralités	116
IV.1.4.b Les méthodes d'inversion "naïves"	117
IV.1.4.b.1 Les équations normales	117
IV.1.4.b.2 La décomposition en valeurs singulières	118
IV.1.4.c Les méthodes basées sur la régularisation	121
IV.1.4.c.1 La troncature du spectre	121
IV.1.4.c.2 Technique de régularisation de Tikhonov	123
IV.1.4.c.3 Amélioration de la base	126
IV.1.5. Conclusions	127
IV.2. DIAGNOSTIC DE DEFAUTS DES MACHINES ELECTRIQUES	128
IV.2.1. Introduction	128
IV.2.2. Détection et discrimination du défaut	128
IV.2.3. Vers une technique de localisation du défaut	130
IV.2.4. Quantification d'un défaut de court circuit des spires au rotor	130
IV.2.5. Conclusions	133
IV.3. CONCLUSIONS	133
CHAPITRE V. VALIDATION EXPERIMENTALE	135
V.1. INTRODUCTION	135
V.2. PRESENTATION DU BANC D'ESSAIS	135
V.2.1. Présentation de la machine synchrone	135
V.2.2. Présentation du système de mesure basse fréquence	136
V.2.3. Instrumentation de l'alternateur	137
V.2.4. Position des capteurs	138
V.3. MESURE SUR LA MACHINE SAIN	139
V.3.1. Mesure du bruit ambiant	139
V.3.2. Analyse du cas sain	141
V.3.2.a Signature à faible vitesse de rotation (20tr/min)	141
V.3.2.b Effet de la non-linéarité des matériaux magnétiques	143
V.3.2.c Effet des courants induits, pour des vitesses de rotation jusqu'à 1500tr/min	144
V.3.2.d Comparaison avec la modélisation pour le problème sain	144
V.4. MESURE AVEC DEFAUT	145
V.4.1. Court circuit au rotor	145
V.4.2. Excentricité statique	147
V.4.3. Etude des défauts pour des cas limites (vitesses de rotation plus grandes, etc.)	147

Table des matières

V.4.4.	<i>Conclusions</i>	149
V.5.	VERS UNE VALIDATION EXPERIMENTALE DE L'APPROCHE INVERSE	150
V.5.1.	<i>Difficultés de mise en œuvre</i>	150
V.5.2.	<i>Limites de l'approche inverse actuelle</i>	151
V.5.3.	<i>Vers une inversion robuste</i>	151
V.6.	CONCLUSIONS	152
CONCLUSIONS ET PERSPECTIVES		153
BIBLIOGRAPHIE		157
ANNEXE. EXPRESSION ANALYTIQUE DU FLUX DANS L'ENTREFER D'UNE MACHINE SYNCHRONE		161
A.1.	L'INDUCTION DANS L'ENTREFER POUR UN CAS SAIN.....	161
A.2.	L'INDUCTION DANS L'ENTREFER EN CAS DE DEFAUTS	163
A.2.1.	<i>Court-circuit des spires de l'excitation</i>	163
A.2.2.	<i>Variation d'entrefer - Excentricité statique et dynamique</i>	165
A.2.2.a	Excentricité statique.....	165
A.2.2.b	Excentricité dynamique.....	165
A.3.	EXPRESSION DE DIPOLES T DANS L'ENTREFER.....	166
A.3.1.	<i>Fonctionnement sain</i>	166
A.3.2.	<i>Court-circuit des spires d'un pôle au rotor</i>	167
A.3.3.	<i>Excentricité statique</i>	167
A.3.4.	<i>Excentricité dynamique</i>	168

INTRODUCTION GENERALE

Les dispositifs électromécaniques tiennent une place importante dans les équipements industriels (moteurs, alternateurs, actionneurs, ...), place qui tend à s'amplifier avec l'apparition de nouvelles tendances : traction tout électrique, production décentralisée, nouveaux actionneurs, etc. De plus, ces systèmes ont souvent une place critique dans les applications. Cette criticité génère des contraintes croissantes en termes de sûreté de fonctionnement et de taux de disponibilité, nécessitant une surveillance accrue et donc le développement d'outils de diagnostic de plus en plus performants.

A l'heure actuelle, la recherche de défauts dans les dispositifs électromécaniques est généralement effectuée sur l'analyse des grandeurs que sont la tension ou l'intensité aux bornes des dispositifs et sur leur vitesse et la mesure de températures ou de vibrations. Or, la demande croissante en terme de robustesse des outils de diagnostic nécessite de trouver de nouvelles solutions et, en particulier, de porter une analyse sur d'autres grandeurs, ceci afin de compléter les approches existantes.

Pour répondre à ces nouveaux enjeux, nous nous proposons de porter l'analyse sur le champ magnétique rayonné par le dispositif, grandeur qui n'est, à l'heure actuelle, que très peu exploitée. En effet, tout système électromécanique crée dans son environnement proche un champ magnétique. Il semble donc naturel de penser que tout défaut, intervenant à l'intérieur du système, aura nécessairement des répercussions en terme de champ rayonné. Le champ magnétique est la grandeur fondamentale de tout système électrotechnique. Il assure la conversion de l'énergie et est la cause première de tous les phénomènes physiques intervenant dans le dispositif. Tout défaut a donc, en premier lieu, des répercussions sur le champ magnétique avant de se propager sur les grandeurs que sont la tension ou l'intensité aux bornes du dispositif où son effet est moyenné et donc plus difficilement interprétable. Nous nous proposons en plus de dépasser l'approche heuristique classique et d'utiliser la théorie des problèmes inverses qui consiste à retrouver les causes à partir des effets. L'utilisation de mesures externes du champ magnétique possède pour nous deux grandes potentialités. D'une part, elle est non invasive. En effet, les capteurs sont situés à l'extérieur du dispositif, ce qui ne nécessite pas son démontage. D'autre part, elle peut permettre de localiser le défaut, et surtout de le quantifier.

Notre étude porte sur le diagnostic de défauts des machines électriques. Ce domaine, très vaste, couvre une large gamme de méthodes et de type de machines. Ce travail étant prospectif, nous avons décidé de nous intéresser à un dispositif relativement simple, à savoir l'étude d'une machine synchrone fonctionnant en alternateur et à vide. De plus, nous nous sommes uniquement intéressés aux défauts rotoriques (excentricités et court-circuit).

Dans le premier chapitre, nous présenterons l'état de l'art du diagnostic de défauts des machines électriques : les différents types de maintenances, les systèmes de surveillance, les méthodes de diagnostic des machines synchrones et asynchrones, les grandeurs physiques traditionnellement analysées y sont présentées. Ensuite, nous positionnerons notre méthode de diagnostic par l'approche inverse par rapport aux approches existantes.

Dans le deuxième chapitre, nous montrerons la pertinence du diagnostic de défauts d'un alternateur par la mesure de son champ magnétique rayonné. Nous présenterons alors une modélisation de la machine par la méthode des éléments finis bidimensionnelle. La première étape consistera à analyser le champ magnétique rayonné par la machine en fonctionnement sain. Ensuite, nous créerons artificiellement différents défauts dans celle-ci. Leurs répercussions sur le champ magnétique rayonné pourront alors être analysées par des méthodes de traitement du signal. Nous verrons que cette approche donne de bonnes indications concernant les composantes fréquentielles du champ autour de la machine. Par contre nous verrons également que le champ généré par la machine étant tridimensionnel, il est nécessaire, pour connaître précisément les amplitudes d'effectuer une modélisation 3D.

Le troisième chapitre traitera de ces modélisations 3D. Il s'agira donc de développer un outil de modélisation directe pour calculer le champ magnétique rayonné tridimensionnel par la machine en connaissant les sources de champ (les courants parcourant le rotor). Plusieurs méthodes numériques seront étudiées et comparées. Nous verrons en particulier que la méthode des éléments finis qui est une méthode de modélisation robuste, est souvent lourde à mettre en œuvre surtout en présence de défauts où les symétries de la machines sont perdues. Même si des techniques d'homogénéisation peuvent être mise en œuvre pour alléger les simulations, cette méthode demeure difficile à inverser. En fin de chapitre, nous présenterons un modèle original et beaucoup plus léger, basé sur une méthode intégrale et reposant sur la connaissance du champ dans l'entrefer. Ce modèle, basé sur un nombre important d'approximations, apportera tout de même une précision satisfaisante.

Une fois le problème direct résolu avec un modèle léger pertinent, une approche inverse sera développée dans le quatrième chapitre. Il s'agira, en fonction des mesures effectuées, de retrouver la grandeur physique fondamentale représentative du fonctionnement de la machine en temps réel: le champ dans l'entrefer. Toute valeur de ce champ non conforme à celle attendue sera la signature d'un défaut. Cela permettra sa localisation, voire sa quantification. Cette approche sera validée dans un premier temps par modélisation.

Enfin, le dernier chapitre concerne la validation expérimentale. Il s'agit de l'instrumentation d'une maquette d'alternateur avec des capteurs de champ magnétique. Le champ magnétique rayonné par la machine étant très faible (de l'ordre du dixième du champ magnétique terrestre) et de fréquences également très faibles (inférieures au kilohertz), notre choix se portera sur la technologie de capteur fluxgate. Tout d'abord, le champ de fuite généré par la machine saine sera mesuré, analysé et comparé aux modélisations. Ensuite plusieurs types de défauts seront créés sur notre maquette. Les conséquences de ces défauts sur le champ à l'extérieur de la machine seront mesurées et analysées.

CHAPITRE I. LE DIAGNOSTIC DE DEFAUTS DANS LES MACHINES ELECTRIQUES

I.1. INTRODUCTION

Les contraintes en terme de fiabilité, de disponibilité et de sûreté de fonctionnement des machines électriques imposent aux industriels, qu'ils soient constructeurs ou utilisateurs, de mettre en place une stratégie de maintenance.

De nos jours, une maintenance efficace demande un système de surveillance sophistiqué permettant de prendre les décisions correctes au bon moment, en évitant les pannes et donc les arrêts de production non planifiés. C'est pour cette raison que l'industrie a de plus en plus besoin de méthodes et d'outils de plus en plus performants pour diagnostiquer et évaluer l'état de santé des machines électriques. Le but final étant d'optimiser la maintenance et donc le budget des investissements. De nos jours plusieurs méthodes de diagnostic efficace ont atteint le stade industriel, pourtant le diagnostic demeure encore un domaine où de nombreuses avancées restent encore à réaliser.

Le but de ce chapitre est, dans un premier temps, de présenter les différents types de défauts apparaissant dans les machines électriques. En s'intéressant plus particulièrement aux machines synchrones et asynchrones, les causes et les conséquences de ces défauts seront explicitées.

Dans un deuxième temps, nous présenterons les différents types de maintenances envisageables dans un environnement industriel. Les méthodes de diagnostics associées aux stratégies de maintenance seront alors présentées pour le cas des machines électriques. Parmi les méthodes de diagnostic existantes, nous nous attarderons plus précisément sur les méthodes basées sur l'analyse fréquentielle des grandeurs "mesurables" qui sont couramment utilisées par la communauté du génie électrique.

Une fois le contexte du diagnostic des machines électriques convenablement introduit, nous présenterons une approche encore relativement peu utilisée, le diagnostic de défauts par mesure du champ magnétique de fuite de la machine. Nous verrons que cette approche possède de grandes potentialités et que l'analyse

fréquentielle, telle que nous l'avons définie est particulièrement pertinente. Enfin, nous introduirons une nouvelle approche, principale originalité de nos travaux, l'utilisation de la théorie des problèmes inverses. Cette dernière permettant d'identifier les causes en fonctions des effets, nous verrons qu'elle peut apporter une aide significative dans la problématique du diagnostic.

I.2. LES DEFAUTS DES MACHINES ELECTRIQUES TOURNANTES

Au cours de leur durée de vie, les machines électriques tournantes sont bien souvent soumises à des sollicitations sévères qui peuvent conduire à certain nombre de défaillances. Ces défaillances peuvent évidemment concerner les différents sous-systèmes des entraînements électriques à savoir la mécanique proprement dite (arbres de transmission, réducteurs, carter,...), les convertisseurs statiques associés et la machine électrique proprement dite. Notons que dans ce travail, nous ne nous intéresserons uniquement qu'à ce dernier type de défaillance.

Dans cette partie, nous présentons les différents types de défauts apparaissant dans les machines. Nous nous intéressons principalement aux machines asynchrone et synchrone, en excluant délibérément les machines à courants continus, celles-ci étant généralement éloignées de la problématique du diagnostic.

De nombreuses classifications existent dans la littérature, notons par exemple [Nandi, 1999] qui recensent les principales défaillances suivantes:

- Les défauts de bobinage statorique

Ceux-ci peuvent être soit une ouverture, soit un court circuit d'une ou de plusieurs phases du bobinage statorique. Dans le cas d'une spire court-circuitée, la machine peut continuer à fonctionner, mais si le courant de court-circuit est important il peut entraîner une surchauffe de l'enroulement statorique et ainsi amplifier le défaut en produisant des courts-circuits entre deux phases ou entre une phase et le neutre de la machine. Il est donc très important de détecter un tel défaut très rapidement avant la destruction complète de la machine.

- Les défauts de bobinage rotorique

Pour les machines synchrones, il s'agit essentiellement de courts-circuits au bobinage du rotor. La conséquence d'un court-circuit au rotor est un échauffement local qui peut déformer le rotor et provoquer des vibrations. Les vibrations du rotor peuvent influencer le fonctionnement de l'alternateur, en l'empêchant d'atteindre le facteur de puissance et la puissance active désirés.

Pour les machines asynchrones, on peut également rencontrer des courts-circuits. Pourtant, la principale source de défaillance semble être des fissures ou des

ruptures dans les barres ou les anneaux. Ces ruptures peuvent provoquer des vibrations de la machine. Les barres cassées peuvent alors toucher le stator et endommager ainsi l'isolation statorique. Les étincelles qui se produisent lors de la dégradation de la cage rotorique peuvent également être critiques pour l'équipement.

- Les excentricités

Les excentricités peuvent être statiques, dynamiques ou mixtes. Il s'agit d'un mauvais positionnement du rotor par rapport au stator qui peut avoir pour origine un mésalignement d'origine, un pliement de l'axe ou un défaut de roulement. La conséquence de ce type de défauts est le déséquilibre de la force électromagnétique appliquée au rotor ce qui augmente l'excentricité, la conséquence finale pouvant être le frottement entre le stator et le rotor.

Une étude conduite pour IEEE [IEE, 1985] a établi une statistique des différents défauts pouvant intervenir dans une machine électrique.

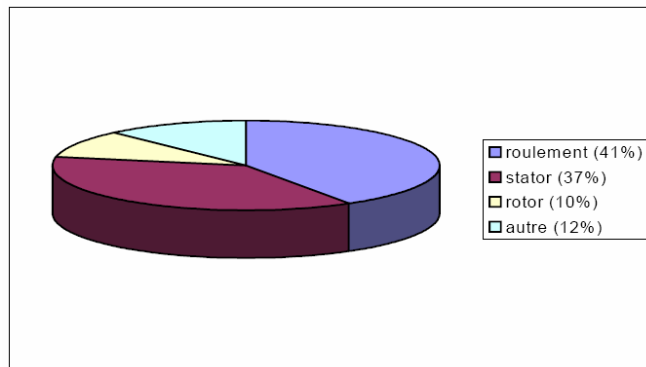


Fig. I. 1 Répartition des défauts dans une machine électrique suivant leur localisation

Les origines des défauts peuvent être diverses [Raison, 1999] [Jerance, 2002] [Vas, 1993] recensons, par exemple, les origines :

- mécaniques: mauvaise fabrication, vibrations de la machine, forces électromagnétiques déséquilibrées, force centrifuge, fluctuations de la charge;
- électriques: dégradations d'isolement, décharges partielles, étincelles;
- thermiques: pertes dans le cuivre, manque de refroidissement général ou localisé;
- environnementales: humidité, ozone, poussière.

Ces défauts produisent un ou plusieurs symptômes qui peuvent être :

- un déséquilibre des courants de lignes et des tensions;
- une augmentation des oscillations du couple;
- une diminution du couple moyen;
- une augmentation des pertes et donc une réduction de l'efficacité énergétique;
- un échauffement excessif et donc un vieillissement accéléré.

Devant la multitude des défauts envisageables et les conséquences de leurs apparitions, les techniques de surveillance se sont rapidement imposées auprès des utilisateurs des machines électriques. Elles, commencement également à intéresser les concepteurs.

I.3. LE DIAGNOSTIC DES MACHINES ELECTRIQUES

Les dispositifs électromécaniques et les machines électriques en particulier jouent de nos jours un rôle important dans toutes les applications industrielles. Assurer la disponibilité et la sûreté de fonctionnement de celles-ci est une tâche fondamentale. Il est donc nécessaire de développer des systèmes permettant de détecter (surveillance) et d'évaluer (diagnostic) l'état de santé de ces dispositifs.

Dans cette partie, nous allons dans un premier temps nous intéresser à la méthode de diagnostic dans leur ensemble, puis focaliser notre propos sur les machines électriques.

I.3.1. Etat de l'art des méthodes de diagnostic

I.3.1.a Les différents types de maintenance

Les différents types de maintenance utilisés dans les applications industrielles dépendent principalement du niveau de criticité du système considéré. Plus la criticité est importante, plus les moyens et donc le coût associé seront élevés. On distingue [Raison, 1999]:

- La maintenance préventive. Celle-ci consiste à changer les systèmes à date fixe prédéterminée. Le coût associé est important.
- La maintenance corrective. L'évaluation du système est réalisée fréquemment grâce à une instrumentation supplémentaire. Notons que plus cette évaluation est fréquente plus les coûts d'immobilisation du système seront réduits. C'est dans le cadre de la maintenance corrective que l'utilisation de méthodes de diagnostic devient fondamentale. En effet, plus le diagnostic sera précis, plus l'intervention sera courte.
- La maintenance prédictive. L'intervention est effectuée avant l'apparition des défauts.

Actuellement, pour des raisons financières, les industriels s'orientent de plus en plus vers la maintenance prédictive.

I.3.1.b Les différents types de diagnostic

Les méthodes de diagnostic sont nombreuses mais on peut les classer en trois grandes familles (voir la Fig. I. 2):

La méthode de redondance matérielle. Cette méthode est associée aux systèmes très critique où la moindre panne est inenvisageable (centrales nucléaires, aérospatiale, transport aérien,...). Il s'agit de multiplier les systèmes pour que, dans le cas d'une défaillance de l'un, un autre prenne immédiatement le relais. Si l'un des systèmes à un comportement trop éloigné des autres, il est exclu de l'ensemble. Cette approche est pertinente, par exemple, pour des mesures effectuées par un réseau de capteurs. Ce type d'approche est évidemment très cher à mettre en œuvre.

La méthode de redondance analytique. Celles-ci reposent sur un modèle mathématique du système. Ce modèle comporte souvent quelques paramètres. Lors du fonctionnement, les paramètres sont estimés et comparés aux grandeurs théoriques, le différentiel étant la signature du défaut. Si ce différentiel dépasse un certain seuil, la présence du défaut est signalé à l'utilisateur. Cette approche est particulièrement utilisée par les automaticiens.

La méthode heuristique ou s'appuyant sur une base de connaissance. Elle ne nécessite pas forcément de modèle précis du système mais repose plutôt sur une reconnaissance de signatures déjà observées. Les signatures de défauts, obtenus par modélisation ou par mesure sur maquette, sont généralement classées dans une base de données. L'analyse est réalisée par une interprétation du type signal, par système expert ou par réseaux de neurones [Grimmelius, 1999].

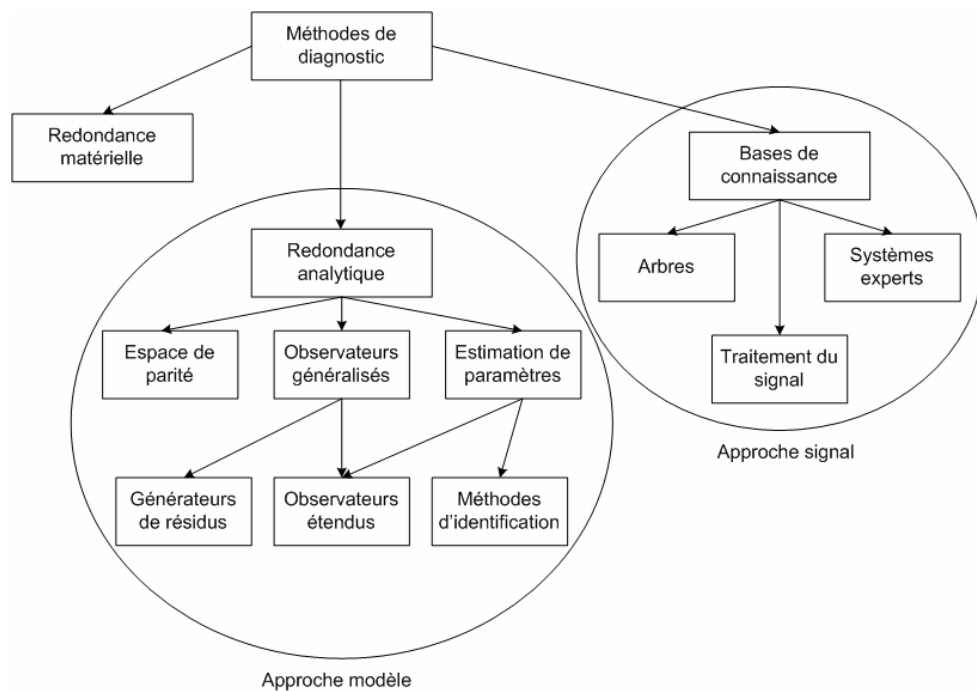


Fig. I. 2 Les différentes méthodes de diagnostic

En fait, toutes ces approches sont complémentaires les unes des autres dans la surveillance des systèmes complexes (avec contrôle, commande et vitesse variable) [Raison, 1999]. Comme nous l'avons déjà évoqué, l'approche de redondance analytique est plutôt utilisée par les automaticiens, alors que les communautés du génie électrique et du traitement du signal préfèrent s'intéresser aux méthodes heuristiques. C'est à cette dernière approche que nous nous intéresserons dans un premier temps, c'est-à-dire dans la suite de ce chapitre et dans le chapitre suivant.

L'approche par système expert est plutôt dédiée à la surveillance de l'état de vieillissement. Elle est basée sur l'expertise (récupération de critères et d'indicateurs) et l'analyse est réalisée par traitement des données hors ligne pour ensuite conduire à la prise de décision. Cette approche a actuellement un coût important, elle est longue à mettre en oeuvre, et les difficultés auxquelles il faut faire face, telle que la définition des critères de choix, sont nombreuses. La surveillance en temps réel avec l'aide d'un système de détection et de localisation de défauts est donc généralement privilégiée pour garantir une maintenance efficace.

Pour des raisons de simplicité et d'efficacité, l'approche signal est très utilisée actuellement en diagnostic. Cette approche repose sur la connaissance du comportement du système sain et des défauts, elle est ensuite comparée avec les signaux mesurés. Parmi les approches existantes, les approches basées sur l'analyse de la signature spectrale sont les plus couramment rencontrées pour détecter la présence d'une anomalie. Le principal défaut de l'analyse spectrale est qu'elle est très sensible à la qualité de la mesure. Il faut également citer les méthodes temps - fréquence qui peuvent être, dans certaines configurations, plus riches que l'analyse spectrale.

Nous sommes restés jusqu'à présent très général vis-à-vis des méthodes de diagnostic. Nous allons maintenant aborder le diagnostic de défauts des machines électriques. Les méthodes que nous allons présenter sont basées sur l'approche heuristique. Nous verrons quelles grandeurs sont généralement observées suivant le type de machine, synchrone ou asynchrone, étudiée.

I.3.2. Le diagnostic appliqué aux machines électriques

I.3.2.a Quelques remarques

Dans le domaine des machines électriques, le diagnostic de défauts est aussi ancien que les machines elles-mêmes. Chaque famille de machines possédant des caractéristiques différentes, les méthodes de diagnostic qui leur sont associées sont

également différentes. De même, la puissance et le coût des machines à surveiller jouent un rôle important dans la méthode de diagnostic choisie.

Les machines synchrones sont largement utilisées dans la production d'énergie électrique en France et à l'étranger. La disponibilité et la maintenance des alternateurs deviennent un problème industriel majeur. Il s'agit en effet d'assurer la continuité d'approvisionnement en énergie électrique. De plus, le coût de ces équipements est généralement élevé, ce qui justifie qu'une attention particulière leur soit portée. Généralement, la maintenance est assurée par des experts. Le coût et la difficulté d'obtenir une telle expertise justifient pleinement l'utilisation de systèmes de surveillance et de diagnostic sophistiqués [Torlay, 1999].

Les machines asynchrones sont des machines fréquemment utilisées dans le milieu industriel. Leur robustesse et leur simplicité de construction dans des gammes de puissance très étendues en font actuellement les machines électriques les plus utilisées. Pour les machines de faibles puissances (et donc de faible coût), qui sont fortement utilisées dans les industries manufacturières, le diagnostic se limite souvent à une simple surveillance. Il est même souvent absent, seul un système de protection étant présent. L'industrie tente donc de proposer des méthodes de diagnostic simples et à faible coût pour la maintenance et l'augmentation de disponibilité des machines asynchrones de faible puissance [Jerance, 2002].

Pour les machines de fortes puissances, et donc de coûts élevés, il est nécessaire (et justifié), comme pour les machines synchrones, de mettre en œuvre des systèmes de surveillance beaucoup plus sophistiqués.

Pour la détection d'un dysfonctionnement de machine électrique, il est nécessaire de posséder:

- une bonne connaissance du comportement de la machine, de son état et de son fonctionnement.
- une bonne connaissance des défaillances et de leurs conséquences sur le fonctionnement de la machine.

Rappelons que la base de l'approche heuristique est la confrontation des deux connaissances précédentes sur un système réel. Il est donc nécessaire de les acquérir.

En fait, les connaissances obtenues par l'expérimentation sont très difficiles à mettre en œuvre (longueur, coût,...). La modélisation permet de s'affranchir de ces difficultés si l'on possède des modèles de machine électrique dédiés au diagnostic, c'est-à-dire des modèles de fonctionnement sains mais aussi des modèles de fonctionnement en présence de défaut. En effet, les méthodes de modélisation jouent actuellement un rôle important dans la capitalisation des connaissances de l'état de la machine, du procédé et de la caractérisation des défaillances. Il existe à ce jour plusieurs méthodes de modélisation adéquates comme la méthode des éléments finis,

la méthode des réseaux de perméances ou des méthodes analytiques. Grâce à ces approches, il est possible de décrire le comportement de la machine en présence d'un défaut et de permettre ainsi de caractériser son influence.

I.3.2.b Quelles grandeurs ?

Les méthodes de diagnostic heuristiques permettent maintenant au monde industriel de développer des systèmes de surveillance performants et efficaces. Elles peuvent impliquer plusieurs domaines scientifiques et techniques. Elles reposent sur l'analyse de grandeurs de type [Nandi, 2005]:

- électrique: analyse des grandeurs électriques aux bornes de la machine (tensions, courants, ...);
- mécanique: analyse de la vitesse, du couple ou même des vibrations (accéléromètres, ...);
- thermique: analyse de la température de la machine (sonde de température, mesure infra rouge);
- électromagnétique: analyse des flux dans l'entrefer (spires de mesure de flux), des flux axiaux, des flux de fuite (bobines externes) ou des champs électriques externes (mesure de décharges partielles);
- chimique: analyse des huiles et des gaz.

Dans les parties suivantes, nous présentons les méthodes classiques basées sur l'approche "signal" (analyse fréquentielle) des grandeurs "mesurables" des machines électriques. Celles-ci permettent de détecter les défauts.

I.3.2.c Méthodes de diagnostic basées sur l'analyse fréquentielle des grandeurs "mesurables"

Comme nous l'avons déjà évoqué, la première étape est basée sur la connaissance du système sain (par mesures ou par modèles numériques). La deuxième étape consiste ensuite en une création «artificielle» de défauts (à nouveau sur maquettes physiques ou par modèles numériques). La signature du défaut, c'est-à-dire sa répercussion sur certaines grandeurs, est alors identifiée. Une observation est ensuite réalisée sur un convertisseur réel. Une analyse est portée sur les grandeurs (approche traitement du signal) consistant en la reconnaissance de signatures de défauts déjà connues.

Nous nous intéressons aux méthodes reposant sur l'analyse fréquentielle par mesure des grandeurs suivantes [Raison, 1999]:

- la surveillance des vibrations avec des capteurs de vibrations (accéléromètres, piezo résistifs);

- l'analyse du courant de phase avec la méthode MCSA (Motor Current Signature Analysis) parce que les machines sont généralement équipées d'un capteur de courant;
- la surveillance des fluctuations de la vitesse;
- la surveillance du couple électromagnétique;
- la surveillance du champ magnétique.

Les grandeurs mesurées sont analysées du point de vue spectral. En effet, en ce qui concerne la détection de la présence d'un défaut dans la machine électrique, les méthodes de diagnostic sont classiquement basées sur l'analyse fréquentielle de signaux en utilisant une transformée de Fourier. En effet, une comparaison de l'amplitude des composantes signataires du défaut avec un seuil de référence (seuil calculé lorsque la machine est saine) est utilisée pour détecter la présence d'une anomalie. Il est à noter qu'avec cette approche, la localisation est souvent difficile, mais possible [Penman, 1994].

I.3.2.c.1 L'analyse du flux dans l'entrefer

Le champ magnétique est à l'origine du fonctionnement de tout système électromécanique. Plus particulièrement, le champ magnétique dans les entrefers est la grandeur fondamentale de ces systèmes puisque c'est à cet endroit qu'est assurée la conversion de l'énergie. Cette grandeur est donc la cause première de tous les phénomènes physiques intervenant dans le dispositif. Tout défaut a donc, en premier lieu, des répercussions sur le champ magnétique avant de se propager sur les grandeurs de sortie de la machine (tension, courant, vitesse, couple) où les effets sont intégrés (et donc moyennés) et par conséquent plus difficilement interprétable.

Pour les machines tournantes, la connaissance du flux dans l'entrefer apporte des informations précises sur l'état de la machine. Il est donc intéressant de développer des outils de diagnostic de l'état d'une machine basé sur cette grandeur. Plusieurs études ou systèmes ont été développés dans ce sens [Dorrell, 1997] [Negrea, 2006] [Tu Xuan, 2006], et la technique est largement utilisée dans le mode industriel [MC-monitoring SA]. Dans ces approches, la détection et la localisation de défauts est réalisée par des capteurs de champ magnétique. Il s'agit essentiellement de spires de flux et parfois, mais plus rarement de sonde à effet Hall.

Si un défaut apparaît dans une machine, celui-ci, en premier lieu, modifie la répartition de flux dans l'entrefer. Les capteurs de champ magnétique, localisés dans l'entrefer mesurent cette variation. Il est alors possible d'effectuer une analyse fréquentielle des signaux mesurés. Cette analyse spectrale peut être comparée à celle, théorique, obtenue pour la machine saine ou même à celles obtenues pour différents types de défauts recensés. Plusieurs études analytiques, présentées en annexe

montrent comment le flux dans l'entrefer peut varier en fonction de défauts de la machine synchrone (excentricité, courts-circuits rotoriques). Notons que le même type de résultats peut être obtenu pour une machine asynchrone. Une fois que les signaux mesurés ont été comparés à la base de données théorique, il est possible d'effectuer un diagnostic. Notons que cette méthode permet assez facilement de déterminer la position du défaut dans la machine. En effet, si la position des spires de mesure de flux est connue ainsi que la position particulière du rotor, il suffit de multiplier le temps par la vitesse de rotation pour obtenir la position relative du défaut [Torlay, 1999]. C'est un des avantages de cette approche.

Par contre, cette méthode possède des inconvénients. En effet, les capteurs sont situés à l'intérieur de la machine. Or, les constructeurs de machines tournantes sont très réticents à l'idée d'intégrer des capteurs au cœur de leurs dispositifs. Ceux-ci posent, en effet, des problèmes de place et de coût d'instrumentation. De plus, si un capteur présente une défaillance, celle-ci est difficile à déterminer et sa réparation nécessite le démontage de la machine, ce qui est problématique puisque le capteur lui-même est censé faire partie d'un système de diagnostic.

Par contre, il est à noter que le flux dans l'entrefer est sensible au type de machine étudié. Par exemple, les turboalternateurs ont un entrefer plus large dont le flux sera plus difficile à analyser. L'analyse du flux dans l'entrefer est sans doute pertinente pour une machine du parc hydraulique, dont l'entrefer est beaucoup plus faible. Enfin, remarquons que le flux dans l'entrefer est fortement lié à l'état de charge de la machine ce qui peut être une difficulté supplémentaire [Torlay, 1999].

Porter l'analyse sur le champ dans l'entrefer est donc très intéressant pour le diagnostic des machines électriques. Par contre, cette technique étant intrusive, elle est difficile à mettre en œuvre. C'est pourquoi, beaucoup d'alternatives reposent sur des mesures non invasives.

I.3.2.c.2 Diagnostic par mesure non invasive

Les recherches dans le domaine du diagnostic de défauts des machines électriques ont fait l'objet, ces dizaines dernières années, de nombreux travaux et bénéficient d'une importante dynamique internationale. Récemment, la communauté s'est focalisée sur un diagnostic essentiellement non intrusif, l'idée étant d'intervenir le moins possible sur les machines. Cette démarche va de pair avec le besoin industriel. En effet, il est actuellement nécessaire d'augmenter la durée de vie de systèmes industriels aujourd'hui vieillissants. Ces systèmes n'ayant, initialement, pas été conçus pour accueillir des instrumentations de surveillance, il est difficile a posteriori de développer des systèmes invasifs. Ceci explique la volonté de développer des instrumentations externes.

Les grandeurs électriques

A l'heure actuelle, la recherche de défauts est généralement effectuée sur l'analyse de grandeurs électriques que sont la tension ou l'intensité aux bornes des machines. La méthode la plus connue, et certainement la plus utilisée, est la méthode MCSA (Motor Current Signature Analysis) qui repose sur l'analyse fréquentielle des courants de phase. Celle-ci ne nécessite qu'un simple capteur de courant. Elle donne actuellement des résultats très probants pour la détection de défauts comme les barres cassées et les excentricités dans les machines asynchrones à cage [Nandi, 2005] [Benbouzid, 2000]. Elle est également utilisée pour le diagnostic des alternateurs, où elle peut être couplée avec l'analyse fréquentielle de la tension d'arbre, ou de la tension entre les phases et le neutre de la machine [Torlay, 1999].

Les grandeurs mécaniques

Les méthodes d'analyse des grandeurs électriques peuvent avantageusement être couplées à l'observation des grandeurs mécaniques utiles telles que la vitesse ou le couple. La détection de défauts par l'analyse fréquentielle de la signature des vibrations est une des méthodes les plus performantes pour le diagnostic des machines asynchrones [Nandi, 2005] [Trutt, 2001], par exemple pour la détection de défaillances de roulement, mais se heurte à la difficulté d'utilisation en vitesse variable [Raison, 1999].

Les approches basées sur l'analyse fréquentielle donnent actuellement de nombreux résultats significatifs mais se heurtent encore à quelques points durs clés. En premier lieu, la création de défauts sur des maquettes est toujours techniquement difficile, même si des méthodes de modélisation efficaces sont maintenant bien connues. De plus, l'analyse étant portée sur des grandeurs intégrées, celle-ci est souvent difficile, puisque l'information est moyennée et donc plus difficile à interpréter. Parfois, les signatures des défauts sont très petites voire indétectables. Enfin, la localisation est souvent très délicate ce qui est une limite pour les méthodes actuelles.

Pour répondre aux nouveaux enjeux du diagnostic, il est intéressant de porter l'analyse sur une autre grandeur externe à la machine: son champ de fuite.

I.4. METHODE DE DIAGNOSTIC PAR L'ANALYSE DU CHAMP MAGNETIQUE DE FUITE

I.4.1. Le champ de fuite : une grandeur pertinente pour le diagnostic

Le Laboratoire de Magnétisme du Navire (LMN) a travaillé pendant plusieurs décennies sur le risque magnétique associé aux navires de la marine nationale. Ce risque repose essentiellement sur l'existence de mines à critère de déclenchement magnétique. Dans un bâtiment de nombreux systèmes sont source de champs de fuites. Nous pouvons recenser la coque en acier, le réseau de bord et les systèmes de propulsion qui sont maintenant majoritairement des machines tournantes électriques avec la montée en puissance d'un concept maintenant largement utilisé: le navire tout électrique. Depuis maintenant une dizaine d'années, le LMN, maintenant rattaché au G2ELAB, au sein de l'équipe de recherche technologique «Champs Magnétiques Faibles» développe des outils de modélisation et des instrumentations pour évaluer les champs de fuite des machines électriques. L'idée principale de cette thématique de recherche est de prévoir le risque magnétique associé à une machine par la modélisation. Or, une fois le modèle développé, on constatait que les résultats obtenus par la modélisation du système sain et les mesures présentaient des différences notables. Ces différences étaient principalement dues à la présence de défauts dans les machines. C'est de cette constatation que vient l'idée de cette thèse, à savoir utiliser les méthodes de caractérisation de champ de fuite des machines développées au LMN pour une application diagnostic [Schmerber, 2005] [Henetton, 2000].

Dans notre approche, nous nous plaçons dans l'approximation en champ proche, à savoir que les longueurs d'ondes des champs électromagnétiques émis sont très grandes par rapport aux dimensions des dispositifs étudiés et aux distances dispositifs/capteurs. En d'autres termes, les phénomènes de propagation sont négligés dans notre étude. Cette approximation est pertinente pour les dispositifs alimentés en basses fréquences (50Hz) tels que les machines électriques. Le champ magnétique alors émis par ces dispositifs peut-être représentés par un modèle classique de sources multipolaires basé sur la théorie des harmoniques sphériques [Wikswow, 1985].

Si nous considérons que r est la distance entre le centre du dispositif et le point de mesure, l'induction mesurée en ce point est la somme de:

- un terme dipolaire (ordre 1) avec une loi de décroissance en $1/r^3$;
- un terme quadrupolaire (ordre 2) avec une loi de décroissance en $1/r^4$;
- un terme octopolaire (ordre 3) avec une loi de décroissance en $1/r^5$;

- etc.

Il est à noter que si nous nous plaçons à une distance r importante, les termes d'ordres élevés ont une contribution très faible par rapport aux termes d'ordres faibles. Ceci est directement dû aux lois de décroissance des champs qui sont en $1/r^{n+2}$, n étant l'ordre du terme. En particulier, suffisamment loin, seul l'ordre le moins élevé est observable. Dans le cas général, il s'agit du terme dipolaire.

Parfois, le terme dipolaire peut, par nature même du dispositif, être nul. Considérons, par exemple, une machine électrique possédant 2 paires de pôles. Le terme dipolaire par raison de symétrie est nul. La machine à 4 pôles rayonne donc du champ principalement comme un quadrupôle associé à des termes d'ordres plus élevés qui deviennent négligeables à une certaine distance.

Supposons maintenant qu'un défaut apparaisse dans la machine. Celle-ci perd naturellement sa symétrie magnétique et un terme dipolaire apparaît. Cette constatation est déterminante quant à la pertinence du diagnostic par mesure du champ magnétique rayonné. En effet, si le capteur est placé suffisamment loin de la machine, seul le terme dipolaire est mesuré, or dans le cas de la machine saine celui-ci est en théorie nul. Si un défaut apparaît, le terme dipolaire devient plus important et le champ mesuré par le capteur également. Ceci permet de démontrer que la méthode est attractive puisque, par nature, les défauts des machines électriques, ont tendance à faire augmenter d'une façon très importante leurs champs de fuite.

I.4.2. L'approche heuristique

Tout système électromécanique crée, dans son environnement proche, un champ magnétique. Comme nous l'avons déjà évoqué, un défaut apparaissant à l'intérieur de la machine aura nécessairement des répercussions en terme de flux de fuite. L'idée est donc de placer un ou plusieurs capteurs de champ magnétique à l'extérieur de la machine, en son voisinage direct, pour surveiller la machine.

Cette méthode possède évidemment une grande potentialité: elle est non invasive. En effet, les capteurs sont situés à l'extérieur du dispositif, ce qui ne nécessite pas son démontage. Nous retrouvons ici un argument de poids en faveur de cette approche, déjà évoqué dans les paragraphes précédents. De plus, les capteurs de champ magnétique, contrairement aux capteurs de vibration, ne sont pas en contact direct avec la machine et ne sont donc pas sollicités mécaniquement. Ceci laisse donc supposer une durée de vie accrue.

L'analyse du champ de fuite par approche heuristique (analyse fréquentielle du champ sur un capteur) n'est pas nouvelle. Elle a déjà donné lieu à un nombre important de publications. L'idée principale est que le champ à l'extérieur est représentatif du champ dans l'entrefer et comporte les mêmes harmoniques. Il est

alors possible d'effectuer un diagnostic par cette approche, normalement dans une gamme de haute fréquence [Henaou, 2003] [Romary, 2005]. Notons également qu'un système commercial est en vente sur le marché.

Notons pourtant que généralement un seul capteur est utilisé. Il est coutume de dire que le rapport entre l'induction interne et l'induction externe au voisinage de la machine est de 10^6 . Les inductions mesurées vont donc être proche du microtesla. Ce sont donc des champs très faibles (le champ terrestre, à notre latitude est de l'ordre de $50 \mu\text{T}$). Les capteurs utilisés pour le diagnostic sont presque exclusivement des bobines. Ces capteurs sont scalaires (il ne mesurent qu'une composante), souvent peu précis et ne peuvent mesurer des raies que d'une fréquence suffisamment importante.

D'après nous, le diagnostic par mesure du champ de fuite peut apporter des informations encore peu exploitées. En particulier, en multipliant les capteurs et leurs précisions, il nous paraît possible d'accéder à une information encore difficile à obtenir avec les techniques classiques, à savoir la localisation du défaut et mieux encore sa quantification. Des travaux effectués au LMN ont déjà montré la pertinence de cette approche [Schmerber, 2005].

I.4.3. Une approche par problème inverse, l'identification des flux dans la machine

Nous proposons dans cette thèse de dépasser l'approche heuristique et de placer le diagnostic dans le cadre plus général des problèmes inverses. Cette théorie permet de retrouver des représentations physiques de système à partir de leur observation (mesures). Alors que l'approche directe consiste en la détermination des effets en fonction des causes, l'approche inverse permet de déterminer les causes (ici les défauts) en fonction des effets (le champ de fuite mesuré) [Chadebec, 2001].

Il est à noter, que par certain point, cette approche peut se rapprocher de la méthode des redondances analytiques utilisée par les automaticiens. Dans ces méthodes, il s'agit à partir d'un modèle simplifié, de déterminer quelques paramètres de la machine représentatifs de son fonctionnement. Il s'agit donc d'identifier un certain nombre de coefficient en fonction de la mesure et donc, dans un certain sens, de résoudre un problème inverse. Pourtant, la particularité de notre approche réside dans le nombre de paramètre à identifier dans la nature du modèle manipuler. En effet, notre objectif est ici d'identifier un modèle beaucoup plus riche que ceux manipuler classiquement par les automaticiens, modèle qui pour nous, doit être très proche de la physique même du système. Nous allons donc être confronté à l'identification d'un nombre beaucoup plus important de paramètres, l'objectif ultime étant la détermination des valeurs locales des grandeurs physiques dans la machine.

Comme nous l'avons déjà mentionné le fonctionnement des dispositifs électromécaniques est basé sur la génération de champs magnétiques. Ces champs sont créés par des courants circulant dans les bobinages et par l'aimantation des circuits magnétiques. Ils sont à l'origine du champ rayonné. Si à partir des mesures de ce champ, nous parvenons à retrouver les valeurs des aimantations et des courants du système et donc les flux associés, toute répartition non conforme de ces grandeurs sera la signature d'un défaut. Cette approche devrait donc permettre à la fois la détection, mais aussi la localisation et mieux encore la quantification du défaut.

Il convient à ce stade d'évoquer le dispositif de mesure du champ de fuite. Comme nous l'avons vu, les techniques actuelles sont basées sur l'utilisation de spires. A la vue de notre ambition, il convient d'utiliser un réseau de capteurs localisé autour de la machine. Il est également nécessaire d'assurer une mesure des champs très précise, certainement vectorielle et dans une gamme de fréquence allant du continu à 1Khz. L'utilisation de spires ne semble donc pas envisageable. Il convient donc d'utiliser un autre système de mesure. Actuellement, l'apparition de capteurs de champ magnétique de plus en plus précis, adaptés à notre gamme de fréquence (microfluxgates, magnétorésistances) et de moins en moins chers ainsi que le développement de chaînes d'acquisition de plus en plus précises, laissent supposer que ce type de système pourra être utilisé prochainement pour le diagnostic.

Notons que certains travaux récents vont dans le sens de notre approche. Des articles ont été publiés récemment sur le sujet [Kwon, 2004] [Kildishev, 2003]. Ces travaux, financés par des fonds militaires (la marine américaine) concernent la discrétion magnétique des moteurs de propulsions navales.

Il faut enfin évidemment évoquer le fait que notre étude se place en complément des méthodes déjà existantes pour trouver un système de surveillance performant. Notre approche n'a évidemment pas la prétention d'évincer les méthodes en place.

I.5. CONCLUSIONS

Dans ce chapitre, nous avons présenté les différents défauts apparaissant dans les machines électriques tournantes. Nous avons vu que les industriels, confrontés à ces défauts, s'orientent de plus en plus vers la maintenance corrective ou prédictive, stratégie qui rend nécessaire l'utilisation d'outil de diagnostic.

Nous avons ensuite présenté les méthodes de diagnostic actuellement utilisées. La première est la méthode des redondances analytiques, basée sur l'identification des paramètres d'un modèle et principalement utilisée par la communauté des automaticiens. La deuxième est l'approche heuristique basée sur une base de connaissance de défaut et est souvent couplée à une analyse fréquentielle des

signaux. Ces deux approches reposent essentiellement sur l'analyse des grandeurs électriques aux bornes de la machine puisque la mesure de celles-ci est non invasive et ne nécessite pas d'intervention directe sur la machine. Remarquons que ce caractère non intrusif est fondamental pour qu'une méthode de diagnostic soit applicable. Nous avons souligné le fait, qu'actuellement, il est encore difficile de localiser ou de quantifier les défauts.

A partir de ces constatations, nous proposons d'analyser une grandeur qui présente un intérêt certain: le champ de fuite de la machine. Cette approche n'est pas nouvelle mais a finalement été encore peu investiguée en comparaison des autres méthodes citées ci-dessus. Nous avons démontré sa pertinence en expliquant qu'un défaut de symétrie dans la machine créait une augmentation significative du champ rayonné. Une analyse fréquentielle du champ sur un magnétomètre localisé au voisinage du système est donc possible. C'est d'ailleurs ce type d'analyse qui sera exposé dans le chapitre suivant.

Pourtant ce travail est plus ambitieux. En effet, nous envisageons d'utiliser pour le diagnostic une approche par problème inverse, approche qui doit, en fonction du champ mesuré sur un réseau de capteurs entourant la machine, permettre de retrouver un modèle physique de celle-ci. A ce sujet, nous avons vu que la connaissance de la répartition de champ dans l'entrefer est fondamentale pour réaliser une surveillance robuste. Nous devons garder cette idée à l'esprit pour le choix du modèle à inverser.

Enfin, même si le coût d'un réseau de capteurs devient de moins en moins prohibitif, celui-ci reste quand même complexe et donc coûteux à mettre en œuvre. Nous viserons donc comme domaine d'application pour notre approche les machines de fortes puissances. La machine asynchrone étant de nature complexe, et à l'heure actuelle très difficile à modéliser en 3D, nous nous concentrerons sur la machine synchrone, et plus particulièrement sur le turboalternateur. Pour valider notre approche, nous travaillerons sur une maquette physique de turboalternateur présente dans notre laboratoire. Cette maquette permet de créer plusieurs types de défauts (court-circuits, excentricité,...) et tout au long de ce document, nous y ferons référence.

Dans le chapitre suivant, nous allons d'abord démontrer la pertinence de l'analyse fréquentielle des signatures du champ magnétique rayonné. La base de connaissance de défauts sera construite grâce à des approches à la fois analytiques et numériques (méthode des éléments finis 2D). Cette base de données nous permettra ainsi de caractériser les défaillances.

CHAPITRE II. ANALYSE EN 2D DU CHAMP MAGNETIQUE DE FUITE PAR UNE MACHINE ELECTRIQUE

II.1. INTRODUCTION

Ce chapitre constitue une première étape dans l'analyse du champ magnétique de fuite autour d'une machine électrique en vue de son diagnostic. Notre but est de déterminer si ce champ magnétique externe contient une information pertinente corrélée au fonctionnement interne de la machine, sain ou avec défauts.

Cette première approche rejoint, en partie, une démarche plus générale d'heuristique puisqu'elle s'appuie sur une analyse fréquentielle (approche classique) du champ de fuite et qu'elle va balayer différents types de défauts. Cependant, il s'agit d'une approche essentiellement qualitative car cette analyse a, comme particularité, d'exploiter des résultats de simulations bidimensionnelles.

Nous savons en effet que les champs de fuite calculés loin de la machine avec des hypothèses bidimensionnelles ne sont pas réalistes car les lois de décroissance du champ sont différentes dans la réalité tridimensionnelle [Le Coat, 1999]. Cependant, nous savons aussi que la modélisation 2D décrit très bien les grandeurs à l'intérieur de la machine, notamment le champ dans l'entrefer, grandeur sur laquelle nous allons, par la suite, beaucoup nous baser. De plus, le 2D présente l'énorme avantage de permettre de traiter relativement rapidement un grand nombre de cas tout en prenant en compte des phénomènes électromagnétiques très complexes (non linéarité des matériaux, courants induits, ...), tâche qui serait moins aisée, et parfois impossible en 3D. Enfin, la modélisation en général a ceci d'intéressant que c'est un outil très versatile: elle nous permet facilement d'ajouter ou de supprimer certains éléments, ce qui aide grandement l'analyse.

Ainsi, bien que «simplifiée», cette approche est une première pierre nécessaire à l'édifice de notre quête. Elle va nous permettre de bien comprendre les phénomènes, de bien mettre en évidence les caractéristiques de la signature magnétique externe et servir de base à nos développements 3D.

Dans ce chapitre, nous allons tout d'abord modéliser une maquette de machine électrique synchrone fonctionnant en alternateur à vide, en 2D (avec le logiciel Flux2D

basé sur la méthode des éléments finis) et analyser son champ de fuite. Puis, avant de modéliser la machine avec défauts en 2D, nous mènerons une étude préliminaire sur le fonctionnement de la machine (sain puis avec défauts). Cette étude utilisera des modèles simples à base de dipôles afin d'appréhender le comportement du champ magnétique de fuite de la machine dans chaque cas. Enfin, une étude complète par la simulation éléments finis en 2D sera mise en œuvre. En fait, non seulement le champ magnétique de fuite de la machine sera étudié, mais le flux dans l'entrefer de celle-ci sera aussi considéré. L'analyse des signatures du champ magnétique de fuite sera effectuée par les méthodes classiques de traitement du signal. Dans les spectres, les harmoniques temporels et les harmoniques spatiaux seront considérés.

Une synthèse à la fin de ce chapitre récapitulera toutes les conclusions mises en évidence.

II.2. CHAMP MAGNETIQUE DE FUITE D'UNE MACHINE ELECTRIQUE EN FONCTIONNEMENT SAIN

II.2.1. Présentation de la machine

Comme nous l'avons mentionné dans le chapitre 1, nous disposons, dans notre laboratoire, d'une maquette de machine synchrone sur laquelle quelques défauts peuvent être appliqués. Cette maquette va donc être utilisée pour les validations numérique et expérimentale de notre approche.



Fig. II. 1 Banc d'essai

La machine est une maquette d'un alternateur synchrone, à pôles lisses (2 paires de pôles) et de 30kW. Elle est entraînée par une machine à courant continu sur une plage de vitesse de rotation allant jusqu'à 1500tr/mn. Le rotor possède 32

encoches avec un bobinage reparti sur quatre encoches par pôle. La répartition des encoches et des A.tour du rotor a été déterminée afin d'obtenir un champ rotor quasiment sinusoïdal (voir encochage du rotor Fig. II. 2). Le bobinage au stator est triphasé à deux couches et à pas raccourci de type imbriqué, reparti sur quatre encoches par pôle et par phase sur 48 encoches. Cette machine possède une carcasse en acier. Elle est fixée sur des rails en acier et est surmontée d'un capot également en acier à l'intérieur duquel la connectique est sortie pour permettre la mesure et la mise en court-circuit d'une partie des spires des bobinages (voir la Fig. II. 1). Nous mentionnons ces éléments, qui ne sont pas standards sur les machines industrielles, mais qui pour nous sont importants car ces masses magnétiques dans l'environnement proche de la machine et surtout des capteurs peuvent perturber le champ de fuite.

Les défauts applicables au rotor de cette maquette sont: court circuit d'un pôle du rotor, court circuit de quelques spires d'un pôle et excentricité statique.

Dans cette partie, seuls les éléments nécessaires à une simulation par éléments finis de la maquette sont détaillés. Une description complète de la maquette et de ses caractéristiques de construction sera donnée au chapitre 5.

II.2.2. Simulation de la machine par un logiciel éléments finis 2D

II.2.2.a Introduction

La modélisation numérique de la machine synchrone est réalisée grâce au logiciel éléments finis Flux2D développé par la société Cedrat et le Laboratoire de Génie Electrique de Grenoble.

Cette machine a déjà fait l'objet d'études antérieures dans le cadre de diagnostic [Torlay, 1999], [Jerance, 2002], et notamment de modélisations sous Flux2D, mais reposant sur d'autres grandeurs et approches (tension d'arbre, courants, ...).

Notre objectif porte sur l'analyse du champ magnétique rayonné en vue de l'élaboration d'un problème inverse. Notre point de vue sur la modélisation de la machine est donc différent.

II.2.2.b Choix et hypothèses de simulation

Dans le cadre de cette thèse, nous considérons la machine synchrone en fonctionnement alternatif à vide. Nous aurions pu aussi travailler en alternateur en charge mais nous avons choisi de procéder par étape et d'étudier en premier lieu la machine à vide. Notons que ce choix n'est pas aberrant lorsque l'on sait qu'en

pratique, une machine synchrone peut être déconnectée du réseau pour être diagnostiquée.

Nous allons ainsi construire une première base de données des signatures du champ magnétique rayonné pour la détection de défauts d'un alternateur à vide, en 2D, avant de nous orienter vers la localisation et la quantification de ces défauts.

II.2.2.b.1 Géométrie, matériaux et circuit électrique

Flux2D permet d'utiliser les symétries et périodicités des machines afin de réduire la description de la géométrie et la charge de calcul. Une machine à quatre pôles saine pourrait être modélisée par un quart de sa géométrie (un pôle).

En revanche dans notre cas, la simulation avec défauts requiert la description de toute la géométrie de la machine (Fig. II. 2) car il y a rupture de périodicité. A cause de difficultés liées au maillage, certains détails des encoches du rotor ont été simplifiés. Dans une première approche, les masses magnétiques autour de la maquette (rails, capot...) n'ont pas été décrites.

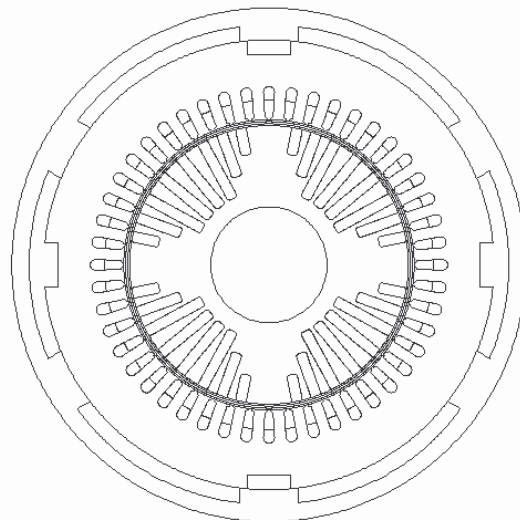


Fig. II. 2 Géométrie de la maquette

La modélisation par éléments finis nécessite un maillage complet du domaine d'étude. Notre but étant d'analyser le champ magnétique de fuite, il faut donc mailler assez finement l'air entourant la machine, en particulier dans la zone de placement des capteurs. La technique de la « boîte infinie » de Flux2D permet cependant de limiter la zone éloignée à mailler tout en garantissant une décroissance correcte du champ.

Le stator est constitué de tôles Fe-Si à grains non orientés et le rotor en acier. Ces matériaux sont considérés isotropes. Les caractéristiques intrinsèques de ces matériaux ont été déduites des informations contenues dans [Torlay, 1999], et notamment des données expérimentales sur les forces électromotrices à vide et des courants de court-circuit. Deux études ont donc été menées: à vide et en court circuit

pour bien vérifier les caractéristiques de ces matériaux. Nous avons obtenu les caractéristiques suivantes (voir les Fig. II. 3 et Fig. II. 4):

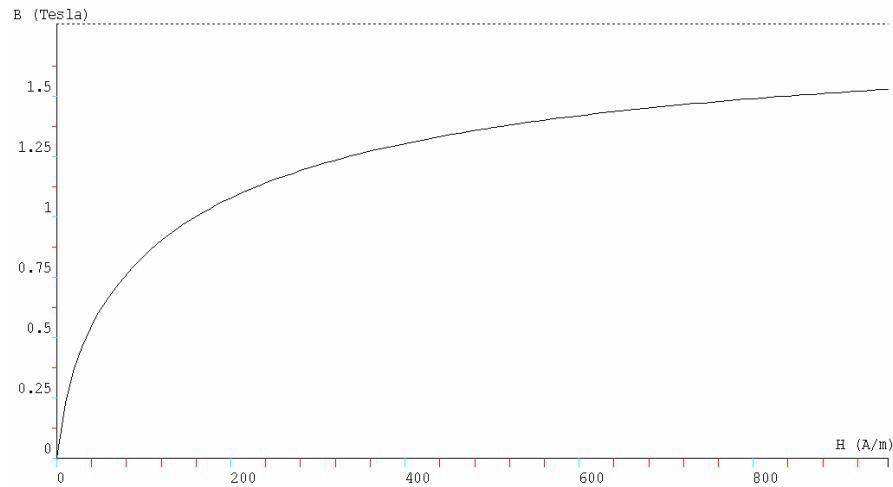


Fig. II. 3 Courbe de saturation magnétique des tôles du stator de la maquette

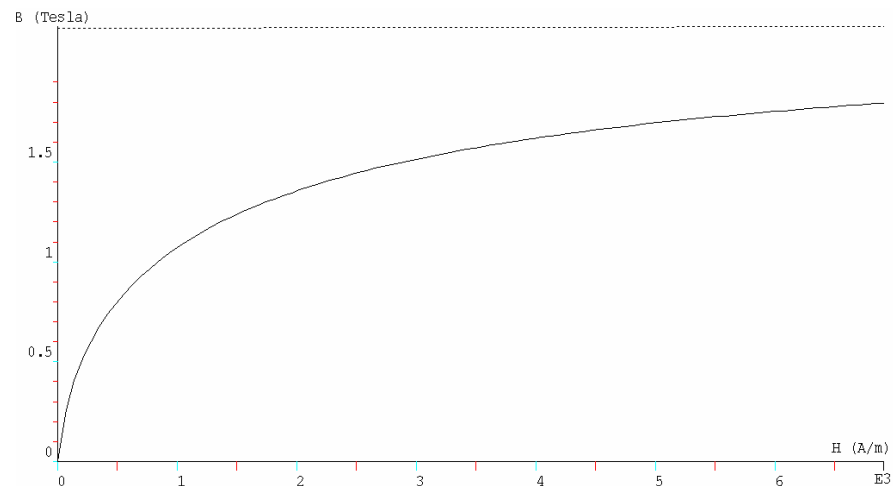


Fig. II. 4 Courbe de saturation magnétique d'acier du rotor de la maquette

Dans toute cette thèse, nous avons choisi de nous placer dans la plage de linéarité des matériaux. Comme nous le verrons plus loin, cette hypothèse va nous permettre de construire un modèle «léger» pour l'inversion. De fait, cette hypothèse est acceptable en pratique, car un alternateur à vide avec un courant rotor réduit peut fonctionner dans cette plage linéaire. Ainsi, chaque partie de la machine (arbre, rotor, stator et carcasse) possède une perméabilité relative constante déduite des courbes $B(H)$ précédentes. Néanmoins, nous analyserons plus loin l'effet de la saturation de la machine sur le champ de fuite.

La perméabilité de la carcasse utilisée est plus faible que celle du stator et du rotor. La carcasse a une vocation mécanique et n'a pas pour rôle de canaliser le flux. Elle est donc constituée d'un acier moins performant d'un point de vue magnétique. Comme elle ne canalise qu'une très faible partie du flux de la machine, on peut considérer qu'elle travaille dans une zone linéaire réversible (zone des faibles

champs). La modélisation de la carcasse est importante car d'un point de vue du champ de fuite, elle peut être vue comme un élément de blindage, avec une incidence sur le champ externe. Son rôle a déjà été étudié dans un travail antérieur réalisé au sein de notre laboratoire [Froidurot, 2002].

Un dernier point important pour notre modélisation a trait aux courants de Foucault. Pour la machine étudiée, les courants de Foucault vont essentiellement se développer dans sa carcasse. En effet, le stator et le rotor étant constitués d'un circuit feuilleté, et le moteur étant synchrone, les courants de Foucault sont négligeables dans ces parties. En revanche, la carcasse, massive, conductrice, fixe et soumise à un champ alternatif, va être le siège de courants induits. Ces courants, s'opposant à la cause qui les crée (le champ tournant du rotor), ont pour effet de diminuer le champ magnétique rayonné. Afin de travailler avec un champ de fuite le plus important possible, nous avons décidé de travailler à très faible vitesse de rotation. A 20tr/min par exemple, nous sommes sûrs que les courants de Foucault sont négligeables pour la signature. Nous pouvons alors supposer la carcasse non conductrice dans nos modélisations. Même s'il est intéressant de travailler à faible fréquence de rotation pour avoir le signal le plus fort possible, nous procéderons tout de même à une étude complète sur l'effet des courants induits afin notamment d'étudier l'atténuation produite.

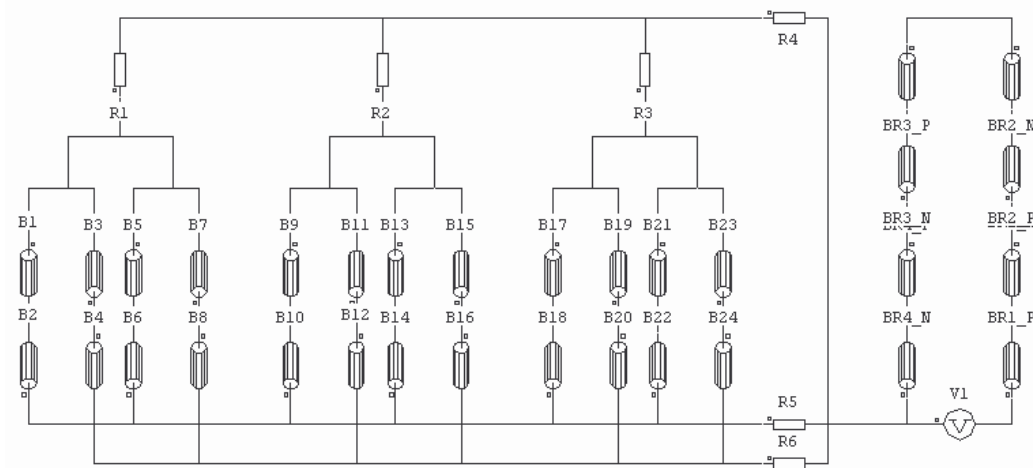


Fig. II. 5 Circuit électrique de la maquette

En ce qui concerne la description des bobinages de la machine, Flux2D permet d'effectuer un couplage entre le domaine éléments finis et le circuit électrique. Le circuit électrique de la machine est décrit sur la Fig. II. 5, il comporte une partie d'excitation du rotor et une partie de quatre voies d'enroulement du stator. En fait, le circuit électrique réel est beaucoup plus complexe que celui décrit sur cette figure, mais les simplifications apportées n'ont pas trop d'influence sur les grandeurs magnétiques étudiées.

Le courant d'excitation est délibérément fixé à la valeur $I = 12.5A$.

A cette étape, nous sommes en possession de toutes les données nécessaires pour faire la simulation sous Flux2D.

II.2.2.b.2 Procédure de simulation

L'analyse harmonique fréquentielle des grandeurs de la machine (avec défauts) nécessite de connaître l'évolution dans le temps et la répartition spatiale de ces grandeurs. Il est donc nécessaire de faire une simulation en pas à pas dans le temps grâce à l'application magnétique évolutif disponible dans Flux2D. La vitesse de rotation de la machine de $\Omega = 20\text{tr/mn}$ est choisie. En fait, comme notre étude porte sur le régime permanent, il faut faire tourner la machine au-delà d'un tour pour atteindre le régime transitoire.

II.2.2.c Analyse de la machine saine

Dans un premier temps, les signatures du champ magnétique rayonné sont exploitées aux positions des capteurs que l'on envisage de placer à l'extérieur de la machine (Fig. II. 6). La signature du champ rayonné comporte deux composantes: radiale et ortho radiale.

Un premier capteur est placé à $r = 281\text{mm}$, soit à 104mm du bord externe de la carcasse de la machine. Le capteur voit principalement les quatre pôles de cette machine sur un tour de rotation (Fig. II. 7). L'allure des composantes est quasiment sinusoïdale avec un déphasage attendu de 90° entre elles. (Remarque: normalement, on devrait avoir la même amplitude sur les 2 composantes en 2D, mais ici, l'effet d'encoche de la carcasse introduit une variation en fonction de l'angle θ).

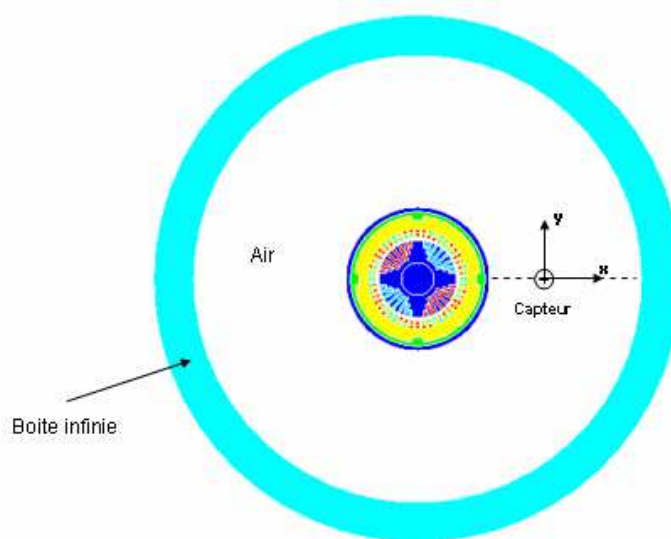


Fig. II. 6 Exploitation par un capteur "virtuel"

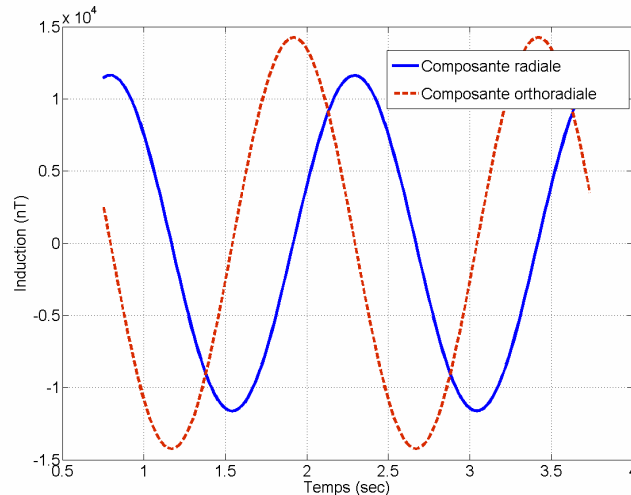


Fig. II. 7 Signatures temporelles de l'induction magnétique, composante radiale (bleu) et composante ortho radiale (rouge) sur un tour (3s) en $r = 281\text{mm}$

En ce qui concerne l'ordre de grandeur du champ magnétique rayonné, son amplitude est d'environ 15000nT, soit un tiers de la valeur du champ terrestre. Sa nature étant alternative, il devrait en pratique être assez facile de l'extraire du champ terrestre, continu par rapport à la durée de la mesure. En revanche, il pourrait être plus délicat d'extraire cette signature dans un environnement bruité, surtout si la fréquence du signal à extraire est la même que celle des perturbations (typiquement 50Hz et multiples). Nous reviendrons sur ce point lorsque nous présenterons les résultats expérimentaux.

La décroissance de la signature de la composante radiale du champ magnétique rayonné loin de la machine est représentée sur la Fig. II. 9. Elle suit une loi en $1/r^3$, ce qui est caractéristique de la décroissance du champ créé par un quadripôle (les 4 pôles) en deux dimensions (voir chapitre 1) [Durand, 1968].

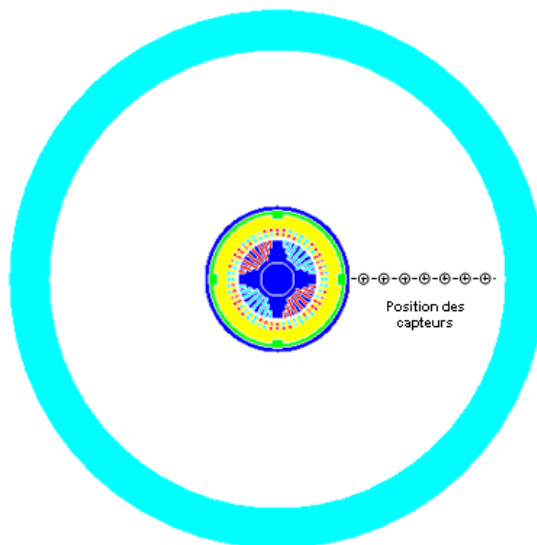


Fig. II. 8 Les capteurs positionnés sur une ligne

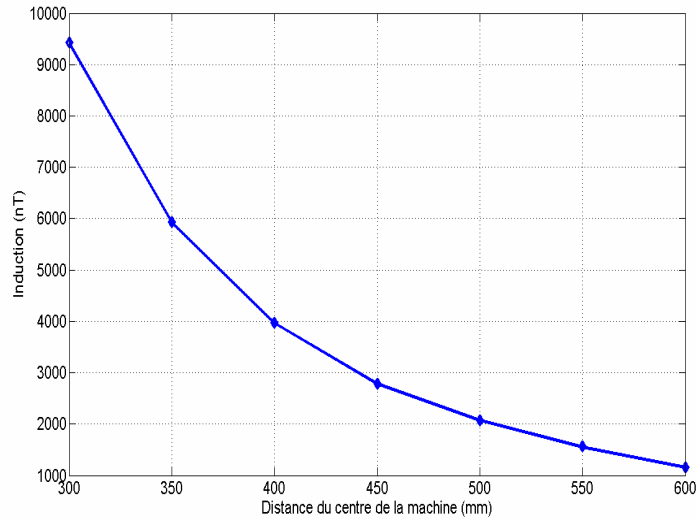


Fig. II. 9 Courbe de décroissance de la composante radiale de la signature de l'induction magnétique loin de la machine

Analysons le contenu spectral de la signature du champ magnétique rayonné de la machine saine. La Fig. II. 10 présente la densité spectrale de puissance de la composante radiale de l'induction dans la plage de basse fréquence de 0Hz jusqu'à 20Hz:

La raie principale est liée à la fréquence électrique de la machine f_e (associée à la vitesse de rotation $\Omega = 60f_e/p$ (tr/mn) où p est le nombre de paire de pôles) et correspond aux 4 pôles qui tournent à la fréquence de rotation. Comme ici le stator n'est pas alimenté, on appellera aussi f_e la fréquence des pôles.

On note ensuite la présence des multiples impairs de cette fréquence, le troisième harmonique, le cinquième, etc. Cependant, il faut noter la forte atténuation de ces harmoniques par rapport au fondamental. Ces harmoniques proviennent du fait que l'induction créée par les pôles n'est pas parfaitement sinusoïdale et qu'il existe des harmoniques résiduels impairs. En fait, c'est exactement ce que l'on observe dans l'entrefer de la machine. Nous constatons donc que la représentation du champ magnétique dans l'entrefer a clairement une répercussion sur le champ magnétique rayonné.

Le dernier harmonique, aussi fortement atténué, est liée aux encoches du stator.

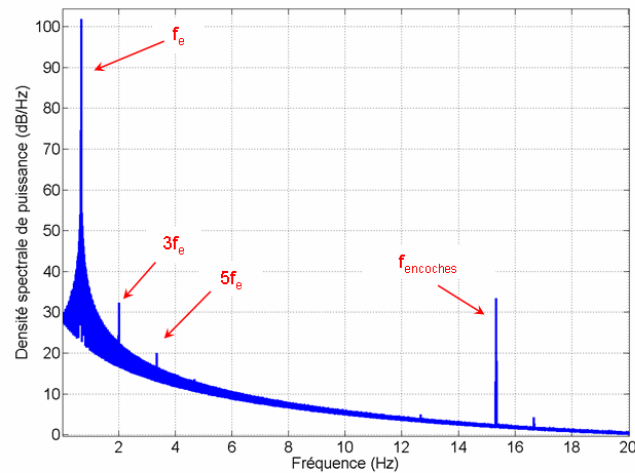


Fig. II. 10 Spectre associé à la composante radiale de l'induction magnétique en $r = 281\text{mm}$

Maintenant, nous allons compléter notre étude en testant l'importance des hypothèses faites dans la partie précédente. Nous allons voir comment l'effet de la non linéarité des matériaux magnétiques (c'est-à-dire la saturation), l'effet du courant Foucault dans la carcasse (en particulier à la vitesse de rotation 1500tr/mn) et l'effet des masses magnétiques, influent sur les valeurs du champ de fuite de la machine, sur la forme des spectres des signatures du champ, ...

II.2.2.c.1 L'effet de la non linéarité

Nous avons mis en oeuvre un modèle de la machine saine sous Flux2D, en prenant pour les matériaux magnétiques du rotor et du stator une courbe B(H) non linéaire (voir les Fig. II. 3 et Fig. II. 4).

Afin de nous placer dans une zone de fonctionnement non linéaire des matériaux, nous avons augmenté la valeur du courant d'excitation jusqu'à $I = 20\text{A}$ (valeur nominale du courant rotorique).

Nous avons analysé le champ magnétique de fuite de la machine obtenu sur le capteur "virtuel" externe (revoir la Fig. II. 6).

La Fig. II. 11 permet de comparer les signatures temporelles des composantes radiale et ortho radiale obtenues sur ce capteur pour le même courant ($I = 20\text{A}$) en linéaire et non linéaire.

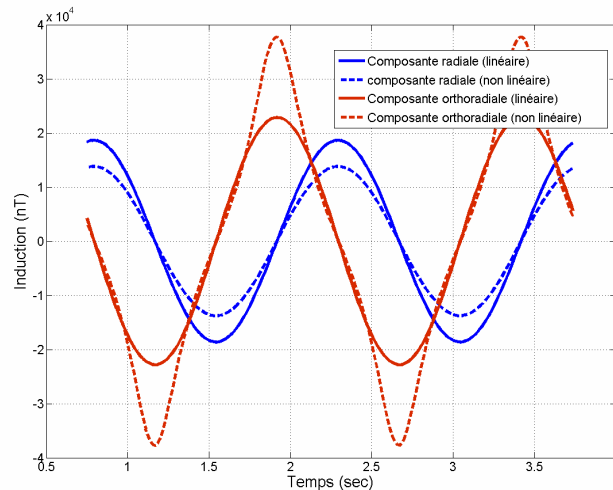


Fig. II. 11 Signatures temporelles du champ magnétique de fuite

L'effet de la non linéarité n'est pas le même en fonction de la composante considérée. Il est pourtant lié au même phénomène. Quand le courant rotorique est fort, il sature l'acier dans la zone des dents du rotor, alors que le stator ne sature pas. Les maxima sur les composantes s'obtiennent pour deux positions relatives du rotor par rapport au capteur considéré :

Le maximum de la composante radiale est obtenu quand un axe polaire du rotor passe au droit du capteur. L'amorce à saturation de l'aimantation du rotor fait que la signature due au rotor n'augmente pas autant qu'en linéaire. Cette contribution est diminuée par celle du stator qui elle a augmenté linéairement. En conséquence, le maximum de la composante radiale est plus faible en non linéaire qu'en linéaire.

Le maximum de la composante ortho radiale s'obtient pour une position inter polaire du rotor vis-à-vis du rotor. Cette fois, c'est la signature du stator qui est atténuée par rapport à celle du rotor, qui, elle, est faiblement augmentée par rapport au cas linéaire. Il s'ensuit que l'amplitude est bien plus forte en non linéaire.

Cet effet peut être représenté schématiquement sur la Fig. II. 12 avec quelques dipôles.

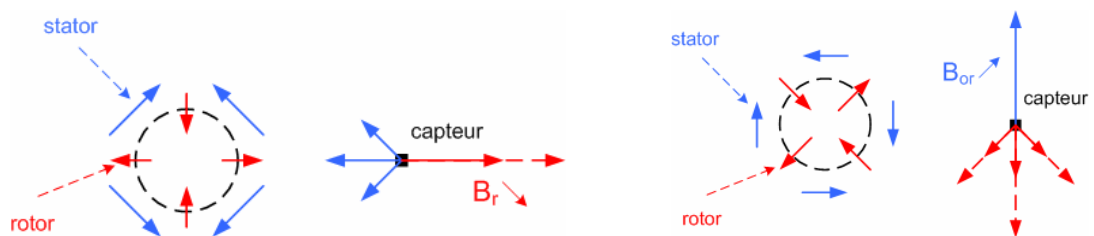


Fig. II. 12 Représentation du rotor (en rouge) et du stator (en bleu) sous forme de dipôles: composante radiale et orthoradiale en cas de saturation au rotor

Outre l'influence sur les maxima des composantes, on observe également une distorsion, mais celle-ci n'affecte que la composante ortho-radiale. Ce comportement indique qu'un phénomène de saturation apparaît puis disparaît au cours de la rotation :

comme il n'affecte qu'une composante sur les 2, cela signifie qu'il est fixe par rapport au capteur et est donc lié au stator. La modélisation a en effet mis en évidence une saturation temporaire du stator due à l'encochage externe de ce dernier. La position relative de cet encochage vis-à-vis du capteur utilisé ici fait que cette saturation n'affecte que la composante ortho-radiale du champ (voir la Fig. II. 13).

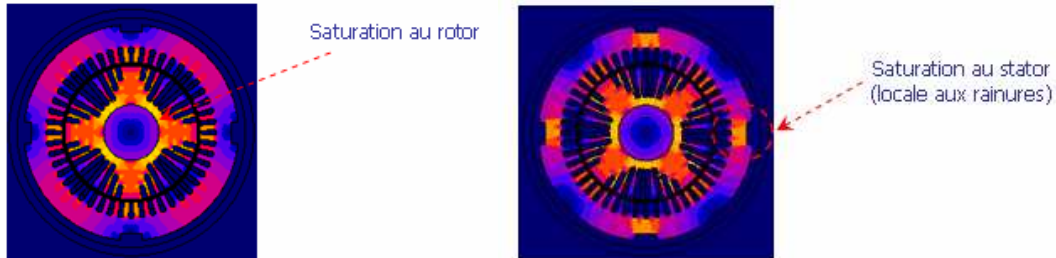


Fig. II. 13 Saturation au rotor (gauche) et saturation locale au stator (droite)

L'étude spectrale de l'induction pour les deux cas linéaire et non linéaire illustre ce que nous venons de commenter en temporel. Elle montre que les fréquences caractéristiques du spectre ne sont pas modifiées, seule l'amplitude est affectée par la non linéarité (les Fig. II. 14 (a) et (b)).

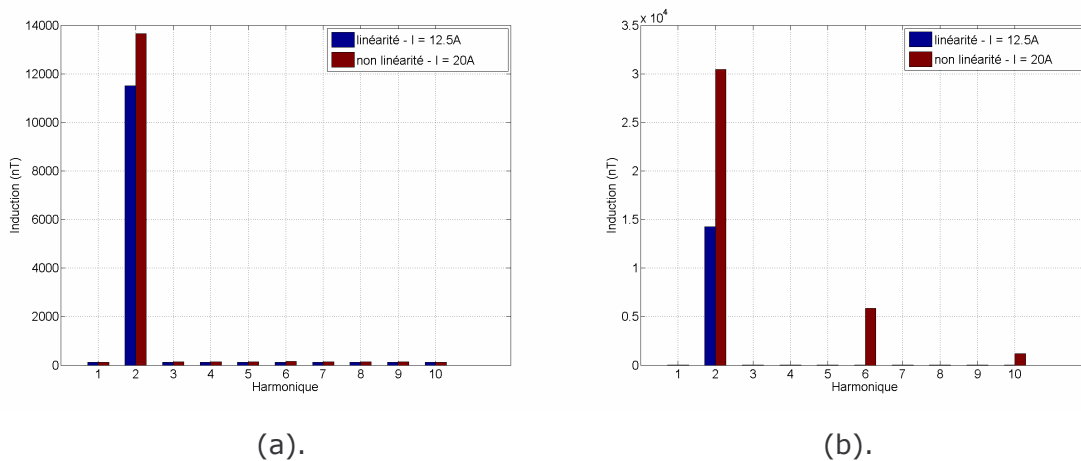


Fig. II. 14 Analyse fréquentielle des composantes radiale (a) et ortho-radiale dans les cas linéaire et non linéaire

En somme, la non linéarité n'ajoute pas d'autres harmoniques, mais augmente seulement l'amplitude des harmoniques impairs de l'harmonique principal.

II.2.2.c.2 L'effet des courants induits

Les courants induits dépendent fortement de la vitesse de rotation. Quand la vitesse est grande, ces courants provoquent l'augmentation de l'effet de blindage de la carcasse (ce qui diminue le champ magnétique de fuite).

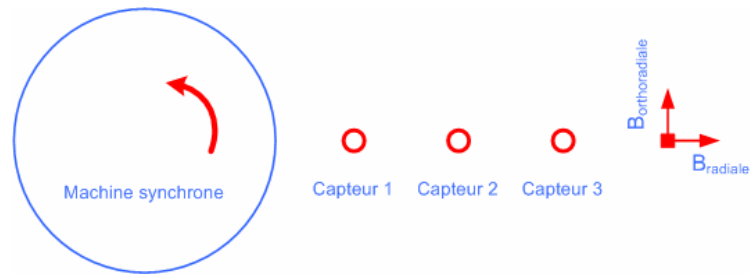


Fig. II. 15 Position des capteurs

Pour étudier cet effet de blindage, nous avons fait varier la vitesse de rotation de la machine de 20tr/mn jusqu'à 1500tr/mn. Nous avons calculé la signature sur 3 capteurs placés sur le même rayon à l'extérieur de la machine (voir la Fig. II. 15).

Notons que pour tenir compte de l'effet de peau quand on augmente la fréquence (Tab. II. 1), il faut bien mailler dans l'épaisseur de la carcasse.

fréquence (Hz)	δ (mm)
1	18.147
4	9.0735
8	6.4159
16	4.5368
32	3.208
50	2.5664

Tab. II. 1 Variation de l'épaisseur de peau

Pour quantifier l'effet de blindage, nous avons calculé le rapport entre l'induction à une fréquence donnée et l'induction sans courants de Foucault (obtenue pour une conductivité nulle de la carcasse ou pour une conductivité non nulle mais une très faible vitesse de rotation, ici 20tr/mn):

$$a = \frac{B(f \neq 0)}{B(f = 0)} \quad (II.1)$$

	20tr/mn (f = 0)	120tr/mn (f = 4Hz)	480tr/mn (f = 16Hz)	1500tr/mn (f = 50Hz)
Capteur 1	1	0.7871	0.2510	0.0305
Capteur 2	1	0.7839	0.2502	0.0304
Capteur 3	1	0.7821	0.2498	0.0302

Tab. II. 2 Atténuation de la composante radiale du champ rayonné en fonction de la fréquence et de la position

	20tr/mn (f = 0)	120tr/mn (f = 4Hz)	480tr/mn (f = 16Hz)	1500tr/mn (f = 50Hz)
Capteur 1	1	0.7686	0.2420	0.0289
Capteur 2	1	0.7700	0.2420	0.0289
Capteur 3	1	0.7656	0.2406	0.0288

Tab. II. 3 Atténuation de la composante ortho radiale du champ rayonné en fonction de la fréquence et de la position

Les Tab. II. 2 et Tab. II. 3 montrent que l'atténuation est la même sur tous les capteurs pour une vitesse de rotation donnée, et ceci quelle que soit la composante.

Le fait que l'atténuation ne dépende ni de la position ni de la composante considérée est dû à la forme simple de la carcasse et au fait que la source soit quasiment sinusoïdale. Ce résultat a déjà été montré théoriquement [Schmerber, 2006].

L'analyse des coefficients d'atténuation montre qu'à 10% de la vitesse nominale le signal utile a été diminué de 25% par rapport au cas très basse vitesse, qu'au tiers de la vitesse nominale il n'en reste plus que 25% et à peine 3% à vitesse nominale. Ainsi, on a tout intérêt à se placer à la plus basse vitesse possible pour bénéficier du meilleur rapport signal sur bruit pour la détection des défauts par mesure du champ magnétique de fuite.

Nous avons ensuite analysé le spectre des signatures temporelles du champ magnétique de fuite sur le capteur le plus proche de la machine à 1500tr/mn (notons que les signatures à cette vitesse sont toujours sinusoïdales). Non seulement la composante principale du champ a été fortement atténuée, mais même une analyse fréquentielle ne permet pas de mettre en évidence les raies de rang supérieur (Fig. II. 16).

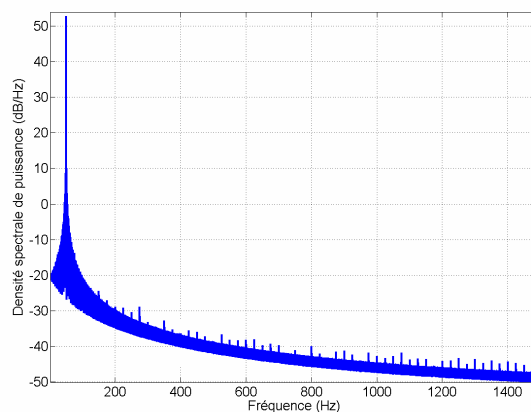


Fig. II. 16 Densité spectrale de puissance à 1500tr/mn

Pour conclure, l'effet de courant induit:

- atténue fortement la valeur du champ de fuite avec la vitesse de rotation,
- ne modifie pas les phénomènes principaux (par exemple les harmoniques fréquentiels initiaux).

II.2.2.c.3 L'effet des masses magnétiques

Nous souhaitons, dans notre démarche, rester le plus général possible, et pour cela, nous avons étudié, les uns après les autres, les éléments principaux de la machine vis-à-vis du champ de fuite: son rotor et son stator, évidemment, mais également l'arbre, et surtout la carcasse. En effet, nous avons vu que celle-ci, bien qu'ayant un rôle purement mécanique, a un effet sensible sur le champ de fuite : les courants de Foucault qui s'y développent en fonction de la vitesse de rotation peuvent

atténuer le champ externe sur lequel nous souhaitons baser notre détection de défauts. Cette carcasse, en fonction de sa forme (inclusion de trous, ajout de matière...), peut aussi modifier le champ source et notre modélisation permet d'en tenir compte. Une autre modification du champ de fuite peut être provoquée par l'ajout, dans l'environnement immédiat du moteur, de pièces magnétiques et/ou conductrices. De façon assez classique, un système de fixation au sol (rails, pieds) du moteur peut être rencontré. Dans notre application particulière, le moteur étudié est fixé sur des rails, et, est coiffé sur le haut d'un capot relativement conséquent, contenant toute la connectique permettant d'appliquer des défauts électriques au rotor et au stator (voir la Fig. II. 1 le banc avec les rails et le capot). Nous nous proposons d'étudier l'influence de ces éléments, que nous appelons de façon générique «masses magnétiques».

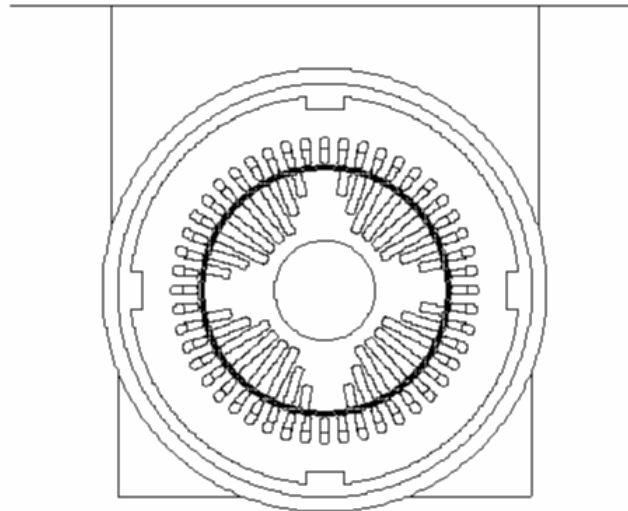


Fig. II. 17 Géométrie de la maquette avec ses «masses magnétiques» spécifiques: rails au dessous, capot au dessus contenant la connectique pour l'application des défauts électriques; ces masses sont modélisées par des régions surfaciques

Nous supposons que la machine tourne à faible vitesse, et donc que les courants de Foucault dans ces masses magnétiques sont négligeables. Leur géométrie sous Flux2D est présentée sur la Fig. II. 17. Comme autre hypothèse, des régions surfaciques sont supposées correctement représenter l'influence des régions minces que sont les rails et la boîte à bornes.

Nous avons tout d'abord étudié le champ calculé sur le capteur le plus proche à l'extérieur de la machine. Les signatures temporelles et la décomposition de Fourier de l'induction sont considérées (Fig. II. 18).

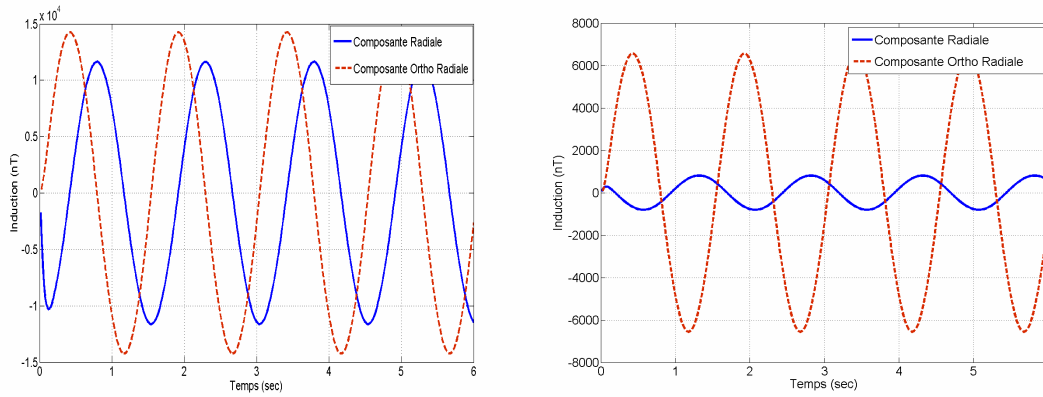


Fig. II. 18 Signatures temporelles du champ rayonné en présence de masses magnétiques (à droite) en comparaison avec le cas sans masses (à gauche) sur le même capteur

Nous constatons que les masses magnétiques diminuent très fortement les valeurs du champ rayonné, en particulier la composante radiale sur le capteur considéré (cette composante subit fortement l'effet de blindage puisqu'elle est divisée par 10; la composante ortho-radiale est quant à elle divisée par 2). De même, les composantes subissent un déphasage. En revanche, le spectre fréquentiel de la signature du champ n'est pas modifié par la présence de masses magnétiques, il présente toujours les mêmes fréquences caractéristiques.

Ces modifications sont dues au fait que les masses magnétiques agissent principalement sur la répartition spatiale des sources. Ce phénomène peut être illustré en plaçant plusieurs capteurs régulièrement sur un cercle autour de la machine à une distance suffisamment grande pour inclure le moteur et toutes ses masses additionnelles. On voit clairement la distorsion de la répartition du champ rayonné autour de la machine, induite par les masses à un instant donné (Fig. II. 19 (a)). Cette distorsion se traduit par un enrichissement notable du spectre spatial (Fig. II. 19 (b)).

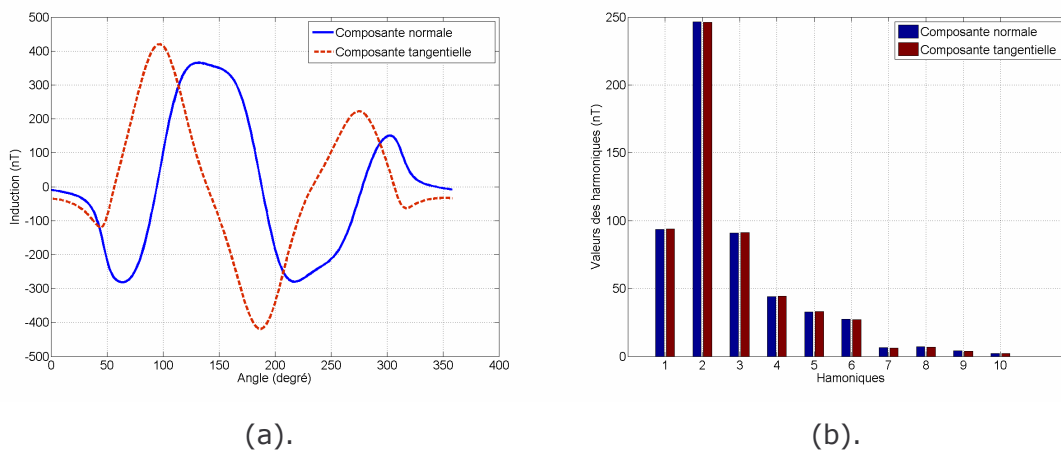


Fig. II. 19 (a). Composante normale (ou radiale) et tangentielle (ou ortho-radiale) du champ sur un cercle éloigné à un instant t; (b). Décomposition de Fourier spatiale de ces signatures

En conclusion, les masses magnétiques jouent, comme on pouvait s'y attendre, un rôle de blindage. Elles ne modifient pas le rang des harmoniques temporels mais elles enrichissent le contenu spatial de la représentation du champ.

II.2.2.d Conclusions

Dans cette partie, l'étude sur le champ magnétique de fuite de la machine électrique en fonctionnement sain montre qu'il semble possible d'analyser les signatures du champ de fuite de la machine pour connaître son mode de fonctionnement. Nous étudierons ce point dans la deuxième partie de ce chapitre.

En conséquence des études préliminaires sur l'effet de la non linéarité des matériaux et des courants induits, dans la suite de cette thèse, nous décidons de travailler dans la plage de linéarité de matériaux et avec une vitesse de rotation très basse. En effet, plus la vitesse est basse, plus le rapport signal sur bruit est favorable. Quant à la non linéarité, elle ne modifie pas fondamentalement les résultats que nous allons dégager car elle n'ajoute pas de raies particulières, elle en change uniquement l'amplitude.

II.3. INFLUENCE DES DEFAUTS SUR LE CHAMP RAYONNE

II.3.1. Une approche simplifiée qualitative

Cette étude est basée sur une équivalence magnétique très simplifiée d'une machine électrique, qui ici va être considérée comme un arrangement de multipôles (cf chapitre 1). Lorsqu'il y a des défauts dans la machine, ceux-ci changent l'amplitude, la répartition spatiale et la nature dynamique de ces multipôles. Dans la partie suivante, nous allons étudier comment, à partir de l'état sain, se modifie la répartition des multipôles en présence de quelques défauts. Cette analyse très simplifiée permettra de prédire le comportement du champ rayonné de façon qualitative.

II.3.1.a Machine saine

Considérons une machine synchrone sans défauts, présentant quatre pôles équilibrés. Nous représenterons l'ensemble de la machine par la rotation d'un quadrupôle, comme l'illustre la Fig. II. 20 ci-dessous, à la vitesse de synchronisme $\Omega = \omega_s / p$ (rad/s), ω_s étant la pulsation électrique et p ($p = 2$) le nombre de paires de pôles.

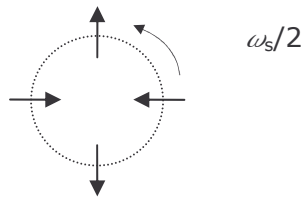


Fig. II. 20 Représentation simplifiée d'une machine saine par des dipôles (quadrupôle équilibré)

Donc, si on observe dans le temps, sur un capteur positionné à l'extérieur de la machine, le champ magnétique généré par la rotation d'un quadrupôle à la vitesse de synchronisme, nous obtiendrons une approximation du champ de fuite de la machine. Le spectre associé est principalement constitué par une raie à la fréquence double de celle de rotation (appelée fréquence des pôles). En réalité, la signature du champ rayonné n'est pas purement sinusoïdale, il y a d'autres harmoniques comme les harmoniques impairs de la fréquence des pôles.

II.3.1.b Court circuit au rotor

Dans le cas d'une machine avec un court circuit sur un pôle du rotor (concernant seulement une partie des spires ou bien la totalité), il n'y a plus une répartition équilibrée par pôle du flux au rotor. On peut alors représenter la machine sous la forme suivante (voir la Fig. II. 21):

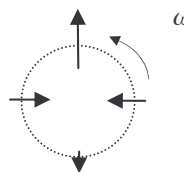


Fig. II. 21 Représentation d'une machine avec défaut de court circuit au rotor

En fait, cette représentation est la superposition de deux représentations simples:

- un quadrupôle, représentant l'état de la machine saine (signature magnétique $1/r^3$ en 2D);
- des multipôles supplémentaires associés au flux et aux A.tours supprimés sur un pôle.

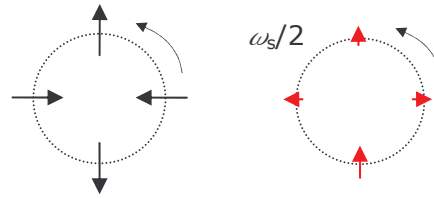


Fig. II. 22 Représentation simplifiée d'un court circuit au rotor: superposition d'un quadripôle (état sain initial, à gauche) et de multipôles associés à la suppression d'une partie du flux et des A.tours (à droite)

Ces multipôles supplémentaires induisent une décomposition harmonique fréquentielle plus riche que celle du cas sain: une raie principale à la fréquence de rotation suivie d'autres raies multiples de cette fréquence de rotation viennent s'ajouter.

Le même phénomène de déséquilibre peut se produire lorsqu'il existe un défaut de réluctance au rotor. En effet, une augmentation de la réluctance d'un pôle diminue le flux qui passe dans ce pôle, ce qui cause la perte de symétrie des pôles.

II.3.1.c Excentricités au rotor

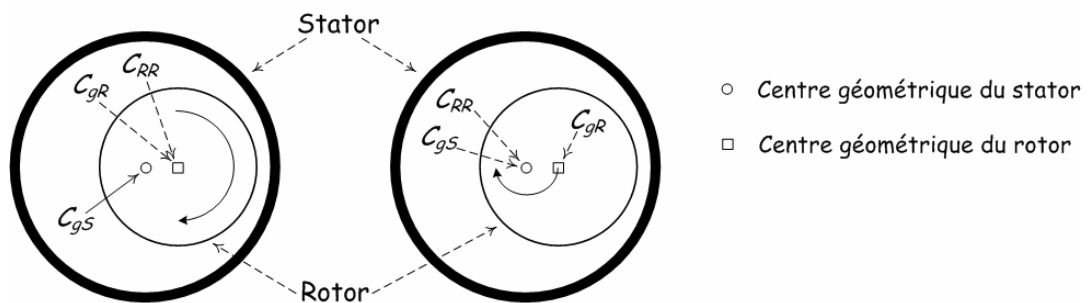


Fig. II. 23 Excentricités statique (à gauche) et dynamique (à droite)

Les défauts d'excentricité sont de deux types, comme l'illustre la Fig. II. 23. Pour différencier ces excentricités, il faut distinguer trois centres dans la machine [Torlay, 1999]:

Le centre géométrique du stator, C_{gS} ;

Le centre géométrique du rotor, C_{gR} ;

Le centre de rotation du rotor, C_{RR} ;

Dans le cas idéal, ces trois centres sont confondus; $C_{gS} = C_{RR} = C_{gR}$; et la machine fonctionne normalement: il n'y a pas de balourd et l'entrefer est régulier sur toute la circonférence.

Une excentricité statique correspond à une situation où $C_{gS} \neq C_{RR} = C_{gR}$; c'est-à-dire que l'entrefer n'est pas uniforme; il est constant en fonction du temps pour tout point donné du stator, et la machine ne présente pas de balourd mécanique. Nous pouvons aussi dire que l'entrefer varie spatialement mais pas dans le temps. Cela signifie que d'un point de vue fréquentiel, un capteur externe présentera donc un

contenu très similaire au cas sain et n'introduira pas de fréquence particulière. En conséquence, si on observe la signature avec un seul capteur, on peut ne pas voir ce défaut: il faut donc en utiliser un deuxième car à cause de la variation spatiale de l'entrefer, l'amplitude associée à la fréquence des pôles variera avec la position.

Une excentricité dynamique correspond à une situation où $C_{gS} = C_{RR} \neq C_{gR}$. Pour un point donné sur le rotor, l'entrefer est constant dans le temps alors que pour un point donné sur le stator, l'entrefer n'est pas constant. Ceci correspond à un balourd mécanique. Cela signifie aussi que le contenu fréquentiel sur un capteur va s'enrichir par rapport au cas sain car la variation temporelle de l'entrefer dans le temps va générer un phénomène de modulation autour de la fréquence des pôles.

Une représentation simple (moins intuitive mais déduite du principe de la modulation exposé précédemment) pour une excentricité dynamique au rotor peut être la suivante (Fig. II. 24):

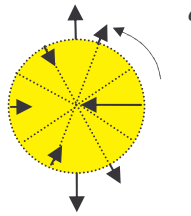


Fig. II. 24 Représentation d'une machine avec une excentricité dynamique

Elle correspond à la somme de trois répartitions:

- la rotation d'une quadrupôle, représentation de la machine saine (signature magnétique $1/r^3$, en 2D);
- la rotation de deux dipôles (signature magnétique $1/r^2$, en 2D);
- la rotation d'une octupôle (signature magnétique $1/r^4$, en 2D, qui va être atténuée d'une manière importante étant donnée sa forte loi de décroissance.

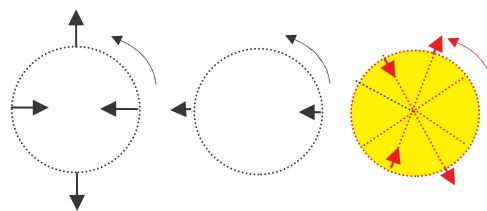


Fig. II. 25 Cette représentation d'une excentricité est la somme d'un quadrupôle, de deux dipôles et d'un octupôle

II.3.1.d Court circuit au stator

Comme nous l'avons mentionné dans le chapitre 1, un défaut sur le bobinage statorique est l'un des défauts les plus graves pour une machine électrique. En conséquence, les techniques capables de détecter ce défaut sur les spires au plus tôt de son développement sont particulièrement recherchées.

D'un point de vue physique, un court-circuit au stator (en alternateur à vide) correspond à quelques spires en court circuit de faible impédance soumise à un flux rotor. En conséquence, si nous observons le champ externe avec seulement un capteur, nous allons obtenir le même contenu fréquentiel que le cas sain (avec des amplitudes différentes bien sûr). En revanche, il se rajoute au champ tournant du cas sain (équivalent de loin à un quadrupôle en rotation à la vitesse du rotor) un champ pulsant généré par la spire fixe en court-circuit. La nature spatiale et dynamique du champ est donc modifiée.

Nous ne l'avons pas vérifié, mais nous supposons qu'un phénomène de pulsation analogue au précédent devrait apparaître en présence d'un défaut de réluctance au stator (causé par exemple par un défaut de positionnement des secteurs de tôles [Torlay, 1999]). Ce type de défaut de réluctance au stator ne devrait pas changer le trajet du flux au rotor.

II.3.1.e D'autres phénomènes

En présence de saturation magnétique du fer, il n'y a plus de relation linéaire entre les grandeurs magnétiques B et H. Dans la machine, le champ magnétique rayonné n'est plus sinusoïdal et des harmoniques supplémentaires apparaissent.

Par exemple, si le stator sature, son effet de blindage est limité et le champ de fuite augmente plus que prévu par un comportement linéaire; si cette saturation affecte le rotor, le champ externe sera plus faible que celui donné dans un cas linéaire. Le champ mesuré devient donc plus difficile à analyser.

II.3.1.f Conclusions

Les études préliminaires présentées dans cette partie montrent la possibilité de relier, à partir de modèles simples, le comportement de la machine synchrone avec sa signature magnétique rayonnée durant plusieurs régimes de fonctionnement (défauts électriques, mécaniques). Cela suggère que cette approche qualitative pourrait apporter une aide au diagnostic. Pour aller plus loin, nous allons simuler dans la partie suivante le fonctionnement de la machine synchrone avec ces défauts. L'analyse de la signature des défauts du champ rayonné permettra de statuer sur l'efficacité de ces modèles simples. Nous vérifierons également que la répartition du champ dans l'entrefer est corrélée avec le champ externe.

II.3.2. Simulation par éléments finis

II.3.2.a Introduction

Nous allons modéliser avec le logiciel éléments finis Flux2D une machine synchrone présentant des défauts (ceux envisagés dans la partie précédente).

Les défauts suivants, au rotor (excentricités, court-circuit) et au stator (court circuit) de la machine, sont donc simulés:

- excentricité statique de 0.4mm sur 4mm, soit 10% de l'entrefer
- excentricité dynamique de 0.4mm sur 4mm de l'entrefer;
- court circuit de 18 spires autour d'une dent du rotor, c'est-à-dire 11% des spires d'un pôle de l'excitation à vide;
- court circuit d'un pôle du rotor (perte d'un pôle sur quatre pôles);
- court-circuit de 7 spires d'une phase du stator.

Toutes les simulations correspondent à des régimes permanents.

Les procédures de simulation sont les mêmes que celles de la machine en fonctionnement sain.

II.3.2.b Analyse des résultats

Nous allons montrer la potentialité qu'offre la mesure du champ magnétique rayonné d'une machine électrique pour détecter et discriminer les différents défauts auxquels elle peut être soumise.

L'analyse porte sur le champ magnétique dans l'entrefer de la machine et sur le champ magnétique de fuite de celle-ci.

II.3.2.b.1 Le champ magnétique dans l'entrefer de la machine

Comme nous l'avons souligné dans le chapitre 1, le champ magnétique dans l'entrefer est une grandeur fondamentale pour une machine électrique. Pour cette raison, il est intéressant de voir comment cette grandeur est liée au champ magnétique rayonné. En conséquence, avant d'analyser le champ magnétique de fuite, nous nous proposons d'étudier les caractéristiques du champ magnétique dans l'entrefer d'une machine saine ou avec défauts.

La répartition du champ magnétique dans l'entrefer est considérée à un instant donné. La décomposition de Fourier de la signature de cette grandeur sur un cercle dans l'entrefer est effectuée. Les harmoniques spatiaux sont donc obtenus, nous présentons les dix premiers harmoniques pour chaque mode de fonctionnement dans les figures suivantes.

Trois cas sont comparés: le fonctionnement sain, le court circuit au rotor et l'excentricité au rotor (Fig. II. 26). La répartition spatiale du champ magnétique dans

l'entrefer étant la même dans les deux cas d'excentricités (statique et dynamique), nous ne précisons pas le type d'excentricité. Le court-circuit au rotor ne concerne que quelques spires.

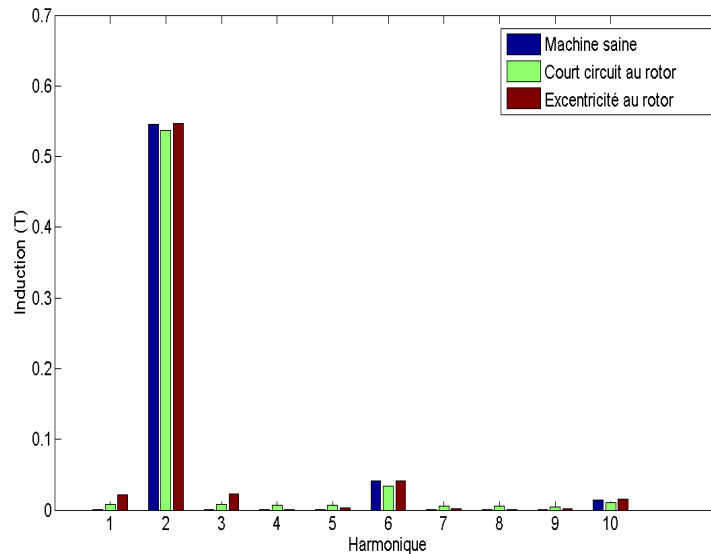


Fig. II. 26 Harmoniques spatiaux de l'induction dans l'entrefer à un instant donné pour le cas sain, quelques spires rotor en court-circuit et une excentricité du rotor

Comme attendu, une machine saine présente un harmonique 2 principal (harmonique des pôles) et des multiples impairs de cet harmonique (le sixième, le dixième, etc.).

On vérifie bien aussi ce que prévoyait l'analyse de [Torlay, 1999]. Dans le cas d'une excentricité au rotor, on note que:

- les harmoniques du cas sain sont inchangés (pour cette position),
- des harmoniques supplémentaires apparaissent, représentant la modulation des harmoniques du fonctionnement sain par la variation spatiale de l'entrefer (apparition d'harmoniques 1 et 3 par rapport à l'harmonique 2 initial).

Un court circuit au rotor induit des modifications sur tout le spectre spatial:

- les harmoniques du cas sain sont atténués,
- des harmoniques supplémentaires apparaissent sur tout le spectre.

Cette constatation est encore plus évidente quand on considère un court-circuit rotor plus fort, concernant un pôle complet (Fig. II. 27).

En conséquence, on perçoit déjà comment discriminer un défaut de court circuit par rapport à un défaut d'excentricité: le premier défaut va concerner tous les harmoniques, y compris l'harmonique 4, alors que l'excentricité n'affectera pas l'harmonique 4. Il est à noter que l'amplitude susceptible d'être observée est plus grande que le niveau de bruit estimé.

On peut d'ores et déjà noter que le défaut d'excentricité provoque une variation de champ relativement faible, et ce d'autant plus que le rang de l'harmonique augmente. Pour un court-circuit rotor, les variations peuvent être plus importantes en fonction du nombre de spires concernées.

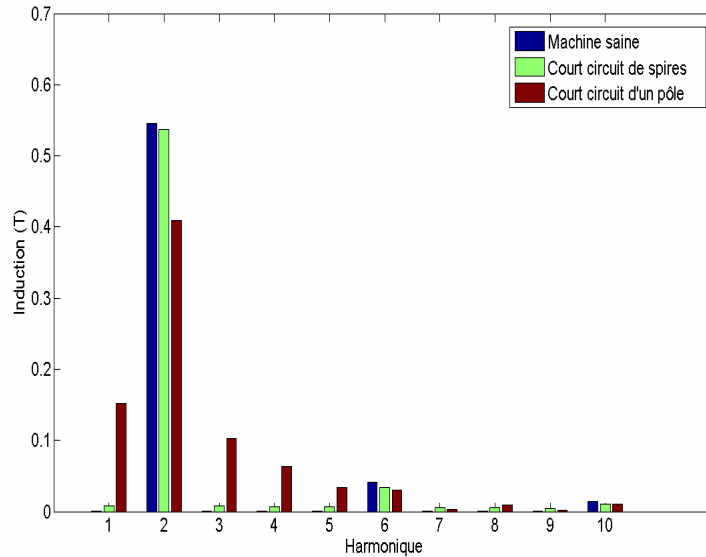


Fig. II. 27 Harmoniques spatiaux de l'induction dans l'entrefer à un instant donné pour le cas sain, en court-circuit rotor concernant quelques spires rotor, puis un pôle complet du rotor

Concernant le stator, on simule un court circuit sur quelques spires, le rotor n'étant entaché d'aucun défaut. La répartition spatiale du champ magnétique dans l'entrefer est représentée grâce à une décomposition de Fourier, à un instant donné (Fig. II. 28).

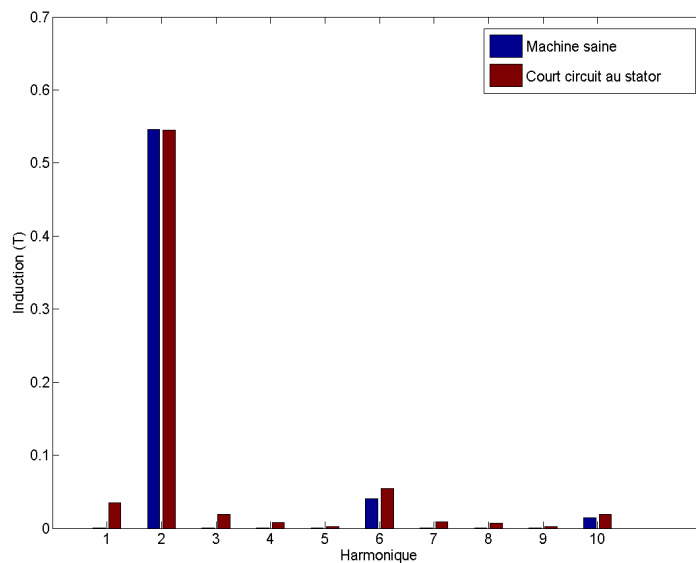


Fig. II. 28 Harmoniques spatiaux de l'induction dans l'entrefer à un instant donné pour le cas sain, et quelques spires en court-circuit au stator

Comme dans le cas du court circuit au rotor, ce type de défaut affecte l'ensemble de la répartition spatiale. Cependant, nous pensons pouvoir discriminer les deux cas de court-circuit en utilisant la nature des champs produits : dans le cas du rotor, le défaut tourne à la vitesse de rotation, dans le cas du stator, il s'agit d'un défaut fixe et pulsant.

On peut remarquer que l'effet d'un court circuit au stator modifie les amplitudes des harmoniques et peut même les augmenter (voir les harmoniques 6 et 10) alors que pour un court-circuit au rotor, l'amplitude de ces harmoniques diminuent (voir la Fig. II. 27).

Même si cette approche ne s'intéresse qu'à des variations spatiales du spectre à un instant donné, nous pouvons déjà tirer quelques enseignements:

- Nous avons vérifié que s'il existe des défauts dans une machine électrique, cela se répercute sur la répartition du champ magnétique dans l'entrefer.
- Un court-circuit au rotor et au stator affecte l'ensemble des harmoniques mais dans un cas, le défaut est tournant et dans l'autre il est pulsant.
- Le défaut d'excentricité génère plutôt un effet de modulation, ce qui se traduit par une modification particulière du spectre.

Notons que notre machine est particulière dans le sens où, étant un alternateur, sa conception nécessite une force électromotrice presque sinusoïdale. En conséquence, son spectre initial (cas sain) est relativement pauvre, ce qui favorisera la détection du défaut. Une approche basée sur l'étude des variations peut être utilisée dans un cas plus général.

Analysons à présent comment se traduisent ces défauts sur le champ magnétique de fuite de la machine.

II.3.2.b.2 Le champ magnétique de fuite de la machine

Nous cherchons à établir les fréquences caractéristiques de la signature du champ de fuite, en analysant la densité spectrale de puissance de la signature de la composante radiale de l'induction sur un capteur. Nous nous concentrerons sur la plage très basse fréquence. En effet, la machine étant un alternateur, elle présente une source rotor quasi sinusoïdale, et donc des multiples de la fréquence des pôles d'amplitude très faibles. D'ailleurs, l'étude précédente a montré que la signature se modifiait notamment dans cette plage. De plus, le fonctionnement à basse fréquence de rotation permet de minimiser l'atténuation des termes associés à des fréquences élevées.

La Fig. II. 29 présente la comparaison entre un fonctionnement sain et les excentricités au rotor (statique et dynamique).

Contrairement à l'étude du champ dans l'entrefer, nous effectuons ici une analyse dans le temps, en un point donné. On constate ainsi que la modulation spatiale trouvée précédemment se retrouve dans le temps pour l'excentricité dynamique. En effet, ce type d'excentricité équivaut à une variation spatiale et aussi temporelle de l'entrefer. On note que l'harmonique 2 n'est pas modifié par rapport au cas sain et que la modulation s'effectue bien autour de la fréquence des pôles (harmonique 2) avec les harmoniques 1 (fréquence de rotation) et 3.

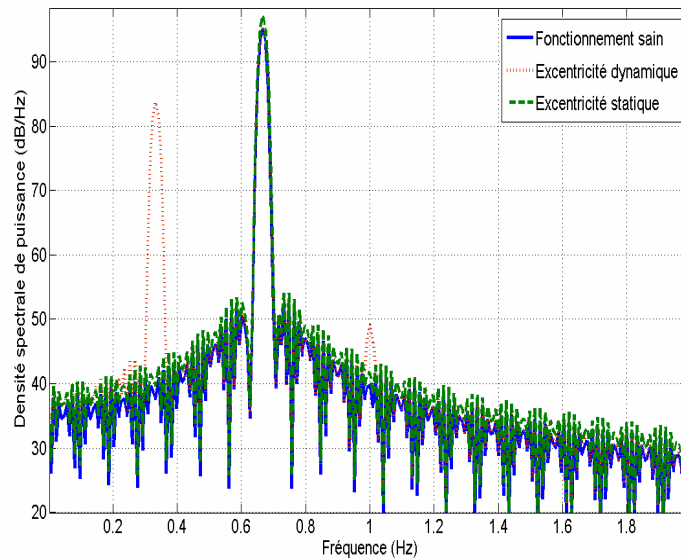


Fig. II. 29 Densité spectrale de puissance pour le cas sain et les 2 types d'excentricité au rotor: l'excentricité dynamique traduit sa modulation fréquentielle, l'excentricité statique spatialement en affectant uniquement l'amplitude de l'harmonique des pôles

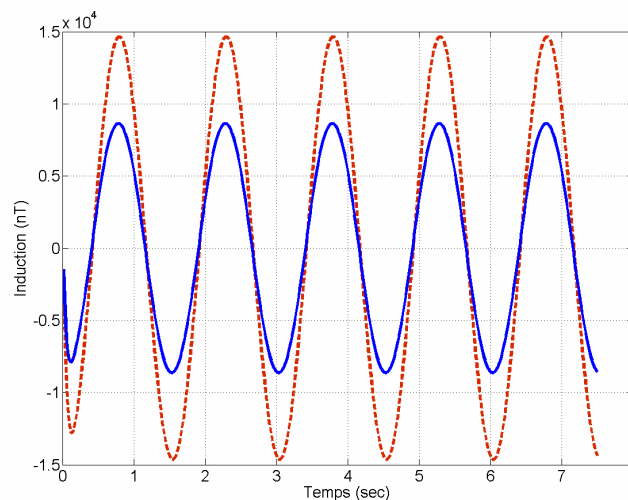


Fig. II. 30 Signature temporelle de la composante radiale de deux capteurs placés sur un même rayon mais diamétralement opposés – Les signatures sont en phases

L'excentricité statique ne modifie pas le contenu spectral, en revanche, l'amplitude de l'harmonique 2 varie. En effet, une excentricité statique signe spatialement et c'est donc en utilisant un deuxième capteur que l'on pourra mettre en

évidence ce type de défaut, comme le montre la Fig. II. 30 avec l'évolution temporelle de la composante radiale de 2 capteurs placés sur un même rayon, mais diamétralement opposés. Remarquons que le champ magnétique rayonné est le plus fort sur le capteur placé à côté de l'entrefer le plus petit.

Nous essayons maintenant de discriminer des défauts au rotor (court circuit et excentricité). La Fig. II. 31 ci-dessous compare des spectres entre une machine avec trois fonctionnements différents (sain, court circuit d'un pôle au rotor et excentricité dynamique). Comme l'avait déjà laissé entrevoir l'analyse sur le champ dans l'entrefer, on peut discriminer les défauts grâce aux deux remarques suivantes:

- L'harmonique quatre est présent dans le cas du court circuit et pas dans celui de l'excentricité dynamique. Cependant, dans le cas d'un faible court circuit au rotor (quelques spires d'un pôle au lieu de tout le pôle), on ne peut pas discriminer les deux défauts (voir la Fig. II. 30) car les harmoniques supérieurs à l'harmonique des pôles n'émergent pas.
- Dans ce cas, la discrimination peut s'effectuer en considérant la valeur de l'amplitude de la raie à la fréquence électrique. En effet, dans le cas d'un court circuit, celle-ci est atténuée alors que pour une excentricité dynamique, elle n'est pas modifiée (voir le Tab. II. 4).

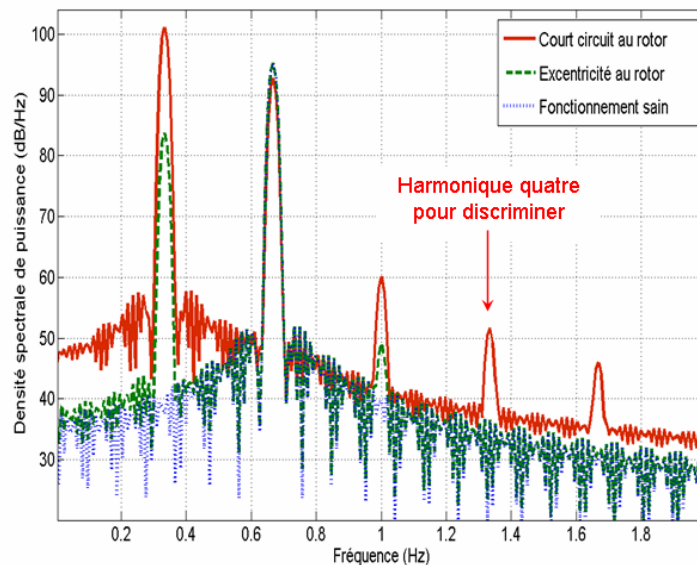


Fig. II. 31 Densité spectrale de puissance pour le cas sain et les 2 types de défaut au rotor: le court-circuit d'un pôle induit des harmoniques sur toutes les fréquences multiples de la fréquence de rotation alors que l'excentricité dynamique traduit sa modulation fréquentielle et ne donne pas d'harmonique 4

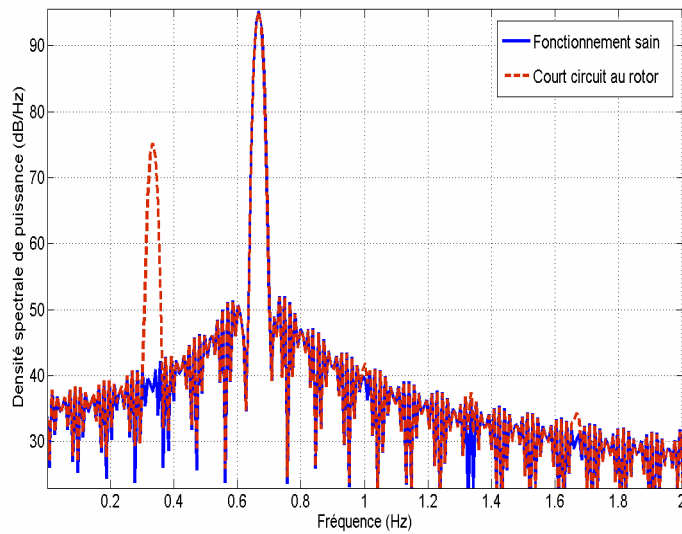


Fig. II. 32 Densité spectrale de puissance pour le cas sain et le court-circuit au rotor uniquement sur quelques spires: le défaut ne donne pas de signal sur les harmoniques supérieurs à la fréquence des pôles, ce qui ne permet pas de statuer par rapport au cas d'excentricité dynamique, si ce n'est en observant les variations sur l'amplitude de la fréquence des pôles

	Fonctionnement sain	Excentricité dynamique	Court circuit des spires	Court circuit d'un pôle
Amplitude de l'harmonique des pôles (nT)	11516	11606	11348	8671

Tab. II. 4 Comparaison de l'amplitude de l'harmonique des pôles avec plusieurs fonctionnements différents: sain, excentricité dynamique, court circuit des spires et court circuit d'un pôle au rotor

Pour finir, la Fig. II. 33 présente le spectre de la signature du champ magnétique rayonné dans le cas d'un court circuit de quelques spires au stator en comparaison avec le cas sain.

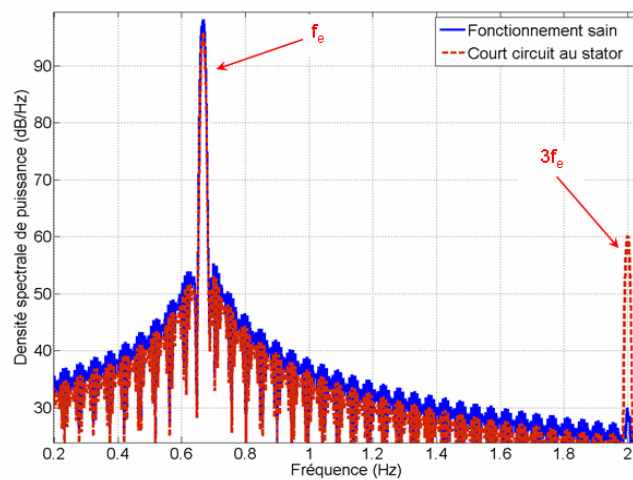


Fig. II. 33 Spectre de la signature du champ magnétique rayonné avec un court circuit sur quelques spires du stator

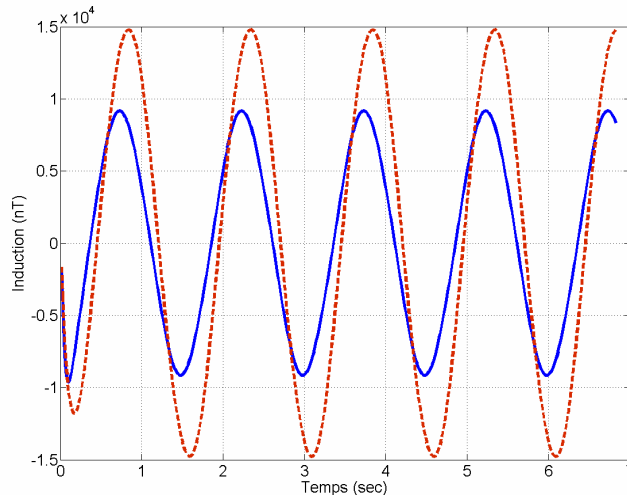


Fig. II. 34 Signature temporelle de la composante radiale de deux capteurs placés sur un même rayon mais diamétralement opposés – Les signatures sont déphasées

Ce spectre est très riche en fréquence car il contient la fréquence des pôles et tous ses multiples impairs. Une autre particularité vient du fait que le défaut étant localisé de façon fixe par rapport à la machine, on peut, par sûreté, utiliser un deuxième capteur diamétralement opposé, sur le même rayon. Comme dans le cas d'une excentricité statique au rotor, nous allons trouver une différence d'amplitude entre les composantes de ces capteurs, mais rappelons qu'une excentricité statique ne change pas le spectre par rapport au cas sain. Le court circuit au stator représente donc une combinaison entre un court circuit au rotor et une excentricité statique.

En conclusion, nous avons construit une base de données pour les signatures du champ rayonné d'une machine synchrone à vide correspondant à différents défauts. Les caractéristiques obtenues présentent chacune des particularités en terme de spectre ou de valeur utilisable pour le diagnostic dans une approche "heuristique".

II.3.2.c Synthèse

II.3.2.c.1 Généralité

Les simulations ont montré que l'analyse du champ magnétique rayonné peut apporter une aide au diagnostic. Le Tab. II. 5 présente une synthèse des résultats.

	Champ magnétique dans l'entrefer (la carte à un instant donné)	Champ magnétique rayonné (en très basse fréquence)
Machine saine	Harmonique du pôle et multiples impairs	Fréquence électrique (0.67 Hz)
Court circuit de quelques spires du rotor	Tous les harmoniques apparaissent, l'amplitude associée aux harmoniques de la machine saine est atténuée	0.33 Hz 0.67 Hz Amplitude nulle à 1 Hz Amplitude faible à 1.33 Hz et multiples de 0.33 Hz
Court circuit d'un pôle complet au rotor	Comme pour le court circuit des spires mais l'effet est plus fort et plus clair	0.33 Hz 0.67 Hz 1 Hz 1.33 Hz Et multiples de 0.33 Hz
Excentricité statique	Mêmes harmoniques que pour la machine saine mais modification de l'amplitude de la fréquence des pôles en fonction de la position du capteur	0.67 Hz Comme la machine saine, au moins deux capteurs pour la détecter
Excentricité dynamique	Modulation autour de la fréquence des pôles sans modification de l'harmonique des pôles	0.33 Hz 0.67 Hz 1 Hz
Court circuit des spires d'une phase au stator	Ajout des multiples impairs de la fréquence des pôles avec différence d'amplitude suivant la position des capteurs	0.67 Hz et ses multiples impairs Pour compléter, ajout de 2 capteurs diamétralement opposés

Tab. II. 5 Synthèse des simulations de la maquette

II.3.2.c.2 Influence sur un défaut (court circuit d'un pôle) de la non linéarité, d'une forte vitesse de rotation et de la présence de masses magnétiques:

Après avoir étudié l'influence de la non linéarité, de la forte vitesse de rotation et des masses magnétiques sur le champ de fuite de la machine en fonctionnement sain, nous allons vérifier que la signature caractéristique d'un défaut donné, par exemple un court-circuit d'un pôle complet du rotor, n'est pas modifiée notablement.

Non linéarité

Ici, les matériaux du rotor et du stator sont non linéaires et le courant rotor élevé ($I = 20A$). Nous avons alors obtenu le spectre de la signature de la composante radiale du champ (voir la Fig. II. 35) sur un capteur placé à la même position que dans les opérations précédentes.

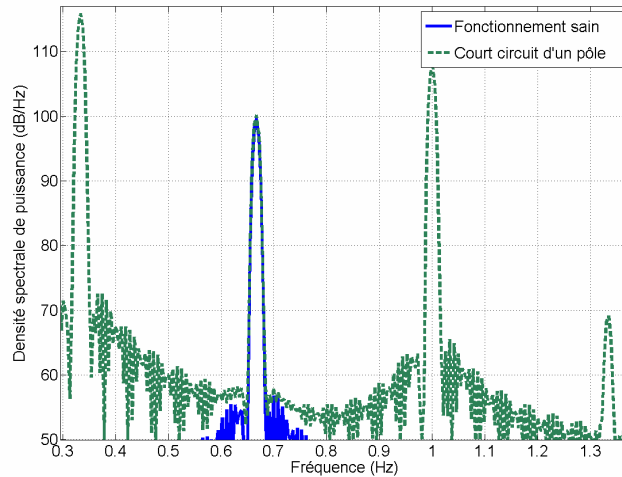


Fig. II. 35 Densité spectrale de puissance sur la composante radiale de l'induction sur le capteur le plus proche, pour un cas non linéaire

Nous avons constaté que le court circuit d'un pôle dans le cas non linéaire ne change pas les fréquences caractéristiques du spectre de la signature du champ rayonné par rapport au cas linéaire. En revanche, comme nous l'avons expliqué dans la partie précédente, les saturations locales provoquent des modifications des amplitudes des signatures.

Vitesse de rotation

Maintenant, un court circuit d'un pôle est appliqué quand la machine tourne à une vitesse de rotation $v = 1500\text{tr/mn}$. Le spectre de la signature de la composante radiale est donné sur la Fig. II. 36.

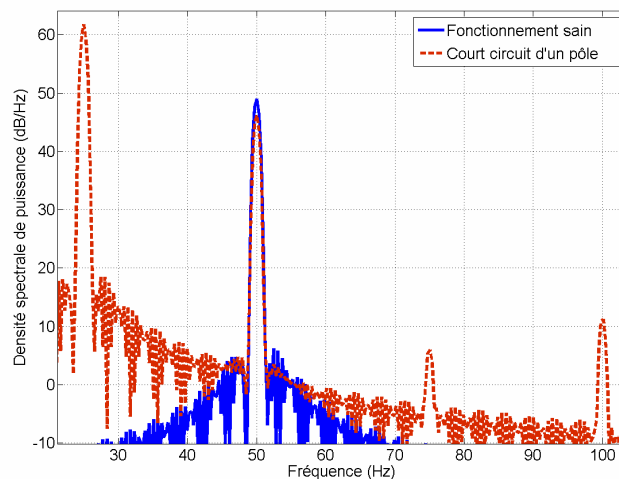


Fig. II. 36 Densité spectrale de puissance sur la composante radiale de l'induction sur le capteur le plus proche, pour une forte vitesse de rotation (1500tr/min)

Là encore, seules les amplitudes (notamment de l'harmonique principal de la signature) sont fortement diminuées mais il n'y a pas de changement du contenu fréquentiel du spectre de la signature du champ rayonné.

Avec masses magnétiques

Ajoutons enfin des masses magnétiques avec un défaut de court circuit d'un pôle du rotor. Nous avons constaté qu'il y a une augmentation de la signature (voir la Fig. II. 37 (a)) mais le défaut présente toujours les mêmes fréquences caractéristiques (Fig. II. 37 (b)).

Conclusions

Pour conclure, même en tenant compte de l'effet de multiples éléments (non linéarité, ajout de masses magnétiques, augmentation de la vitesse de rotation), nous avons vu que la détection de défaut par mesure du champ de fuite garde toute sa pertinence.

En revanche, il faudra confronter cette approche aux mesures expérimentales, qui elles sont en plus entachées de bruit, comme nous allons le voir dans le chapitre 5.

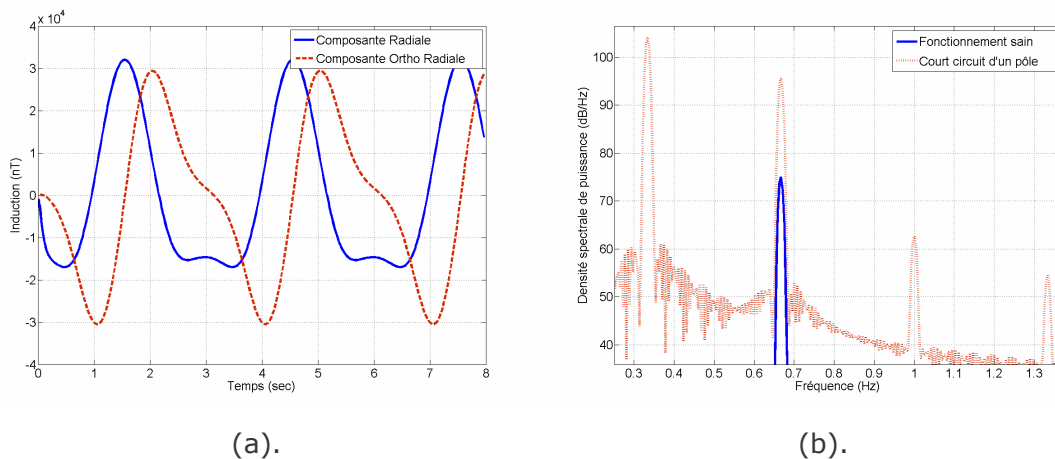


Fig. II. 37 (a). Signatures temporelles des composantes du champ en présence de défaut; (b). Densité spectrale de puissance sur la composante radiale de l'induction sur le capteur le plus proche, en présence de masses magnétiques

II.3.2.d Conclusions

La méthode des éléments finis (logiciel Flux2D) est utilisée pour calculer le champ magnétique rayonné à l'extérieur d'une maquette de machine synchrone à vide, en fonctionnement sain ou avec défauts (au rotor et au stator).

A l'aide d'un ou de deux capteurs externes, il est possible de détecter et en plus de discriminer plusieurs défauts apparus à l'intérieur de la machine, à partir d'une méthode classique de traitement de signaux fréquentiels appliquée à la signature du champ magnétique rayonné, ceci dans une plage de basse fréquence.

Ce comportement fréquentiel du champ magnétique rayonné peut être aussi analysé à plus haute fréquence. Cependant, travailler à basse vitesse de rotation permet de minimiser les courants de Foucault et minimise la perte des informations émises par les sources (moins d'atténuation du signal).

Il existe aussi d'autres méthodes de traitement des signaux. Par exemple, l'analyse temps fréquence est un bon outil pour mieux représenter les caractéristiques de la signature du champ magnétique rayonné. Par ailleurs, la méthode d'analyse peut être appliquée sur la signature en trois dimensions au lieu de n'utiliser qu'une dimension (comme la composante radiale considérée dans ce chapitre).

A partir des résultats ci-dessus, nous arrivons donc à conclure que le champ magnétique rayonné représente une bonne image du flux dans l'entrefer et qu'il donne une information pertinente pour permettre de détecter et de séparer la nature des défauts dans une machine synchrone.

II.4. CONCLUSIONS

Dans ce chapitre, les modèles théoriques simplifiés et les simulations réalisées sous logiciel éléments finis Flux2D permettent de prédire le comportement du champ magnétique rayonné d'une maquette de machine synchrone en fonctionnement sain ou avec défauts. Ils montrent que certains défauts dans une machine électrique peuvent être détectés et en plus discriminés. A partir de cette constatation, il semble pertinent d'utiliser le champ magnétique rayonné pour construire un outil de diagnostic basé sur une approche "heuristique".

Une validation expérimentale sera présentée dans le chapitre 5, mais nous nous doutons dores et déjà qu'il existe un certain nombre de difficultés pour mesurer un champ rayonné dans un environnement bruité. De plus, les mesures sont toujours entachées d'incertitudes. Pour réussir une telle approche, il faudra probablement développer un outil de traitement de signaux très performant afin de récupérer le maximum d'informations.

A partir des observations effectuées dans ce chapitre, il est aussi intéressant de constater que le champ magnétique rayonné a le même comportement que le flux dans l'entrefer de la machine. Ce dernier peut être avantageusement utilisé pour le diagnostic (voir chapitre 1). Il est évidemment particulièrement intéressant lorsqu'il est directement accessible (par des capteurs internes) puisqu'il ne subit pas l'atténuation inévitable pour le champ rayonné.

Pour notre part, nous chercherons une méthode pour reconstruire sans perte d'information, le flux dans l'entrefer à partir de la mesure du champ magnétique rayonné de la machine.

Dans l'optique du diagnostic de défauts par mesure du champ magnétique rayonné de la machine électrique, une étude complète en trois dimensions (3D) devra être effectuée pour la prise en compte du maximum de phénomènes physiques dans la

machine (l'effet des têtes de bobines du circuit électrique et de la longueur finie du circuit magnétique).

Les informations tridimensionnelles obtenues seront beaucoup plus riches. Elles apporteront tous les "effets" nécessaires pour que l'utilisation du problème inverse soit efficace.

Nous allons le découvrir dans les chapitres suivants ...

CHAPITRE III.

METHODES 3D DE CALCUL DU CHAMP MAGNETIQUE DE FUITE

III.1. INTRODUCTION

Un modèle tridimensionnel de la machine électrique permet la prise en compte des phénomènes physiques qui ne peuvent pas être décrits en 2D (têtes des bobines, longueur finie des circuits magnétiques, ...). Le calcul du champ magnétique rayonné tridimensionnel est, en fait, absolument nécessaire pour étudier le champ de fuite des machines.

Dans notre approche, la recherche d'un modèle permettant le calcul du champ magnétique rayonné est appelée "résolution du problème direct". Cette terminologie est à mettre en opposition avec la "résolution du problème inverse" qui sera abordée au chapitre suivant. La résolution du problème direct, le calcul des effets (le champ magnétique rayonné) à partir des causes (les sources de la machine comme les courants et les aimantations), doit être précise. De plus, cette procédure devrait être de préférence "légère" et surtout facile à inverser, pour qu'elle soit utilisable en pratique pour la résolution du problème inverse.

Dans ce chapitre, nous présenterons des méthodes dédiées permettant de modéliser une machine électrique en trois dimensions, pour calculer son champ magnétique de fuite en prenant en compte ses défauts. Parmi toutes les méthodes étudiées, nous sélectionnerons celle qui nous paraîtra la plus adaptée à la résolution du problème inverse.

Dans un premier temps, la méthode des éléments finis sera présentée. Cette méthode donne l'état magnétique interne de la machine. Le champ magnétique rayonné, lui, est obtenu par un lissage, par exemple par la méthode des moments magnétiques, dans une phase de post traitement. La construction d'un modèle de la machine et le calcul du champ rayonné seront donc menés. Du fait de l'importance des ressources mémoire et calcul nécessaires pour modéliser la machine entière quand, en présence de défauts, celle-ci perd ses symétries, nous développerons une technique d'homogénéisation. Bien que performants, les modèles éléments finis sont

lourds et en définitive ne correspondent pas à ce que nous recherchons pour une démarche par approche inverse.

Pour cette raison, nous avons intensément étudié les méthodes intégrales, telles que la méthode intégrale de volume et la méthode intégrale de frontières. Toutes deux permettent de calculer le champ rayonné des dispositifs électromagnétiques. Avec ces méthodes, des modèles de la machine relativement "légers", et cependant suffisamment précis, peuvent être construits pour permettre l'approche inverse.

Nous exposerons en particulier une approche originale par méthode intégrale de frontières qui permet un calcul du champ rayonné avec une précision acceptable et qui offre une relation explicite entre le champ dans l'entrefer et le champ à l'extérieur. Nous effectuerons également l'analyse fréquentielle de la signature du champ magnétique rayonné de machines avec défauts, ce qui nous permettra de consolider les résultats obtenus dans le chapitre 2.

III.2. MODELISATION DE LA MACHINE PAR LA METHODE DES ELEMENTS FINIS 3D

Il semble naturel de débiter ce chapitre par la présentation de la méthode des éléments finis. En effet, c'est une méthode appropriée pour la conception de dispositifs électromagnétiques fonctionnant à basses fréquences, pour l'évaluation de leurs performances et pour leur optimisation. Notons que cette méthode a déjà été mise en œuvre pour modéliser la machine en 2D dans le chapitre précédent et, en combinaison avec une méthode de lissage, permet le calcul du champ magnétique de fuite de la machine.

III.2.1. Principe de la méthode des éléments finis

Cette partie décrit le principe de la méthode des éléments finis. Notre objectif n'est pas de faire un descriptif approfondi de la méthode puisque de nombreux auteurs ont déjà traité ce sujet [Coulomb, 1986].

Rappelons toutefois les hypothèses de la modélisation. Comme dans la partie précédente, la machine synchrone fonctionne à vide. Il n'y a donc aucune charge connectée au bobinage statorique. En particulier, aucune réaction d'induit au stator, générée par le champ tournant rotorique, n'est considérée. En fait, cette hypothèse n'est pas toujours lorsque les bobinages d'une même phase du stator sont connectés en parallèle. Dans cette configuration, le champ tournant, créé par le rotor, induit des variations de flux dans ces boucles et donc des courants qui, en toute rigueur, vont

modifier le champ à l'extérieur. Cependant, nous considérons que le flux dans ces boucles est faible et que la vitesse de rotation de la machine est elle aussi réduite. Si nécessaire, il est même envisageable d'ouvrir les connexions entre les bobines en parallèle d'une même phase. Dans ces conditions, notre hypothèse semble raisonnable. Notons que les courants induits se développant dans la carcasse sont également négligés à faible vitesse de rotation.

Nous sommes donc amenés à résoudre un problème multistatique, à savoir la succession, pour plusieurs positions angulaires, de problèmes éléments finis magnétostatiques.

La modélisation implique la résolution des équations de Maxwell. Ces équations, appliquées à un problème magnétostatique, se décrivent dans un milieu continu par:

La loi d'Ampère:

$$\text{rot}H = J_s \quad (\text{III.1})$$

La conservation du flux:

$$\text{div}B = 0 \quad (\text{III.2})$$

Associées à la loi de comportement non linéaire du matériau magnétique:

$$B = \mu(H)H \quad (\text{III.3})$$

Le domaine de résolution d'un tel problème de magnétostatique est représenté dans la Fig. III. 1. Le problème comporte une région air Ω_0 , où se trouvent des sources définies par les densités de courants \mathbf{j}_s , et des pièces magnétiques Ω_1 . Le problème peut comporter des symétries.

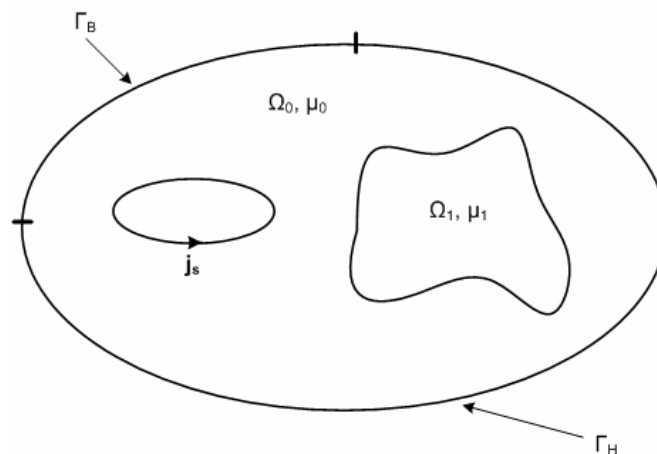


Fig. III. 1 Domaine de résolution d'un problème de magnétostatique

Le domaine d'étude comporte, sur ses contours, deux types de conditions aux limites sur Γ_H et Γ_B : le champ magnétique tangentiel et l'induction magnétique normale sont respectivement nuls:

$$H \times n = 0 \text{ sur } \Gamma_H \quad (\text{III.4})$$

$$B \cdot n = 0 \text{ sur } \Gamma_B \quad (\text{III.5})$$

Il existe aussi des conditions de passage entre deux milieux aux propriétés physiques différentes sur l'interface Γ_{01} , qui, en l'absence de courant surfacique, s'écrivent:

$$\mathbf{n} \times (\mathbf{H}_1 - \mathbf{H}_0) = 0 \quad (\text{ III.6 })$$

$$\mathbf{n} \cdot (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_0) = 0 \quad (\text{ III.7 })$$

Pour la modélisation des dispositifs électromagnétiques en trois dimensions par la méthode des éléments finis, les formulations électromagnétiques se différencient par leur coût et la qualité des résultats. Ces formulations sont basées, soit sur le potentiel vecteur magnétique \mathbf{A} , soit sur le potentiel scalaire magnétique Φ , soit sur les champs eux-mêmes. L'utilisation du potentiel vecteur magnétique offre une solution très générale en 2D comme en 3D. Cependant cette formulation est coûteuse en place mémoire et temps calcul. Les formulations utilisant le potentiel scalaire magnétique Φ permettent la mise en œuvre de solutions très performantes et compatibles avec des simulations complexes (mouvement, couplage circuit, régions conductrices massives) et s'avèrent être une alternative performante et économique au potentiel vecteur magnétique \mathbf{A} [Le Floch, 2002].

Les formulations en potentiel scalaire retenues s'appuient sur la réduction du champ total par un champ source créé par les conducteurs (filaires ou massifs). L'écriture en potentiel scalaire magnétique consiste à décomposer le champ magnétique de la manière suivante:

$$\mathbf{H} = \mathbf{T}_0 - \text{grad}\phi_{\text{red}} \quad (\text{ III.8 })$$

\mathbf{T}_0 dépend essentiellement du champ source créé par les bobines dans lesquelles les courants circulent. L'inconnue recherchée est ici le potentiel réduit Φ_{red} .

Cette approche en potentiel réduit est essentiellement utilisée dans la région air. Par contre, elle peut avoir des effets catastrophiques dans les régions comportant des matériaux ferromagnétiques. En effet, dans ces régions le champ \mathbf{H} est très faible. Les champs \mathbf{T}_0 et $\text{grad}\Phi_{\text{red}}$ ont des valeurs très proches qui s'opposent. Ces différences peuvent alors conduire à d'importantes imprécisions numériques sur le champ \mathbf{H} . Il est donc nécessaire dans les régions magnétiques d'utiliser le potentiel total :

$$\mathbf{H} = -\text{grad}\phi_{\text{tot}} \quad (\text{ III.9 })$$

L'utilisation du potentiel total permet de supprimer les imprécisions précitées. Le couplage entre les potentiels total et réduit est réalisé aux frontières air/matériaux magnétiques en imposant la condition de passage (III.4)

Notons que le potentiel scalaire total peut également être utilisé dans une région ne comportant que de l'air. La seule restriction est que la densité de courant doit y être nulle.

Le domaine d'étude est entièrement découpé en un nombre fini de sous domaines Ω_k comportant des nœuds et formant un maillage. Les valeurs de la fonction

Φ en ces nœuds (les paramètres Φ_i) sont les inconnues du problème. La fonction Φ est définie par une fonction d'approximation locale sur chaque élément Ω_k .

$$\phi = \sum \alpha_i \cdot \phi_i \text{ dans } \Omega_k \quad (\text{ III.10 })$$

où les α_i sont les fonctions d'interpolation définies dans l'élément.

Avec la formulation en potentiel scalaire l'équation (III.1) est naturellement respectée. Il reste donc à vérifier (III.2) associée à la loi comportementale du matériau. La résolution du problème consiste à mettre les équations aux dérivées partielles trouvées sous forme intégrale. Ensuite, grâce à une approche variationnelle (méthode de Ritz), ou à la méthode des résidus pondérés (méthode de Galerkin), on écrit le problème sous forme matricielle. La résolution pour des problèmes linéaires est directe. Pour des problèmes non linéaires, on fait appel à des méthodes itératives du type Newton-Raphson ou point fixe [Coulomb, 1981].

Une fois le problème résolu, on obtient la solution approchée du potentiel scalaire Φ partout dans le domaine éléments finis. Ensuite, à partir d'une grande quantité d'information (plusieurs milliers de valeurs nodales), on déduit les grandeurs significatives (induction, flux, forces, couples, ...).

III.2.2. La méthode des éléments finis 3D pour le calcul des champs de fuite

Le calcul du champ magnétique rayonné à l'extérieur d'une machine est un problème difficile car fortement 3D. De plus, la grande disproportion entre le champ à l'intérieur de la machine et le champ à l'extérieur (généralement d'un rapport 10^6 , à savoir 1 à 2T dans l'entrefer et de l'ordre du μT à l'extérieur) renforce la difficulté de la modélisation. En effet, le modélisateur est confronté au problème de soustraction de grands nombres. Enfin, le problème est ouvert (la région d'air extérieur est infinie), ce qui ajoute une difficulté supplémentaire. Nous sommes donc confrontés à des difficultés beaucoup plus importantes que celles rencontrées lors d'une modélisation de la machine électrique en 2D.

Nous avons vu que nous pouvons utiliser des formulations, soit en potentiel total, soit en potentiel réduit. Le potentiel total doit impérativement être utilisé dans les régions ferromagnétiques et le potentiel réduit dans les régions comportant des courants. De plus, le nombre de surface de couplage potentiel total potentiel réduit doit être minimisé pour réduire les erreurs numériques. Nous proposons donc l'approche suivante (voir la Fig. III. 2):

- Le bobinage rotorique est représenté par des bobines filaires (non maillées).

- Les régions stator, rotor et carcasse sont modélisées en potentiel total.
- L'entrefer et les encoches (qui contiennent le bobinage) sont modélisés en potentiel réduit.
- La région air extérieure est modélisée en potentiel total.

Remarquons que c'est le champ de fuite de la machine électrique qui doit être calculé. Or cette machine est placée dans une région d'air infinie. Cette région ne peut évidemment pas être modélisée dans sa globalité. Elle pourrait être tronquée artificiellement, mais il faudrait placer la frontière artificielle relativement loin. Afin de garder un domaine de taille raisonnable et donc un nombre d'éléments admissibles, tout en assurant une bonne représentation de la région ouverte, une bonne solution est d'utiliser le concept de "boîte infinie" qui modélise la région dite "infinie" par transformation géométrique [Brunotte, 1992].

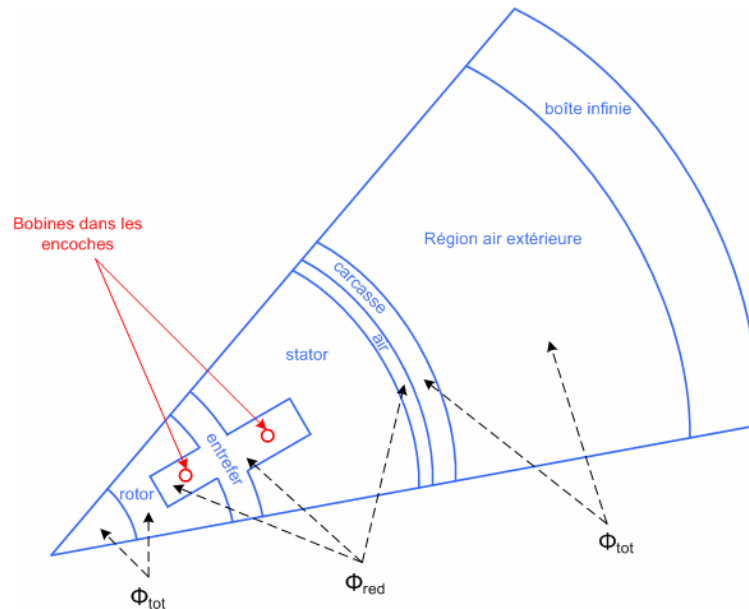


Fig. III. 2 Figure de synthèse des formulations éléments finis dans chaque région du modèle de la machine

Pourtant, l'approche proposée n'est qu'imparfaite. En effet, le calcul du champ dans l'air est sujet à des imprécisions dues au bruit de maillage. Ce problème pourrait être résolu en raffinant le maillage autour des capteurs mais nous serions alors rapidement confrontés à une explosion de la mémoire nécessaire.

En effectuant plusieurs simulations avec des maillages différents (Tab. II. 1), nous avons obtenu le calcul du champ de fuite (voir la Fig. III. 3) sur une ligne de capteurs (voir la Fig. III. 6 (b)).

	Maillage 1	Maillage 2	Maillage 3	Maillage 4
Nombre d'inconnues	466 000	490 000	587 000	594 000

Tab. II. 1 Nombre d'inconnues en fonction du maillage éléments finis 3D

Il est à noter que le calcul du champ de référence (voir la Fig. III. 3) est obtenu par une approche présentée dans la partie suivante. Nous voyons que les résultats sont fortement bruités et dépendant du maillage.

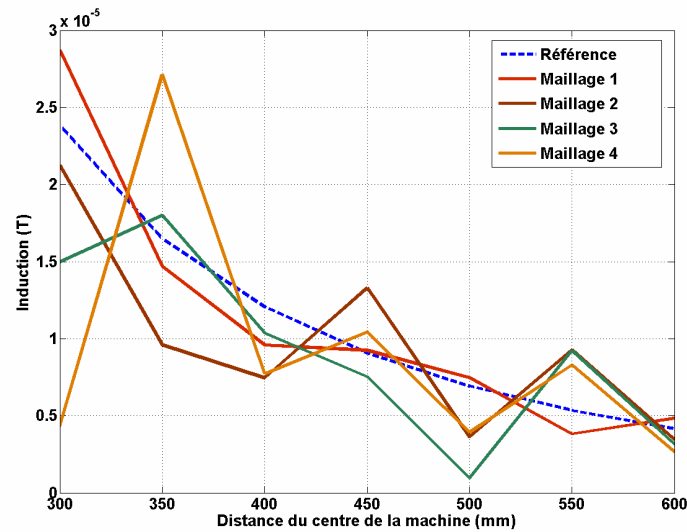


Fig. III. 3 Influence du maillage sur le calcul du champ de fuite

Une autre solution pourrait être de modéliser la région extérieure par une méthode intégrale de frontières. Il conviendrait alors de réaliser un couplage avec la méthode éléments finis à l'interface air/fer. Malheureusement, cette approche introduirait des grands blocs de matrices pleines dans le système final à résoudre, ce qui poserait de nouvelles difficultés. Nous préférons, en définitive, une approche simple et robuste consistant à effectuer un post traitement par méthode intégrale de volume.

III.2.3. Post traitement par la méthode des moments magnétiques

Une approche antérieurement développée dans notre laboratoire semble, à notre sens, un bon compromis pour obtenir le champ extérieur avec une précision acceptable. Elle consiste, tout d'abord, à effectuer une modélisation classique 3D de la machine par la méthode des éléments finis en utilisant la technique de la boîte infinie. Une fois le problème résolu, l'aimantation \mathbf{M} des matériaux ferromagnétiques peut être calculée aisément à partir des potentiels scalaires. Il est alors possible de calculer le champ rayonné par la machine en appliquant un post traitement basé sur une équation intégrale de volume, généralement connue sous le nom de méthode des moments. Le champ magnétique à l'extérieur du dispositif a alors pour expression :

$$\mathbf{B} = \frac{\mu_0}{4\pi} \iiint_{V_{\text{mag}}} \left(3 \frac{(\mathbf{M} \cdot \mathbf{r}) \mathbf{r}}{r^5} - \frac{\mathbf{M}}{r^3} \right) dV + \mathbf{B}_0 \quad (\text{ III.11 })$$

où V_{mag} est le volume de matériau ferromagnétique, \mathbf{M} est l'aimantation de ce volume calculée par éléments finis, \mathbf{r} est le vecteur reliant le point d'intégration au point où est calculé le champ, \mathbf{B}_0 est le champ créé par les bobinages dans l'air (voir la Fig. III. 2).

Cette méthode a été validée expérimentalement dans notre laboratoire [Froidurot, 2001]. Plusieurs machines synchrones de types différents (flux transverse, flux axial) ont été instrumentées, dans le simulateur de champ du LMMCF (Laboratoire de Métrologie Magnétique en Champs Faibles), avec des magnétomètres du type fluxgate. Ce simulateur de champ permet de travailler dans un environnement magnétique parfaitement contrôlé, de plus, la technologie fluxgate assure une très bonne précision de mesure. Le dispositif a permis ainsi de valider l'approche éléments finis couplée avec une exploitation intégrale de volume.

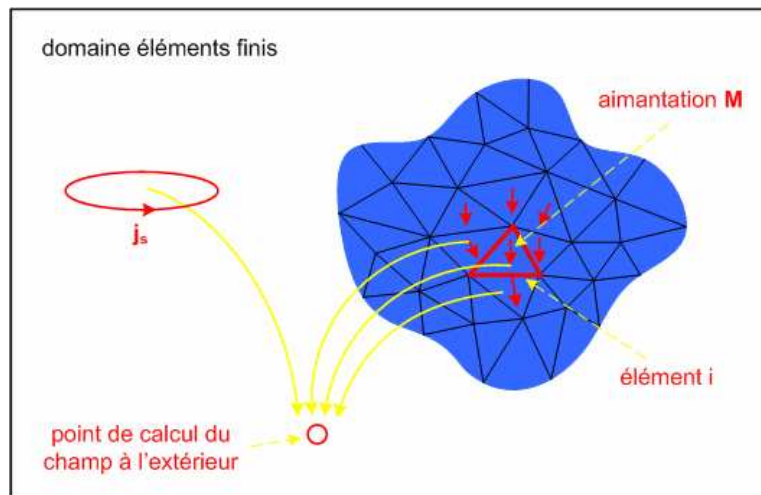


Fig. III. 4 Exploitation par intégrale de volume

III.2.4. Résultats numériques

Comme déjà évoqué, nous modélisons la machine synchrone fonctionnant à vide. Le modèle éléments finis doit nous permettre de prédire le champ magnétique à l'extérieur de la machine lors d'un fonctionnement sain et lors d'un fonctionnement avec défauts.

Remarquons que la carcasse et les masses magnétiques (rails, boîte à bornes) jouent un rôle significatif dans le calcul du champ rayonné de la machine. Ils ont un effet de blindage magnétique et sont le siège de courants de Foucault. Comme nous l'avons annoncé, les courants induits ne seront pas pris en compte dans notre étude. Dans la suite, nous considérons séparément la modélisation de la machine sans carcasse puis avec carcasse. Le fait d'ajouter la carcasse renforce encore les difficultés en terme de modélisation. Nous ne tiendrons jamais compte des masses magnétiques, préférant réserver nos efforts au développement de méthodes de modélisation mieux adaptées à notre approche problème inverse.

Toutes les modélisations éléments finis sont réalisées à l'aide du logiciel Flux3D. Dans ce chapitre, les matériaux sont considérés linéaires (valeur du courant d'excitation: 12.5A), même si la méthode des éléments finis autorise une prise en compte des non linéarités.

III.2.4.a Modélisation de la machine sans carcasse

Le modèle éléments finis de la maquette de machine synchrone est présenté sur la figure 3.4. Il représente 1/8 de la machine (stator et rotor avec encoches et dents, arbre et bobines) car il tient compte des symétries et des périodicités. Sur le plan de symétrie perpendiculaire à l'axe, le champ est tangential. Dans les plans limites axiaux, nous imposons des conditions anti-cycliques.

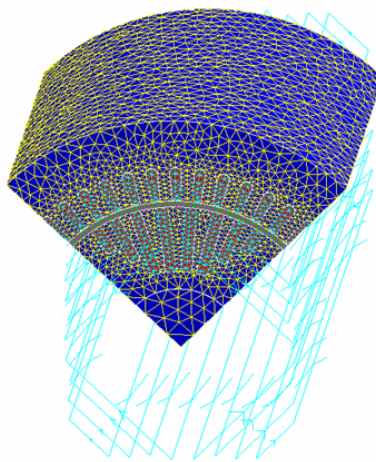


Fig. III. 5 Modèle éléments finis sans carcasse, maillé en prenant en compte les encoches. 1/8 de la machine est présenté avec 594 000 nœuds (éléments du 2^{ème} ordre)

Une fois le problème résolu, le calcul du champ magnétique à l'extérieur de la machine est effectué par une exploitation du type intégrale de volume. Le champ est calculé sur une ligne à l'extérieur de la machine (voir la Fig. III. 6). Comme en 2D, nous avons constaté que plus la distance augmente plus la valeur du diminue. L'allure de cette courbe est lisse, il n'y a pas de bruit numérique. Remarquons que la loi de décroissance de la signature tridimensionnelle décroît plus vite que celle obtenue en 2D. En effet, la machine étant sans défaut, celle-ci est parfaitement équilibrée. Le terme dipolaire est donc nul. La décroissance est donc ici en $1/r^4$ alors qu'elle est en $1/r^3$ en 2D. Il est également possible de calculer le champ sur une ligne entourant la machine (Fig. III. 6).

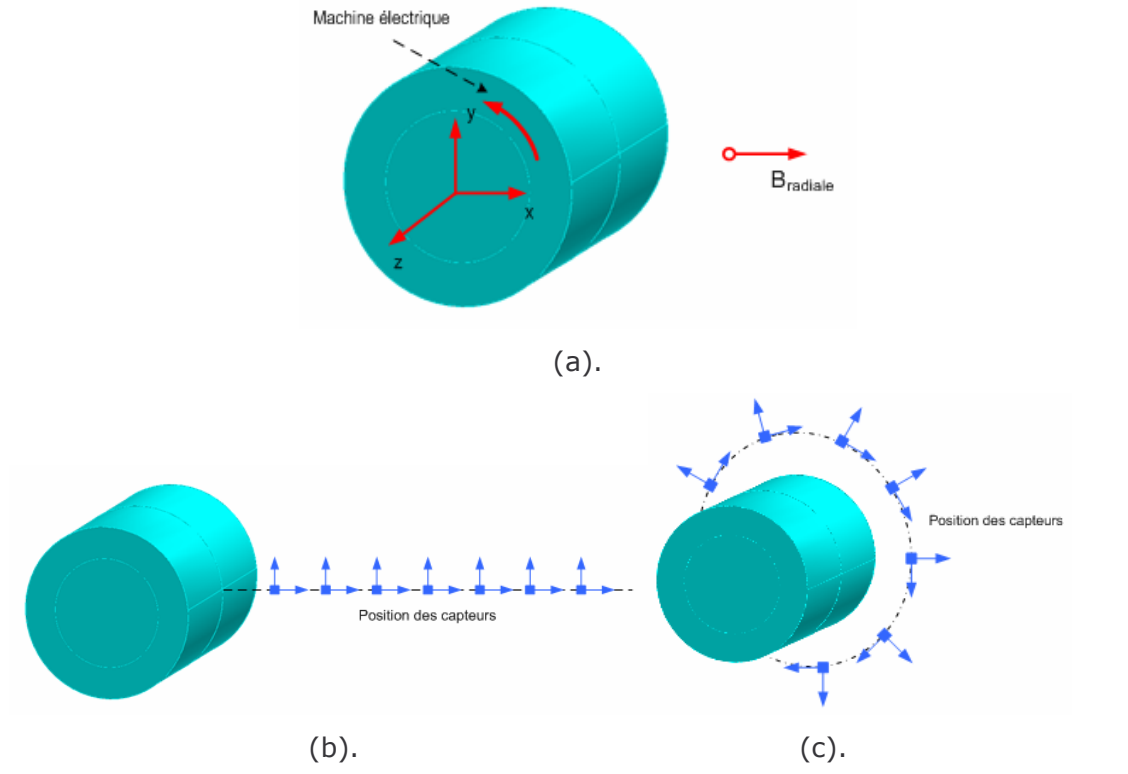


Fig. III. 6 (a). Représentation de la machine électrique tournante; (b). Position des capteurs sur une ligne à l'extérieur de la machine; (c). Position des capteurs sur un cercle autour de la machine

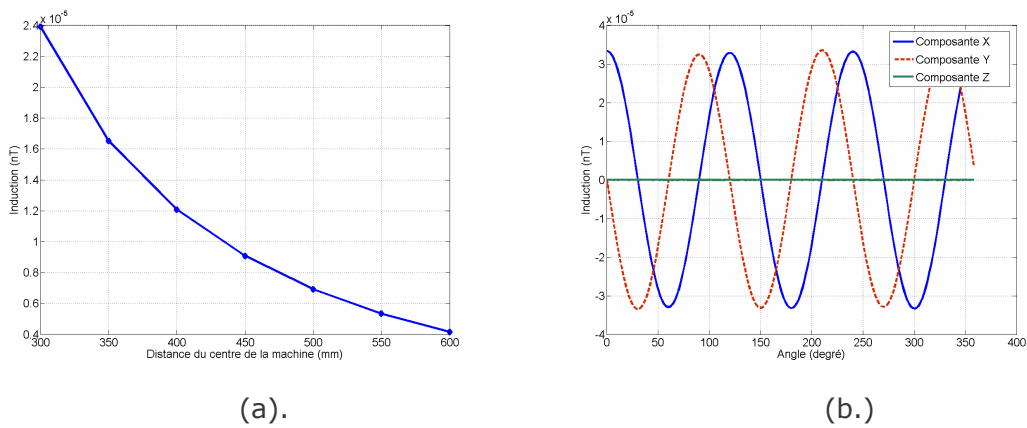


Fig. III. 7 (a). Le champ calculé sur un ensemble de capteurs placés à l'extérieur de la machine. Seule la composante radiale du champ est représentée. La position du rotor est telle qu'un pôle est parfaitement aligné avec la ligne de capteur; (b). Le champ calculé sur un cercle autour de la machine – Trois composantes X, Y et Z sont présentées. Les composantes X et Y présentent des alternances qui correspondent aux deux paires de pôles.

III.2.4.b Modélisation de la machine avec carcasse

La carcasse est maintenant ajoutée dans le modèle. Nous présentons un modèle éléments finis complet en Fig. III. 8.

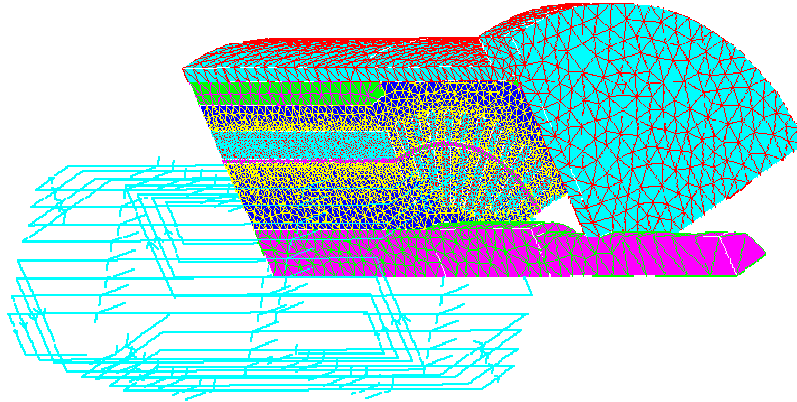


Fig. III. 8 Modèle éléments finis avec carcasse, maillé en prenant en compte les encoches. 1/8 de la machine est présenté avec 651 000 nœuds (éléments du 2^{ème} ordre)

Le calcul du champ magnétique rayonné de cette machine est toujours effectué avec une exploitation du type intégrale de volume. Le champ est calculé sur la même ligne d'exploitation que dans le cas précédent. Nous constatons que la carcasse réduit le champ rayonné mais ne modifie pas l'allure de la courbe (la loi de décroissance reste la même).

Le calcul du champ magnétique rayonné de cette machine est toujours effectué avec une exploitation du type intégrale de volume. Le champ est calculé sur la même ligne d'exploitation que dans le cas précédent. Nous constatons que la carcasse réduit le champ rayonné mais ne modifie pas l'allure de la courbe (la loi de décroissance reste la même).

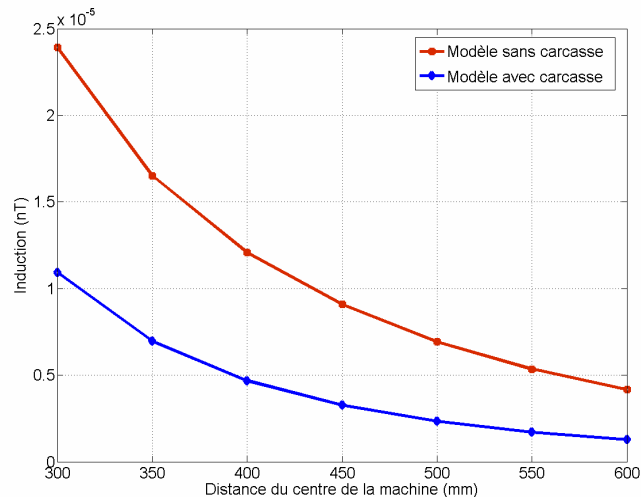


Fig. III. 9 Le champ calculé par le modèle sur une ligne de capteurs placés à l'extérieur de la machine (Fig. III. 6) pour une configuration avec et sans carcasse. Seule la composante radiale du champ est représentée.

Comme déjà évoqué, l'approche éléments finis associée à un post traitement par méthode des moments permet de calculer précisément le champ rayonné de la machine. Pour l'instant, et en l'absence de premiers résultats expérimentaux, nous

utiliserons les résultats obtenus par cette approche comme références pour la comparaison avec les autres approches développées dans les parties suivantes.

Pourtant, il est à noter que cette approche demeure lourde à mettre en œuvre. En particulier, comme nous l'avons évoqué précédemment, pour le cas de fonctionnement en mode défaillance, la machine électrique perd ses symétries naturelles. Il est alors nécessaire de mailler toute la géométrie, ce qui pose encore de nos jours des problèmes en terme de taille mémoire. A l'heure actuelle, l'utilisation de la méthode des éléments finis 3D classique pour calculer le champ rayonné d'une machine fonctionnant avec défauts semble encore très difficile à mettre en œuvre.

Pour la modélisation de la machine complète, nous avons donc décidé de développer un modèle simplifié basé sur une homogénéisation des zones dents/encoches. Cette approche est très classique mais est, dans le cadre de ce travail, originalement appliquée à la problématique du calcul du champ magnétique rayonné par les machines. Elle est présentée dans le paragraphe suivant.

III.2.5. Développement d'une technique d'homogénéisation

III.2.5.a Détermination de perméabilités anisotropes équivalentes pour les encoches

Le but de ce paragraphe est de présenter une technique permettant de réduire significativement la taille des maillages associés à une modélisation éléments finis 3D d'une machine électrique, tout en gardant une bonne précision sur le champ magnétique externe calculé. Dans ce type de modélisation, c'est généralement le maillage des encoches qui est très gourmand en nombre d'éléments. Nous nous proposons donc de remplacer les zones dents/encoches par un matériau magnétique anisotrope équivalent. Le maillage comportera donc moins d'éléments et la modélisation de la machine complète avec défaut sera alors envisageable.

La principale approximation de notre approche réside dans une répartition idéalisée des trajets de flux à l'intérieur de la machine. En effet, les lignes de champs sont tangentielles (suivant un trajet circulaire) dans les culasses et deviennent radiales dans une zone située au voisinage de l'entrefer et délimitée, de part et d'autre, par l'extrémité des encoches du stator et du rotor. En l'absence d'une réaction d'induit importante (donc à vide), cette hypothèse est réaliste car elle ne modifie pas sensiblement la réductance globale associée au flux inducteur [Coulomb, 1975].

Pour représenter le comportement de l'induction dans les dents, considérons la Fig. III. 10, où B_d et B_{enc} sont respectivement les valeurs moyennes des inductions radiales dans la dent et dans l'encoche.

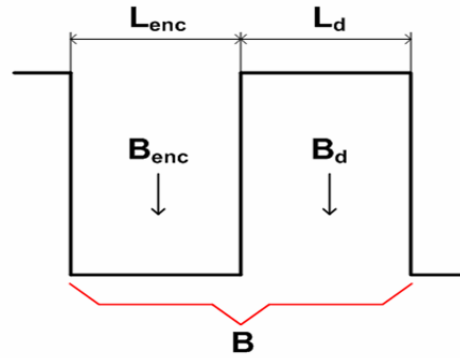


Fig. III. 10 Représentation de l'ensemble d'une dent et d'une encoche de la machine et les inductions radiales associées

L'induction magnétique radiale moyennée B sur la dent et l'encoche est alors donnée par l'expression suivante:

$$B(H) = \frac{B_d(H) \times L_d + B_{enc}(H) \times L_{enc}}{L_d + L_{enc}} \quad (III.12)$$

où L_d et L_{enc} sont respectivement les largeurs de dent et d'encoche. Appelons H le champ magnétique radial dans le fer et dans l'air associé à l'induction radiale moyennée. Si la caractéristique $B_d(H)$ du matériau est connue, il est possible de remplacer la région constituée des dents et des encoches par une région homogénéisée dont la caractéristique magnétique radiale $B(H)$ est donnée par la formule suivante:

$$B(H) = \frac{B_d(H) \times L_d + \mu_0 \times H \times L_{enc}}{L_d + L_{enc}} \quad (III.13)$$

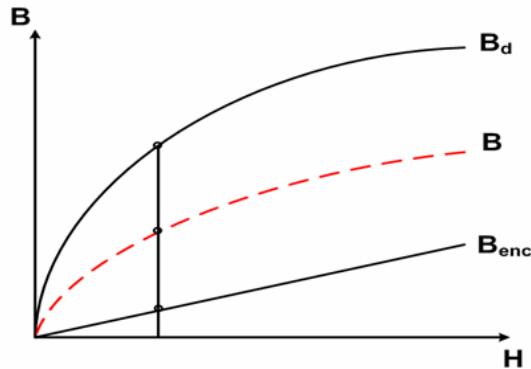


Fig. III. 11 La courbe $B(H)$ équivalente et les deux courbes $B(H)$ radiales dans les dents et encoches

Dans le cas d'une loi de matériau linéaire, l'équation (III.13) conduit à une perméabilité relative équivalente. Cette perméabilité est anisotrope et les sens de facile aimantation sont la direction radiale et la direction axiale du moteur.

Les perméabilités relatives radiale μ_{r1} et axiale μ_{r3} ont pour expression:

$$B(H) = \frac{B_d(H) \times L_d + \mu_0 \times H \times L_{enc}}{L_d + L_{enc}} \quad (III.14)$$

On peut également homogénéiser dans la direction ortho radiale. Si l'on considère que la perméabilité de la dent est bien plus élevée que celle de l'encoche, la perméabilité relative ortho radiale μ_{r2} est:

$$\mu_{r2} = \frac{L_d + L_{enc}}{L_{enc}} \quad (III.15)$$

Cette dernière est très proche de l'unité.

Grâce à cette approche, un maillage léger peut être utilisé pour mailler le moteur puisque les détails de la géométrie des encoches ne sont plus pris en compte. Le nombre d'inconnues est beaucoup moins important et un maillage de toute la géométrie est envisageable. Il est à noter que le modèle ne prenant pas en compte les encoches, les harmoniques du champ rayonné dues à celles-ci ne sont naturellement plus calculées. Nous verrons que ce point n'est pas réellement bloquant pour notre approche. De plus, il est nécessaire de signaler qu'une fois le calcul éléments finis effectué, il est toujours nécessaire d'effectuer une exploitation par méthode intégrale de volume.

Les résultats de l'étude effectuée, avec la méthode d'homogénéisation, sur la maquette de machine synchrone à vide, en fonctionnement sain ou avec défauts sont présentés ci-dessous.

III.2.5.b Application à la modélisation de la machine sans carcasse

Le modèle équivalent homogénéisé est mis en œuvre. Le nombre d'éléments dans les zones dents/encoches est considérablement réduit nous permettant alors de modéliser la machine avec une seule symétrie plane (voir la Fig. III. 12). Remarquons que cette modélisation (la moitié de la machine) est équivalente en nombre d'inconnues à celle du paragraphe précédent (1/8 de la machine). Nous avons gagné un facteur 4 en terme de lourdeur de modélisation.

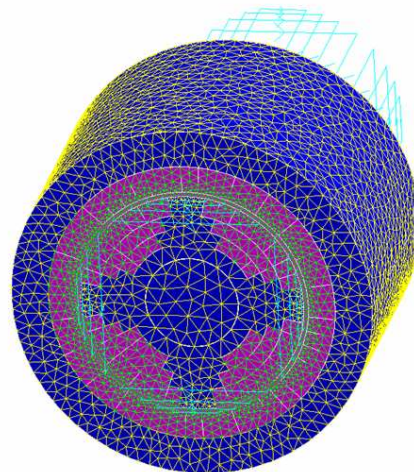


Fig. III. 12 Modèle éléments finis, avec homogénéisation, d'une moitié de la machine comportant 546720 nœuds et 614 000 éléments du 2^{ème} ordre

Le calcul du champ magnétique rayonné est également effectué avec une exploitation par la méthode intégrale de volume. Nous comparons alors le calcul du champ rayonné obtenu pour les deux approches: éléments finis classique et éléments finis homogénéisé. Cette comparaison est visible sur la Fig. III. 13.

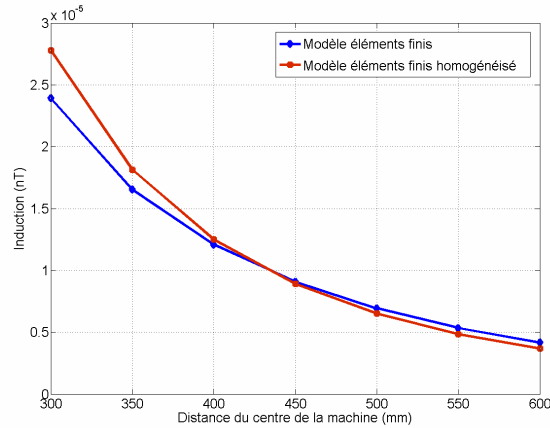


Fig. III. 13 Comparaison des champs calculés par les deux modèles sur un ensemble de capteurs placés à l'extérieur de la machine. Seule la composante radiale du champ est représentée.

Les courbes de la Fig. III. 13 présentent une bonne adéquation. D'un point de vue général, l'erreur retournée par le modèle homogénéisé n'excède pas les 10%. Ceci peut être considéré comme remarquable compte tenu du gain considérable sur le nombre d'éléments utilisés dans ce modèle.

III.2.5.c Modélisation de la machine avec carcasse

De même, le principe précédent est mis en œuvre en gardant la partie homogénéisée et en ajoutant la carcasse. Une moitié de la maquette de machine synchrone est présentée sur la Fig. III. 14.

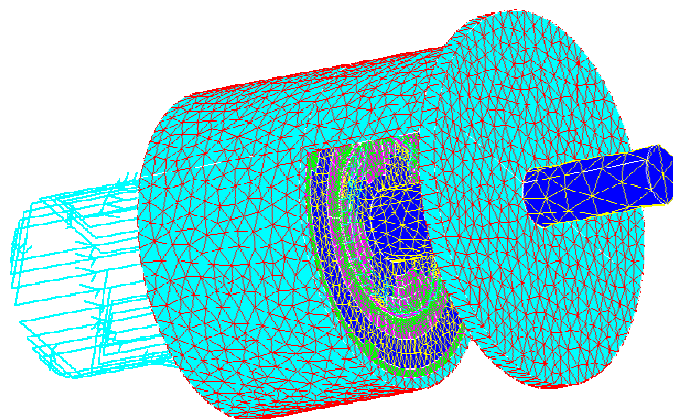


Fig. III. 14 Modèle éléments finis homogénéisé d'une moitié de la machine avec 622 000 nœuds (éléments du 2^{ème} ordre)

La comparaison du calcul du champ rayonné entre l'approche homogénéisée et l'approche classique est représentée à la Fig. III. 15.

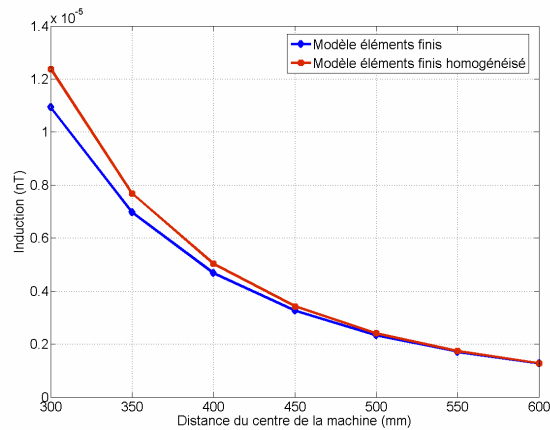


Fig. III. 15 Comparaison des champs calculés par les deux modèles sur un ensemble de capteurs placés à l'extérieur de la machine. Seule la composante radiale du champ est représentée

Les courbes de la Fig. III. 15 présentent elles aussi une bonne adéquation. D'un point de vue général, l'erreur retournée par le modèle homogénéisé n'excède toujours pas les 10%.

III.2.5.d Remarque sur la position des bobines

Comme nous l'avons évoqué, dans l'approche homogénéisée, la géométrie des encoches n'est pas prise en compte dans les modèles. Celles-ci sont donc « remplies » par un matériau magnétique équivalent. Dans cette configuration, les bobines rotoriques traversent alors le matériau magnétique. Pour le calcul du champ magnétique, nous utilisons les formules de Biot et Savart classiques sur les conducteurs filaires. Ce calcul introduit au voisinage des fils des singularités sur le champ (il tend vers l'infini) qui engendrent des erreurs lors du post traitement par méthode des moments.

Pour éviter ces singularités, nous avons positionné les bobines dans l'entrefer de la machine. Nous pouvons redouter que ces déplacements de bobines ne modifient le champ rayonné. Pour vérifier ce point, nous avons réalisé plusieurs modélisations, sans homogénéisation, en faisant varier les positions des bobines, du fond de l'encoche à l'entrefer suivant la direction radiale (voir les positions sur la Fig. III. 16). Les résultats, en terme de champ sur deux capteurs externes, sont donnés sur la Fig. III. 17.

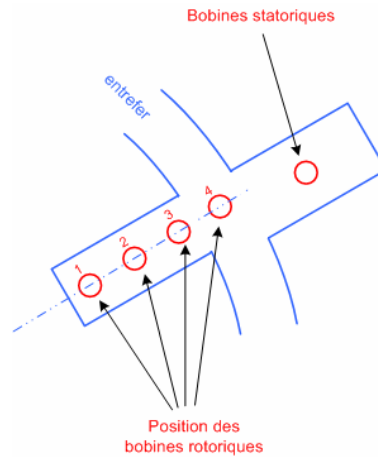


Fig. III. 16 Positions des bobines dans les encoches et dans l'entrefer

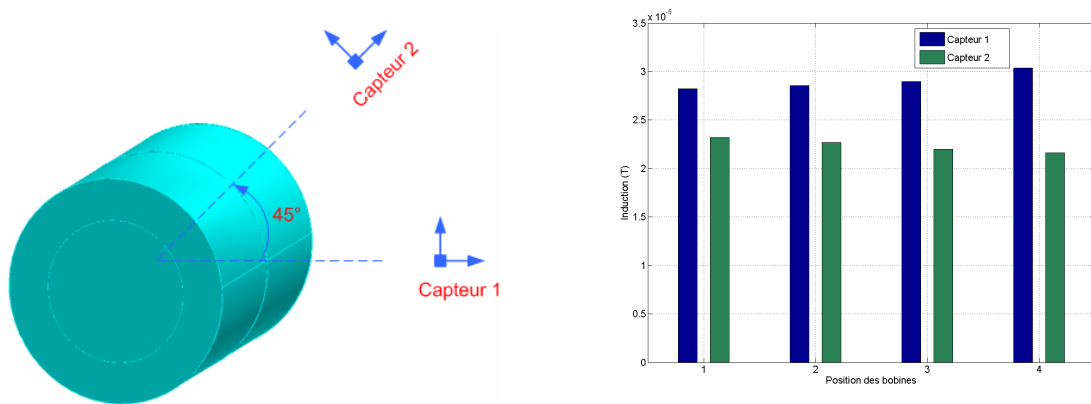


Fig. III. 17 Le champ magnétique radial rayonné vu par les 2 capteurs pour plusieurs positions des bobines. Les valeurs du champ sont données à droite.

Nous remarquons que le champ est relativement peu influencé par les déplacements de la bobine. En fait, l'erreur retournée est inférieure à 5%. Cette erreur peut en partie expliquer le décalage (10% d'erreur) entre les modèles éléments finis homogénéisés et l'approche non homogénéisée classique.

Nous disposons donc maintenant d'une approche permettant la modélisation de la quasi-totalité de la géométrie de la machine. Nous allons maintenant pouvoir évaluer par calcul l'influence de quelques défauts sur le champ à l'extérieur. Cependant, seuls des défauts simples, en particulier le court circuit de spires d'un pôle, deviennent relativement accessibles. Même avec cette approche, modéliser des excentricités demeure toujours très lourd.

Même avec cette approche, modéliser des excentricités demeure toujours très lourd.

III.2.5.e Analyse fréquentielle de la signature du champ rayonné par la machine avec défaut

Dans cette partie, nous présentons l'analyse fréquentielle des signatures du champ rayonné dans le cas de fonctionnement sain ou avec défauts de court circuit,

grâce à un capteur de champ magnétique « virtuel » placé à l'extérieur de la machine, comme indiqué sur la Fig. III. 18.

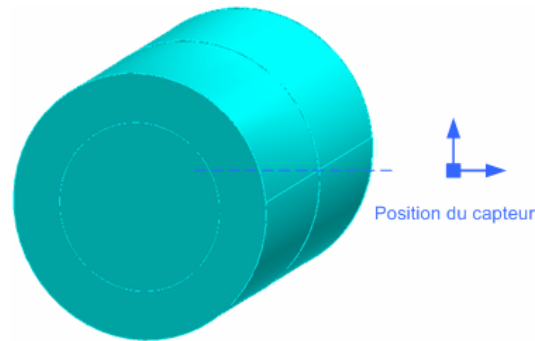


Fig. III. 18 Position du capteur

Le but est ici d'effectuer une analyse type « signal » équivalente à celle présentée en 2D dans le chapitre précédent, mais cette fois avec un modèle 3D.

III.2.5.e.1 Prise en compte de la rotation

Notre approche est magnétostatique et ne prend pas en compte les réactions d'induit. Pour simuler le mouvement, il faudrait donc réaliser des modélisations statiques pour plusieurs positions angulaires du rotor. Cette approche qui nécessiterait de remailler la géométrie à chaque nouvelle position, est parfaitement envisageable. Cependant il est possible d'obtenir des résultats avec une seule modélisation si nous considérons que le stator de notre machine possède une quasi-symétrie de révolution.

Ce n'est en réalité pas tout à fait le cas puisque les encoches statoriques sont présentes. De plus, le stator de la machine réelle possède quatre cavités rectangulaires sur sa périphérie externe. Le stator n'a donc pas rigoureusement une symétrie de révolution et ses dissymétries doivent créer des harmoniques supplémentaires sur le champ à l'extérieur. Remarquons tout de même que ces harmoniques vont être de fréquences élevées (harmonique d'encoches qui de toute façon sont mal modélisées à cause de l'homogénéisation). Or, notre analyse portera sur les basses fréquences, ces phénomènes ne sont donc pas fondamentaux. De plus, les cavités en périphérie du stator n'ont en définitive que peu de conséquence sur le champ.

Finalement, pour la description de la rotation de la machine, au lieu de changer la position du rotor, nous plaçons plusieurs capteurs sur un cercle à l'extérieur et autour de la machine, qui représente une répartition spatiale équivalente aux différentes positions du rotor (comme en Fig. III. 18, mais avec plus de capteurs). Nous réalisons donc une seule simulation à une position donnée du rotor. Le champ est ensuite calculé sur les différents capteurs et un changement de base permet retrouver le champ vu par un capteur lorsque la machine tourne à vide.

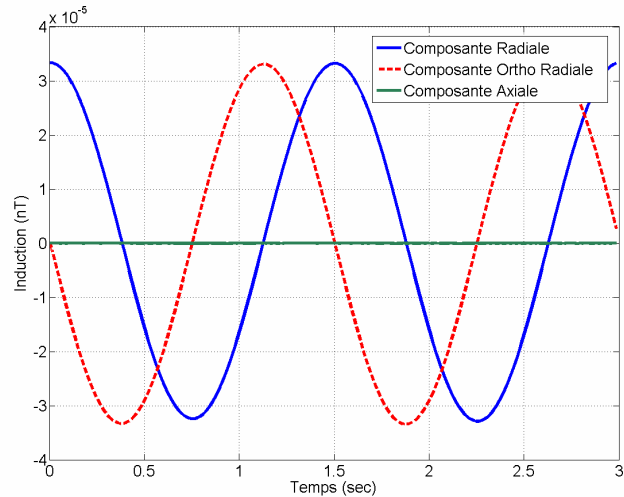


Fig. III. 19 Signatures temporelles du champ magnétique rayonné, composante radiale (bleu) et composante ortho radiale (rouge) (déphasage de presque 90 degrés) et composante axiale

Nous constatons que les amplitudes des composantes radiales et ortho radiales sont les mêmes, ce qui n'était pas le cas dans notre modélisation 2D (voir chapitre 2). Cette différence peut être expliquée par le fait que dans notre modélisation 3D la surface air/stator est parfaitement lisse alors que les quatre rainures ont été modélisées en 2D.

III.2.5.e.2 Analyse fréquentielle

En effectuant une analyse fréquentielle de l'une des deux composantes, nous obtenons le spectre de la Fig. III. 20.

Nous constatons que la raie apparue à la fréquence principale à 0.67Hz représente le double de la fréquence de rotation (la machine possède deux paires de pôles). C'est une composante quadripolaire qui apparaît ici. Remarquons que cette composante est la seule présente.

Dans le cas de la machine fonctionnant avec un court-circuit au rotor, des raies additionnelles apparaissent aux autres fréquences (en particulier à la fréquence de rotation de la machine à 0.33Hz). Ces raies montrent la perte de symétrie de la machine. Notons alors l'importance de la composante dipolaire.

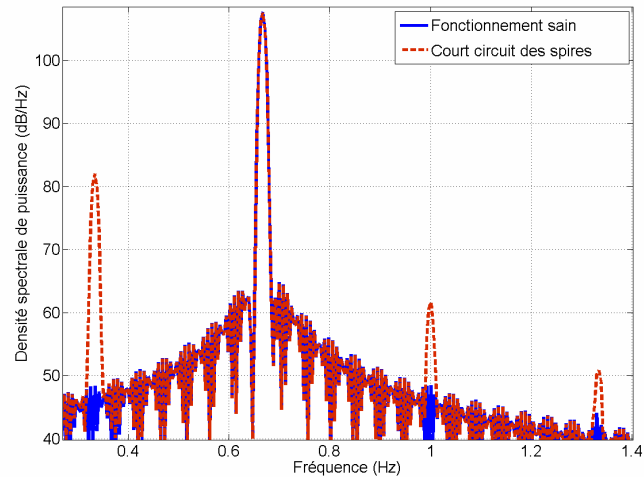


Fig. III. 20 Représentation des spectres de la signature du champ rayonné (composante radiale) superposés entre une machine saine et avec défauts de court circuit avec modèle éléments finis d'homogénéisation

III.2.5.f Conclusions

Nous avons vu dans les paragraphes précédents qu'une modélisation éléments finis 3D de machines électriques avec défauts dans l'optique de calculer le champ magnétique rayonné était envisageable. Pourtant, même avec la simplification apportée par la technique d'homogénéisation, l'approche éléments finis demeure lourde à manipuler (les calculs éléments finis nécessitent environs une heure sur un Pentium4 2GHz). Devant cette relative lourdeur, nous avons décidé de concentrer nos efforts sur le développement d'une approche alternative, plus légère, dont le but est d'une part, de calculer rapidement le champ rayonné par un moteur électrique et d'autre part de pouvoir être inversée.

III.3. MODELISATION DE MACHINES PAR METHODES INTEGRALES

III.3.1. Introduction

Nous avons vu que le champ magnétique rayonné créé par un dispositif peut être calculé précisément grâce à son expression intégrale si on connaît ses sources. L'avantage principal des méthodes intégrales est que la région d'air n'est pas maillée. Le problème du bruit de maillage dans la région air extérieur est donc évité.

Un autre avantage de cette méthode est de permettre d'utiliser l'approche inverse. En effet, les modèles retournés par une approche intégrale peuvent être plus légers que ceux obtenus par éléments finis. De plus, on a une relation directe (et

explicite) entre les causes (le champ de fuite) et les sources. Cette approche est donc généralement privilégiée lorsque l'on désire résoudre un problème inverse.

La contrepartie de cette approche est que les systèmes matriciels obtenus sont pleins. Si ce point n'est pas problématique pour des problèmes avec un nombre d'inconnues limités, il devient rapidement rédhibitoire si le nombre d'éléments augmente. Il faut donc constamment veiller à se limiter à des problèmes de tailles raisonnables.

Dans cette partie, nous allons présenter deux approches intégrales pour modéliser la machine. La première est la méthode intégrale de volume magnétostatique, plus connue sous le nom de méthode des moments. La seconde est une utilisation originale de la méthode intégrale de frontières.

III.3.2. La méthode intégrale de volume magnétostatique

La méthode intégrale de volume magnétostatique ou méthode des moments magnétiques est actuellement connue comme une approche performante pour modéliser certains dispositifs électromagnétiques. Dans certaines situations, cette méthode peut être une alternative intéressante à la méthode des éléments finis. En particulier, l'intérêt de cette méthode réside dans sa performance pour l'étude des dispositifs rayonnants possédant des géométries simples.

La méthode des moments magnétiques est basée sur l'interaction entre les courants ou aimants et les parties ferromagnétiques. Comme dans la méthode des éléments finis, il est nécessaire de discrétiser la matière ferromagnétique par des éléments (tétraèdres, parallélépipèdes, ...). Chaque élément porte des fonctions de forme auxquelles sont associées des variations d'aimantation. La version la plus simple consiste souvent à choisir une répartition d'aimantation uniforme par éléments. Ces éléments sont alors appelés moments. La distribution respecte naturellement les équations Maxwell. L'idée principale de cette approche est que le champ magnétique est créé par les sources (inducteurs, aimants,...) et par tous les moments définis dans le problème. Un système matriciel est obtenu grâce à une technique de collocation en un certain nombre de points des matériaux ferromagnétiques qui assure la validité des lois constitutives des matériaux. Il faut le résoudre pour obtenir les valeurs des moments. Ensuite le champ magnétique, les forces, les flux, ... sont facilement atteignables.

L'avantage principal de cette méthode est qu'il n'est pas nécessaire de mailler l'air. En effet, seuls les matériaux (ferromagnétiques) sont maillés et parfois un maillage grossier peut être suffisant pour obtenir un résultat remarquablement précis.

La méthode est en mesure de traiter les non linéarités, la résolution étant alors effectuée itérativement.

Cette méthode est considérée comme "légère" vue sa simplicité d'implémentation, sa rapidité de résolution et parfois son efficacité pour résoudre des problèmes complexes avec très peu d'inconnues. Cette méthode est donc bien adaptée pour l'optimisation et également pertinente pour les approches inverses. Elle a donné de très bons résultats pour l'identification des aimantations dans des dispositifs ferromagnétiques [Chadebec, 2006].

Néanmoins, cette approche demande une bonne connaissance des phénomènes physiques et des méthodes numériques. Par opposition avec la méthode des éléments finis qui est générale, la méthode des moments demande à l'utilisateur un bon niveau de savoir faire.

III.3.2.a Présentation du principe de la méthode

Considérons les équations Maxwell du problème magnétostatique (Fig. III. 21):

$$\text{rot}\mathbf{H} = \mathbf{J}_s \quad (\text{ III.16 })$$

$$\text{div}\mathbf{B} = 0 \quad (\text{ III.17 })$$

Nous ajoutons la loi constitutive des matériaux:

$$\mathbf{M} = \chi(\mathbf{H})\mathbf{H} \quad (\text{ III.18 })$$

où \mathbf{M} est l'aimantation induite dans la matière par les sources.

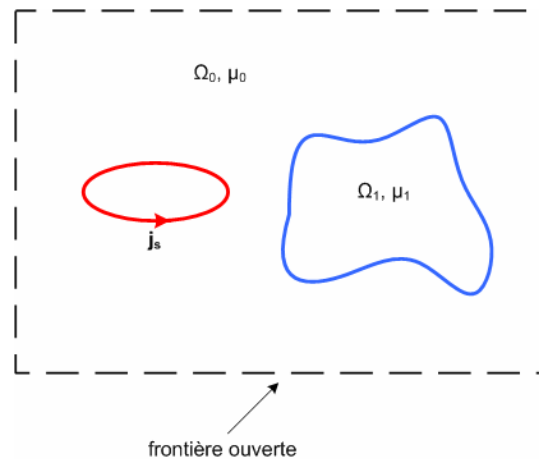


Fig. III. 21 Problème avec frontière ouverte

Le champ magnétique \mathbf{H} se décompose en deux parties:

$$\mathbf{H} = \mathbf{H}_0 + \mathbf{H}_{\text{red}} \quad (\text{ III.19 })$$

\mathbf{H}_0 est le champ source créé par les bobines ou les aimants et \mathbf{H}_{red} est la réaction du matériau magnétique au champ source. Ce champ est couramment appelé le champ démagnétisant.

Comme

$$\text{rot}\mathbf{H}_0 = \mathbf{J}_s \quad (\text{ III.20 })$$

Le champ démagnétisant dérive d'un potentiel, on a alors:

$$H = H_0 - \text{grad}\phi_{\text{red}} \quad (\text{ III.21 })$$

avec:

$$\phi_{\text{red}} = \frac{1}{4\pi} \iiint_{V_{\text{mag}}} \frac{M \cdot r}{r^3} dV \quad (\text{ III.22 })$$

r étant le vecteur reliant le point où est calculé le potentiel au point d'intégration et V_{mag} est le volume de matériau ferromagnétique.

Cette équation assure la conservation du flux (deuxième équation Maxwell). Les deux équations Maxwell sont donc satisfaites par construction.

En prenant le gradient de l'équation précédente, on obtient:

$$H = H_0 + \frac{1}{4\pi} \iiint_V \left(\frac{(M \cdot r)}{r^5} \cdot r - \frac{M}{r^3} \right) dV \quad (\text{ III.23 })$$

Nous allons maintenant discrétiser les régions ferromagnétiques comme indiqués sur la Fig. III. 22. La région ferromagnétique est découpée en K éléments. Le champ H_0 est créé par les courants et les aimants. Dans notre présentation, les aimantations sont considérées comme uniformes par élément.

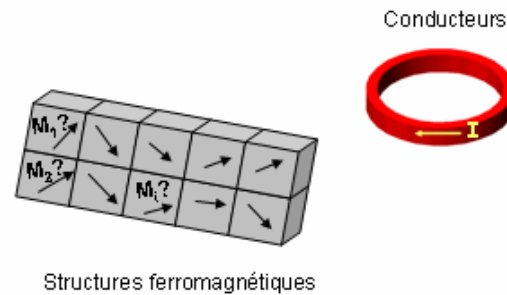


Fig. III. 22 Un problème modélisé par la méthode des moments magnétiques

Nous avons donc:

$$H = H_0 + \frac{1}{4\pi} \sum_{i=1}^K \iiint_{V_{\text{magn}_i}} \left(\frac{(M_i \cdot r)}{r^5} \cdot r - \frac{M_i}{r^3} \right) dV \quad (\text{ III.24 })$$

On peut écrire l'équation précédente sous forme matricielle:

$$H(P) = H_0(P) + \{g\}[m] \quad (\text{ III.25 })$$

où les coefficients m définissent les aimantations dans les bases locales à chaque élément. $[m]$ est donc un vecteur $(3K \times 1)$ et $\{g\}$ une matrice $(3 \times 3K)$.

Pour respecter les relations constitutives des matériaux, nous utilisons une méthode de collocation.

Dans le cas de matériau ferromagnétique linéaire, la relation constitutive des matériaux est la suivante:

$$M = (\mu_r - 1)H \quad (\text{ III.26 })$$

La collocation est écrite au barycentre de chaque élément. On obtient alors le système linéaire suivant à résoudre:

$$\{\{I_d\} - \{G\}\}[m_{\text{ind}}] = [h_0] \quad (\text{ III.27 })$$

Le système comporte 3K inconnues. I_d est la matrice identité, $[h_0]$ les composantes du champ source au centre des éléments projetés dans les bases locales. Ces valeurs peuvent être obtenues analytiquement par l'expression de Biot et Savart.

Il faut noter que le système matriciel obtenu est carré et plein. C'est la principale différence avec la méthode des éléments finis. Si le maillage est dense, un espace mémoire important est requis.

Les intégrales sont généralement calculées par une intégration numérique. Le calcul numérique des intégrales pose un problème de singularité dans la détermination de l'influence d'un élément sur lui-même. Même si l'intégrale est analytiquement convergente, un procédé numérique crée des singularités artificielles (les points de Gauss de l'intégration numérique sont très près du point de collocation). Une bonne solution consiste à utiliser l'équivalence coulombienne (distribution surfacique de charges) [Durand, 1968]. En effet, l'intégration étant surfacique (sur les bords de l'élément), et le point de collocation étant au centre de l'élément, les intégrands en $1/r^n$ ne tendent jamais vers l'infini.

Dans le cas du matériau non linéaire, l'extension de la méthode est parfaitement envisageable mais simplement plus complexe à mettre en œuvre. En fait, une résolution itérative, associée à une relaxation, peut être proposée. Une approche par la méthode de Newton-Raphson est aussi très robuste.

Cette approche a été mise en œuvre dans notre laboratoire dans un logiciel appelé Locapi. Ce logiciel nous a permis de tester la méthode pour modéliser une machine électrique.

III.3.2.b La méthode des moments pour la modélisation de machines électriques

La machine est modélisée sous Locapi comme sur la Fig. III. 23 ci-dessous. Les parties ferromagnétiques de la machine sont maillées par des éléments parallélépipédiques. Nous avons également utilisé la technique d'homogénéisation pour modéliser les dents et les encoches de cette machine. La carcasse et l'arbre sont ignorés pour simplifier la modélisation. Des développements ont été menés dans Locapi, pour prendre en compte les symétries.

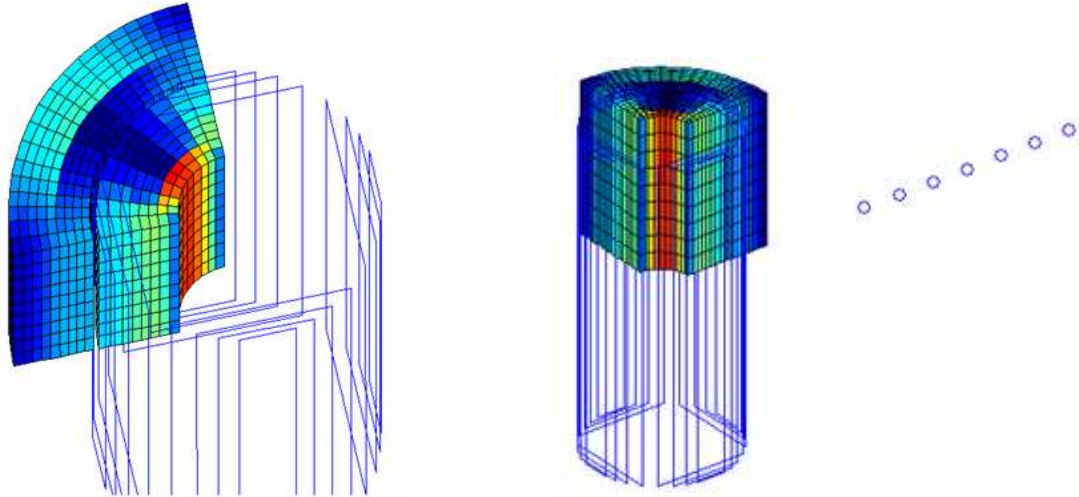


Fig. III. 23 Modélisation de la machine par la méthode des moments magnétiques

La répartition d'aimantation obtenue pourrait sembler, à première vue, physiquement correcte. Par contre, le champ rayonné calculé est très différent de celui obtenu par éléments finis (voir la Fig. III. 7).

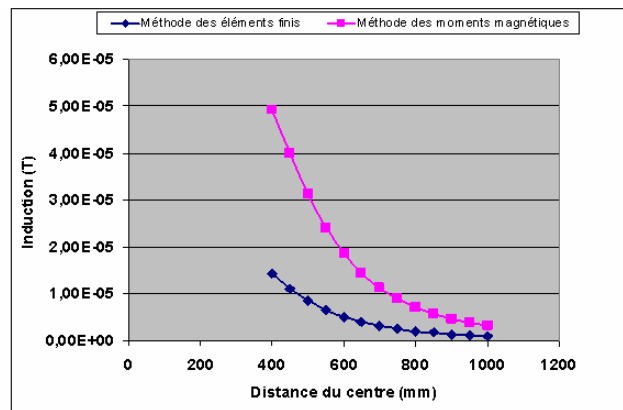


Fig. III. 24 Comparaison des signatures du champ magnétique rayonné entre le modèle sous Locapi et le modèle sous Flux

Après un nombre important d'essais, nous avons dû nous résigner. La méthode des moments, telle que nous l'avons implantée, semble dans l'incapacité de modéliser une machine électrique correctement. Dans notre laboratoire, des problèmes avaient déjà été décelés en présence de circuits magnétiques fermés. Nous devons donc être à nouveau confrontés à une telle situation.

Rappelons un point important. Dans notre approche, les aimantations sont considérées comme constantes par éléments, par contre, aucune hypothèse n'est faite quant à une quelconque continuité d'aimantation entre deux éléments voisins. Ce point est déterminant car nous soupçonnons que notre système n'est peut-être pas suffisamment contraint. Récemment, une méthode intégrale de volume, basée sur une formulation en potentiel scalaire, a été testée dans notre laboratoire [Vuillermet, 2006]. Nous avons donc décidé de l'utiliser pour modéliser notre machine.

III.3.2.c Méthode intégrale de volume en potentiel scalaire

Cette méthode est basée sur une formulation en potentiel scalaire magnétique [Kalimov, 2006]. Le potentiel scalaire total Φ peut être représenté comme la somme du potentiel des sources Φ_0 et du potentiel réduit Φ_{red} créé par l'aimantation \mathbf{M} .

$$\phi = \phi_0 + \phi_{\text{red}} \quad (\text{III.28})$$

avec, comme nous l'avons déjà vu:

$$\phi_{\text{red}} = \frac{1}{4\pi} \iiint_V \frac{\mathbf{M} \cdot \mathbf{r}}{r^3} dV \quad (\text{III.29})$$

Considérons l'équation constitutive du matériau. Pour un matériau linéaire, nous avons:

$$\mathbf{M} = \chi \mathbf{H} = -\chi \text{grad} \phi \quad (\text{III.30})$$

Nous obtenons donc l'équation en fonction de Φ qui régit le système en combinant les trois équations ci-dessus.

$$\phi + \frac{1}{4\pi} \iiint_V \frac{\chi \text{grad} \phi \cdot \mathbf{r}}{r^3} dV = \phi_0 \quad (\text{III.31})$$

En fait, le potentiel peut être approché par une somme de fonctions de forme ϕ linéaires ou quadratiques sur chaque élément.

$$\phi = \sum \varphi_i^k \phi_i \quad (\text{III.32})$$

On écrit ensuite l'équation (III.31) discrétisée au nœud qui conduit à l'obtention d'un système linéaire. La résolution du système (III.33) permet de déterminer le potentiel induit en chaque nœud:

$$\Omega \phi = S \quad (\text{III.33})$$

où Ω est la matrice des interactions magnétiques entre chaque nœud et S le vecteur de Φ_0 .

Notons que Φ_0 peut parfois être difficile à calculer en présence de boucles de courant. En éléments finis, des techniques d'arbres sont utilisées. Cependant, par soucis de simplicité nous avons considéré qu'une boucle est équivalente à une surface de dipôles normaux. Dans ces conditions, il est facile de d'obtenir le potentiel qu'elles créent.

Le champ magnétique rayonné est alors calculé de la façon suivante:

$$\mathbf{H}(\mathbf{P}) = \frac{1}{4\pi} \text{grad} \iiint_V \frac{\chi \text{grad} \phi \cdot \mathbf{r}}{r^3} dV + \mathbf{H}_0 \quad (\text{III.34})$$

A ce stade, il est nécessaire de faire une remarque importante. La formulation en potentiel scalaire proposée impose la continuité de la composante tangentielle de l'aimantation entre deux éléments voisins. Notre solution est donc plus contrainte que celle découlant de la méthode avec des aimantations uniformes. Cette approche devrait améliorer la robustesse de la méthode des moments.

Pour déterminer si la méthode en potentiel scalaire est en mesure de résoudre les problèmes rencontrés avec la méthode des moments, nous l'avons testée sur un

problème simple. Nous avons donc utilisé une couche de matériau ferromagnétique soumis au champ source créé par les bobines, comme dans une machine électrique. La méthode des éléments finis sera notre référence.

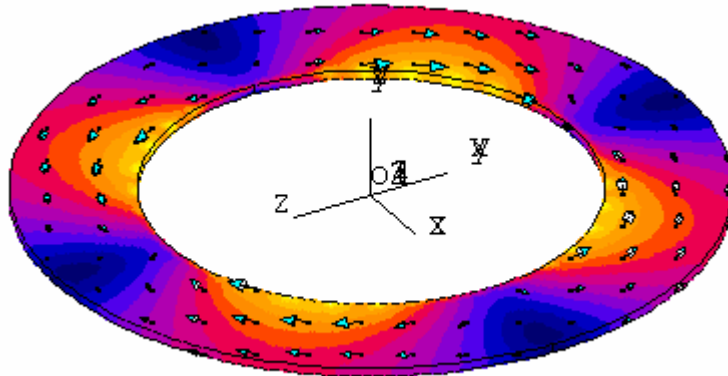


Fig. III. 25 Résultat obtenu par la méthode des éléments finis (Flux3D)

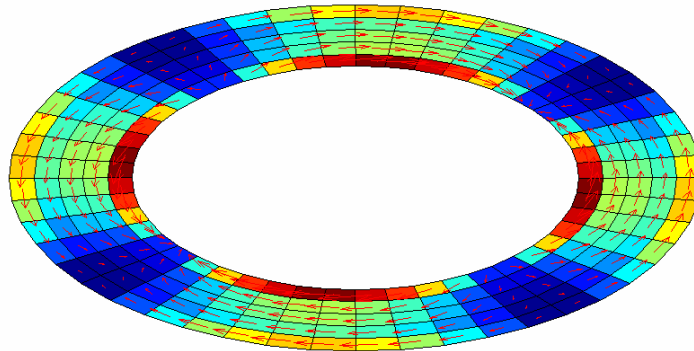


Fig. III. 26 Résultat obtenu par la méthode des moments magnétiques

Dans un premier temps, nous présentons le résultat obtenu par la méthode des moments magnétiques classique. Un problème de mauvaise répartition d'aimantation est mis en valeur (Fig. III. 26) en comparant avec les résultats de Flux3D (Fig. III. 25). En effet, le flux semble se localiser en périphérie du circuit magnétique ce qui est contraire à la physique. En résolvant le même problème avec la méthode de potentiel scalaire, nous obtenons une bonne répartition comme sur la Fig. III. 27 suivante:

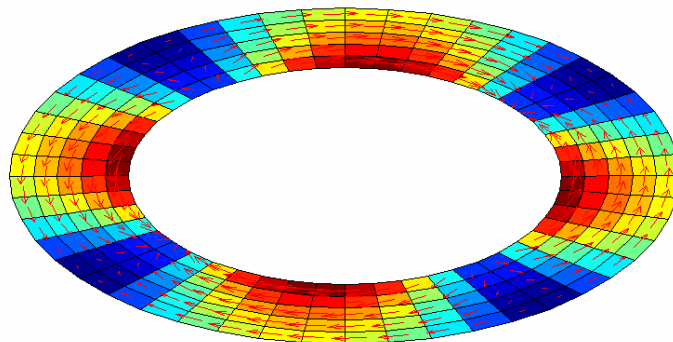


Fig. III. 27 Résultat obtenu par la méthode de potentiel scalaire

La Fig. III. 28 représente le calcul du champ magnétique rayonné issu des trois méthodes.

Cette expérience montre que la méthode en potentiel scalaire est bien meilleure que celle en aimantation. Dans le cadre de ce travail, nous avons passé beaucoup de temps sur l'approche du type moment. Nous n'avons cependant pas mené à terme les développements informatiques nécessaires pour modéliser une machine complète en potentiel scalaire (introduction de l'anisotropie et de la non linéarité en particulier). Son développement pourrait être une nouvelle piste de recherche pour la suite de cette thèse. Nous n'avons pas poursuivi cette approche par manque de temps et aussi parce qu'à la même époque, une idée alternative pour une modélisation encore plus légère à pris forme.

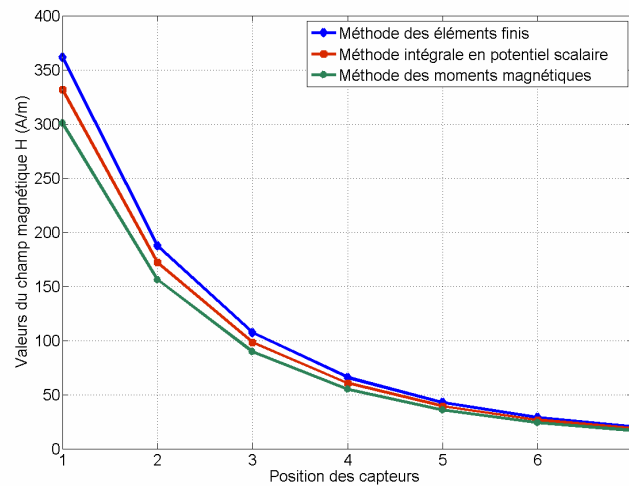


Fig. III. 28 Comparaison des signatures du champ rayonné entre méthode des éléments finis, méthode des moments magnétiques et méthode intégrale en potentiel scalaire

III.3.3. Une méthode intégrale de frontières originale

III.3.3.a Présentation du principe de la méthode

La méthode intégrale de frontières est bien connue pour ses capacités à résoudre l'équation de Laplace. Elle consiste en la transformation d'une équation aux dérivées partielles en une équation intégrale surfacique. Cette méthode est très légère car, en présence uniquement de matériaux isotropes et linéaires, seules les interfaces entre régions différentes nécessitent d'être discrétisées. Elle est donc bien adaptée pour la modélisation de problèmes où la prise en compte de l'infini est nécessaire [Brunotte, 1991] [Salon, 1985].

Considérons un problème magnétostatique. Supposons que notre domaine d'étude comporte une région associée à un matériau ferromagnétique et plongée dans un champ inducteur \mathbf{H}_0 .

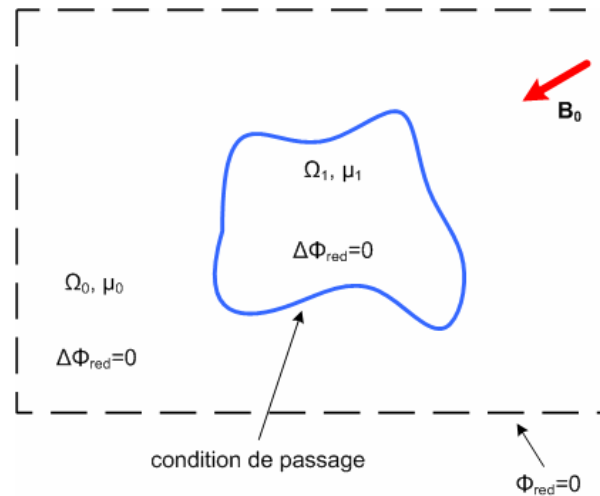


Fig. III. 29 Représentation d'un problème à résoudre par la méthode intégrale de frontières

Comme précédemment, nous pouvons écrire

$$\mathbf{H} = \mathbf{H}_0 - \text{grad}\phi \quad (\text{III.35})$$

Considérons maintenant que la perméabilité est linéaire et isotrope, nous pouvons alors écrire que:

$$\Delta\phi = 0 \quad (\text{III.36})$$

dans l'air et dans le matériau magnétique. Le potentiel réduit répond donc à l'équation de Laplace. Nous pouvons donc mettre en œuvre une méthode intégrale pour le déterminer.

Il existe un nombre important de variantes de la méthode intégrale de frontières. Celles-ci sont généralement basées sur l'utilisation des fonctions de Green. L'idée consiste à associer à la frontière des densités de distribution (charges ou dipôles normaux) qui vérifient naturellement l'équation de Laplace. Le choix de ces distributions doit permettre la restauration des conditions de passages aux interfaces [Durand, 1968].

Dans cette partie, nous choisissons de présenter une approche en charges (approche Coulombienne). Notons que des approches en dipôles normaux/charges ou en courants (approche Ampérienne) sont également possibles.

Considérons la surface S , délimitant le volume aimanté V , séparant les deux milieux et de normale extérieure sortante n .

Le potentiel réduit est créé par une densité de charges exclusivement localisée sur S . Son expression est:

$$\phi(P) = \frac{1}{4\pi} \iint_S \frac{\sigma}{r} dS \quad (\text{III.37})$$

On a les conditions de passage suivantes entre les deux milieux (en l'absence de courants de surface):

$$\mathbf{n} \times (\mathbf{H}_2 - \mathbf{H}_1) = 0 \quad (\text{III.38})$$

$$\mathbf{n} \cdot (\mathbf{B}_2 - \mathbf{B}_1) = 0 \quad (\text{III.39})$$

On en déduit donc que:

$$\phi_1 = \phi_2 = \phi \quad (\text{III.40})$$

et

$$\mu_2 \frac{\partial \phi_2}{\partial n} - \mu_1 \frac{\partial \phi_1}{\partial n} = \frac{1}{\mu_0} (\mu_2 - \mu_1) (\mathbf{n} \cdot \mathbf{B}_0) \quad (\text{III.41})$$

L'intégral (III.37) de potentiel Φ possède une discontinuité de ses dérivées normales à la traversée de S [Durand, 1968], par contre elle assure bien la continuité du potentiel.

$$\frac{\partial \phi_2}{\partial n} - \frac{\partial \phi_1}{\partial n} = -\sigma \quad (\text{III.42})$$

$$\frac{\partial \phi_2}{\partial n} + \frac{\partial \phi_1}{\partial n} = 2 \left(\frac{\partial \phi}{\partial n} \right)_S \quad (\text{III.43})$$

Par addition et soustraction, on obtient:

$$2 \frac{\partial \phi_2}{\partial n} = 2 \left(\frac{\partial \phi}{\partial n} \right)_S - \sigma \quad (\text{III.44})$$

$$2 \frac{\partial \phi_1}{\partial n} = 2 \left(\frac{\partial \phi}{\partial n} \right)_S + \sigma \quad (\text{III.45})$$

A partir de l'équation (III.41), on en déduit:

$$\mu_2 \frac{\partial \phi_2}{\partial n} - \mu_1 \frac{\partial \phi_1}{\partial n} = \frac{1}{\mu_0} (\mu_2 - \mu_1) (\mathbf{n} \cdot \mathbf{B}_0) = (\mu_2 - \mu_1) \left(\frac{\partial \phi}{\partial n} \right)_S - \frac{1}{2} (\mu_2 + \mu_1) \sigma \quad (\text{III.46})$$

où

$$\frac{\mu_1 + \mu_2}{\mu_1 - \mu_2} \sigma = \frac{2}{\mu_0} (\mathbf{n} \cdot \mathbf{B}_0) - 2 \left(\frac{\partial \phi}{\partial n} \right)_S \quad (\text{III.47})$$

Or, on a:

$$\left(\frac{\partial \phi}{\partial n} \right)_S = -\frac{1}{4\pi} \iint_S \sigma \frac{\mathbf{r} \cdot \mathbf{n}}{r^3} dS \quad (\text{III.48})$$

On obtient donc l'équation intégrale finale:

$$\frac{\mu_1 + \mu_2}{\mu_1 - \mu_2} \sigma - \frac{1}{2\pi} \iint_S \sigma \frac{\mathbf{r} \cdot \mathbf{n}}{r^3} dS = 2(\mathbf{n} \cdot \mathbf{H}_0) \quad (\text{III.49})$$

A ce stade plusieurs remarques doivent être effectuées. Tout d'abord, cette approche est une approche intégrale globale, à savoir que la formule du potentiel est valable dans tout le domaine d'étude (à l'intérieur du matériau et aussi à l'extérieur). Une fois l'équation intégrale résolue, on obtient σ sur la surface S , le champ magnétique peut alors être calculé partout ailleurs. En réalisant une approche par collocation, c'est-à-dire en écrivant l'équation précédente au barycentre de chaque élément, nous obtenons un système linéaire dont les inconnues sont les charges sur chaque élément. Ce système est plein et sa résolution conduit à la répartition de charge sur la surface.

Nous avons fait l'hypothèse que le matériau est linéaire. Ceci est une hypothèse très forte pour la modélisation d'une machine électrique. Dans ce cas, on peut modéliser le matériau avec des charges seulement sur sa surface. Si le matériau est non linéaire, des charges de volumes apparaissent, il est alors nécessaire de mailler le volume du matériau actif et nous nous retrouvons dans une configuration proche de la méthode des moments.

Nous allons maintenant voir en quoi cette approche peut nous permettre de modéliser notre machine.

III.3.3.b Application à la modélisation de la machine électrique

Comme indiqué dans la partie précédente, le calcul du champ à l'extérieur d'un dispositif peut être effectué par une méthode hybride entre la méthode des éléments finis et la méthode intégrale de frontières. Néanmoins, dans ce cas, le système matriciel est très lourd à résoudre.

Il serait intéressant pour nous d'utiliser uniquement l'approche intégrale de frontières pour le calcul du champ de fuite de la machine électrique. Notre idée originale est basée sur l'équation intégrale, présentée ci-dessus, associée à la connaissance du fonctionnement interne de la machine.

Dans cette partie, nous allons faire l'approximation que la machine n'est pas saturée (matériau linéaire). Ce n'est évidemment pas le cas pour un fonctionnement normal. Cette approximation pourrait même être considérée comme simpliste. Cependant, la machine étant à vide, il suffira de limiter artificiellement l'excitation pour se placer dans cette configuration lors de nos validations expérimentales. De plus, le modèle développé étant original, on peut accepter une telle restriction dans notre première phase d'initiation.

Avant de préciser notre approche, il est nécessaire de faire quelques remarques.

III.3.3.b.1 Quelques remarques préliminaires

Il semblerait possible de modéliser notre machine par une approche du type intégrale de frontières à condition que celle-ci fonctionne en linéaire. Cette hypothèse est crédible si l'inducteur est sous alimenté. Pourtant, si cette approche est envisageable, elle n'en demeure par moins difficile. En effet, il serait nécessaire de mailler toutes les interfaces air/fer donc en particulier les encoches. De plus, les surfaces en regard dans l'entrefer devraient aussi être maillées. Or, l'entrefer possède une épaisseur relativement faible par rapport aux autres dimensions de la machine. Il faudrait donc, d'une part mailler les frontières de l'entrefer très finement et d'autre part prendre des précautions pour le calcul des intégrales proches de la singularité.

Le nombre d'inconnues du problème devrait donc devenir élevé. Le système linéaire associé devenant plein, des problèmes de mémoire seraient à craindre et la modélisation risquerait une fois de plus de devenir très lourde. Une solution pourrait être d'homogénéiser, mais alors il serait tout de même nécessaire de mailler en volume le matériau anisotrope dans les zones dents/encoches. Nous pouvons donc prévoir que le gain en place mémoire et en légèreté ne serait pas suffisant.

A la lumière de ces arguments, il semble donc qu'une modélisation du dispositif complet par méthode intégrale ne soit pas aisée et que, de plus, l'intérêt d'une telle approche ne soit pas évident. En effet, elle n'apporterait pas plus de résultats qu'une méthode éléments finis et serait, de plus, limitée quant à ses hypothèses. Pourtant, comme nous l'avons déjà évoqué, nous avons exploré la piste des intégrales de frontières car elles conduisent à une relation explicite et directe entre les causes et les effets. Cette relation est donc facile à inverser et le caractère inversible du modèle que nous cherchons est une de ses qualités souhaitées. De plus, comme nous l'avons dit dans le premier chapitre, ce n'est pas exactement les sources que nous cherchons mais plutôt le flux dans l'entrefer, cette grandeur étant représentative du mode de fonctionnement de la machine et donc des défauts. Nous allons voir qu'en effectuant un certain nombre d'approximations, il est possible, avec l'aide d'une méthode intégrale simplifiée d'établir une relation entre ce flux et le champ à l'extérieur.

III.3.3.b.2 Deux équivalences dipolaires

- Un modèle dipolaire équivalent aux boucles de courant

Considérons une boucle de courant délimitée par une courbe C dans laquelle circule un courant I. Le champ créé par cette boucle est exactement le même que celui créé par toute surface S s'appuyant sur C et portant une distribution normale de dipôles dont la densité surfacique est $I \cdot \mathbf{n}$, où \mathbf{n} est la normale à S [Durand, 1968]. Il est aisé de comprendre en examinant la Fig. III. 30, qu'une telle surface est équivalente à la courbe C portant un courant. En effet, nous considérons un réseau de petites boucles infinitésimales de courant (donc des dipôles) dont la surface tend vers 0 et dont les contributions se compensent naturellement sur la surface sauf sur la courbe C la délimitant.

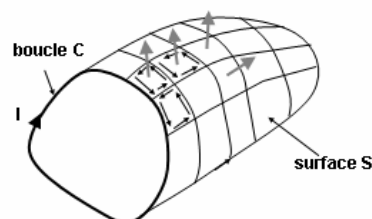


Fig. III. 30 Equivalence entre un courant circulant dans une boucle et une densité surfacique de dipôles normaux

- Un modèle dipolaire équivalent pour la matière aimantée

Considérons maintenant un volume V , uniformément aimanté par une aimantation \mathbf{M} , délimité par une surface S . Ce volume aimanté crée exactement le même champ qu'une densité de charge surfacique de valeur $\mathbf{M} \cdot \mathbf{n}$, où \mathbf{n} est la normale sortante à V et portée par S . Ce résultat est basé sur les équivalences Ampériennes/Coulombiennes [Durand, 1968]. Une représentation en est donnée sur la Fig. III. 31.

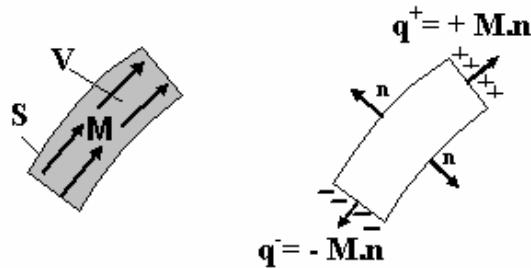


Fig. III. 31 Equivalence entre un volume uniformément aimanté et une densité surfacique de charges

III.3.3.b.3 Modélisation de la machine électrique sans carcasse

La représentation simplifiée de la machine repose sur l'application, à sa géométrie, des deux équivalences précédentes. Pour expliciter notre approche, considérons une machine électrique composée d'une paire de pôles, d'un rotor et d'un stator, un enroulement à pas diamétral, sans carcasse (voir la Fig. III. 32). Dans cette approche, comme dans l'approche homogénéisée, la géométrie des encoches n'est pas prise en compte.

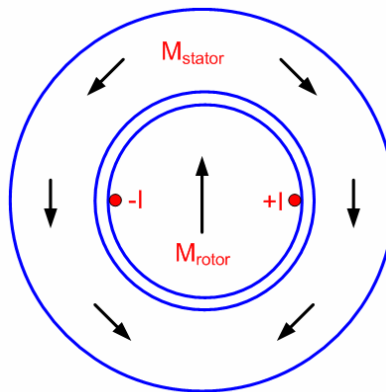


Fig. III. 32 Représentation simplifiée d'une machine électrique à une paire de pôles. M_{stator} et M_{rotor} sont les aimantations des pièces ferromagnétiques

Le champ magnétique de fuite créé par la machine est la somme du champ créé par le bobinage et du champ créé par la matière aimantée.

D'après la première équivalence (partie précédente), le champ créé par le bobinage est le même que celui créé par une distribution surfacique de dipôles que

nous nommerons \mathbf{T}_0 et que l'on peut localiser sur une surface moyenne de l'entrefer (voir la Fig. III. 33). La valeur de la répartition est égale au nombre d'ampères-tours créés par le bobinage au point considéré. Notons que si l'on connaît parfaitement le bobinage, la densité surfacique \mathbf{T}_0 est parfaitement connue et calculable.

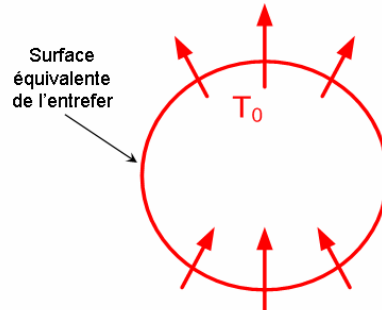


Fig. III. 33 Représentation d'une distribution surfacique de dipôles dans l'entrefer

D'après la deuxième équivalence (partie précédente), le champ créé par la matière est le même que celui créé par trois densités surfaciques de charges, réparties de la façon suivante:

- Une densité surfacique de charges localisée sur la frontière entre le rotor et l'entrefer. Cette densité de charge a pour valeur $\mathbf{M}_{\text{rotor}} \cdot \mathbf{n}$, où \mathbf{n} est la normale sortante du rotor vers l'entrefer.
- Une densité surfacique de charges localisée sur la frontière entre le stator et l'entrefer. Cette densité de charge a pour valeur $\mathbf{M}_{\text{stator}} \cdot \mathbf{n}$, où \mathbf{n} est la normale sortante du stator vers l'entrefer. Elle a une direction opposée à la normale précédente.
- Une densité surfacique de charges q localisée sur la frontière entre le stator et la région extérieure. Cette densité de charges représente les fuites passant du stator vers l'air.

A ce stade, une première remarque s'impose. Considérons les deux premières distributions. Le champ dans l'entrefer de la machine est principalement radial. Les deux surfaces entrefer/rotor et stator/entrefer portent donc des distributions surfaciques de charges dont les densités sont quasiment les mêmes, à un signe près dû à la différence d'orientation des normales. Comme les charges ont la même valeur à un signe près, on peut les représenter par une distribution dipolaire \mathbf{T}_{mat} localisée également sur la surface moyenne de l'entrefer. Sa valeur dépend fortement du champ dans l'entrefer, et est donc connue et calculable.

Nous avons donc obtenu une représentation équivalente, appliquée au calcul du champ rayonné créé par la matière (voir la Fig. III. 34):

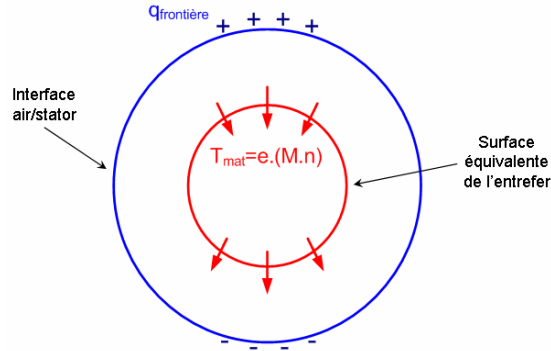


Fig. III. 34 Représentation des distributions surfaciques de dipôles dans l'entrefer et charges à l'extérieur

Les distributions \mathbf{T}_0 et \mathbf{T}_{mat} sont toutes les deux localisées sur la surface moyenne de l'entrefer, appelons \mathbf{T} la somme de ces deux distributions.

Le champ créé par la machine est donc la somme du champ créé par la distribution \mathbf{T} dans l'entrefer et la distribution q localisée sur l'interface stator/air (voir la Fig. III. 35).

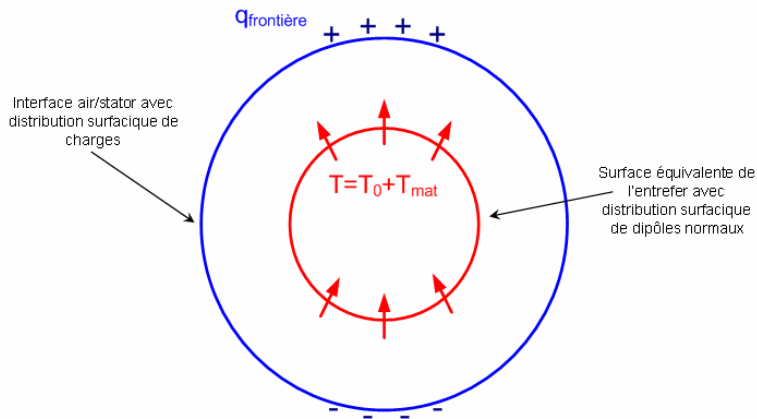


Fig. III. 35 Représentation simplifiée d'une machine électrique à une paire de pôles. Le champ externe est créé par les distributions q et \mathbf{T}

Il convient maintenant d'explicitier comment peuvent être calculées les distributions \mathbf{T} et q .

Remarquons que \mathbf{T}_{mat} dépend de l'induction dans l'entrefer. En appliquant la loi d'Ampère et en considérant que les champs dans les parties ferromagnétiques sont presque nuls, nous avons:

$$\mathbf{T}_{mat} = e \times \mathbf{B}_{entrefer} \times \frac{\mu_r - 1}{\mu_0 \mu_r} \quad (III.50)$$

où e est l'épaisseur de l'entrefer, μ_0 est la perméabilité du vide, μ_r est la perméabilité du matériau et $\mathbf{B}_{entrefer}$ est le champ circulant dans l'entrefer au point considéré.

Si nous connaissons cette induction, nous connaissons la valeur de la densité dipolaire \mathbf{T}_{mat} .

Pour une machine ayant un comportement sain, le champ circulant dans l'entrefer est une grandeur de conception. Il est toujours connu puisque c'est généralement la grandeur de départ qui a conduit aux paramètres géométriques définissant la structure de la machine. Cette grandeur est donc dans la plupart des cas maîtrisée et a une expression analytique connue dépendant du temps et de l'angle spatial. Pour un fonctionnement avec défaut, plusieurs stratégies sont possibles. Il est possible, pour connaître le champ, de réaliser un modèle "réseau de réluctances" de la machine électrique. Ce modèle peut permettre d'introduire différents types de défaut et d'obtenir la répercussion de ceux-ci sur le champ dans l'entrefer [Jerance, 2002]. D'une manière plus générale, de nombreux ouvrages traitent de l'influence des défauts sur le champ dans l'entrefer [Timar, 1989].

Nous avons donc vu qu'il était possible, en connaissant bien le mode de fonctionnement de la machine, de déterminer analytiquement la valeur de \mathbf{T}_{mat} .

La valeur d'une distribution surfacique de dipôles \mathbf{T}_0 est, comme nous l'avons vu, elle aussi calculable. Son expression dépend fortement de la forme et de la position des bobines dans lesquelles les courants circulent. Notons que l'effet des têtes de bobines est pris en compte dans le calcul du champ de fuite.

La valeur d'une distribution de sources dipolaires totale \mathbf{T} localisée sur une surface dans l'entrefer a donc une expression analytique connue dans un bon nombre de cas. Cette distribution, connue, crée un champ \mathbf{H}_0 partout dans l'espace.

Il convient donc maintenant de déterminer la dernière quantité manquante, à savoir la distribution de densité surfacique de charges q localisées à l'interface S stator/air.

Nous assimilons maintenant la machine à un cylindre plein de matériau ferromagnétique, dans un champ \mathbf{H}_0 créé par la distribution dipolaire sur S. Le matériau ferromagnétique canalise principalement l'induction mais une petite partie de celle-ci s'échappe dans l'air. Ces fuites peuvent être représentées par la densité de charges q localisée à la frontière entre le cylindre plein et l'air. Il est possible, dans le cas d'un matériau linéaire de calculer cette répartition q par une méthode intégrale telle que celle présentée dans la partie précédente.

Nous allons donc maintenant appliquer la formulation (III.49). En effet, la distribution de densité surfacique de charges q vérifie l'équation intégrale suivante écrite sur S:

$$\frac{\mu_r + 1}{\mu_r - 1} q - \frac{1}{2\pi} \iint_S q \frac{\mathbf{r} \cdot \mathbf{n}}{r^3} dS = 2(\mathbf{n} \cdot \mathbf{H}_0) \quad (\text{ III.51 })$$

où μ_r est la perméabilité relative du matériau ferromagnétique, \mathbf{r} est le vecteur reliant le point où est écrite l'équation au point d'intégration, \mathbf{n} est la normale sortante de S.

Il suffit alors de discrétiser S et de résoudre (III.51) par une simple collocation, pour écrire un système linéaire qu'il suffit de résoudre pour obtenir q .

L'induction magnétique à l'extérieur de la machine a alors pour expression:

$$B = \frac{\mu_0}{4\pi} \iint_{S_{\text{entrefer}}} \left(3 \frac{\mathbf{T} \cdot \mathbf{r}}{r^5} r - \frac{\mathbf{T}}{r^3} \right) dS + \frac{\mu_0}{4\pi} \iint_{S_{\text{stator/air}}} q \frac{\mathbf{r}}{r^3} dS \quad (\text{ III.52 })$$

où \mathbf{T} est connu, puisque nous connaissons son expression spatiale et q est déterminé par la résolution de (III.51).

A notre connaissance, aucun modèle similaire n'existe dans la littérature. Cette approche est, selon nous, nouvelle et originale. Son point fort réside dans sa capacité à associer à un modèle de champ de fuite simple, les connaissances, maîtrisées par l'homme de l'art, sur ce qui caractérise fondamentalement une machine en fonctionnement sain ou avec défauts, à savoir le champ dans son entrefer.

Dans l'état actuel, ce modèle présente l'inconvénient de n'être applicable qu'aux matériaux linéaires. Il devrait cependant pouvoir être généralisé en non linéaire, l'équation (III.51) devenant alors une intégrale de volume. Remarquons également que la méthodologie que nous proposons est très générale et peut être adaptée facilement pour calculer le champ externe généré par d'autres types de structures (transformateurs avec entrefer, contacteurs,...).

III.3.3.b.4 Prise en compte de la carcasse et des masses magnétiques externes

L'approche présentée ne prend en compte que l'ensemble bobinage, rotor et stator. Généralement, les machines électriques sont associées à d'autres masses ferromagnétiques, en particulier des objets voisins (armoire, ...) indépendants du dispositif sous diagnostic. L'exemple le plus courant est, bien entendu, la carcasse de la machine, qui joue un rôle électromagnétique important en blindant le champ créé par la machine seule. Notre approche peut facilement être couplée avec une méthode du type moment magnétique, présentée dans la partie précédente, qui cette fois est particulièrement bien adaptée pour calculer l'effet de blindage statique [Chadebec, 2006]. Il est en effet possible de relier l'aimantation de la carcasse aux grandeurs \mathbf{T} et q , par l'équation intégrale de volume suivante:

$$\mathbf{M} - (\mu_{2r} - 1) \iint_{V_{\text{carcasse}}} \frac{\mathbf{M} \cdot \mathbf{r}}{r^3} dV = (\mu_{2r} - 1) \mathbf{H}_0(\mathbf{T}, q) \quad (\text{ III.53 })$$

où \mathbf{M} est l'aimantation de la carcasse, \mathbf{r} est le vecteur reliant le point où est écrit l'équation au point d'intégration, μ_{2r} est la perméabilité de la carcasse et \mathbf{H}_0 est le champ créé par les distributions \mathbf{T} et q précédentes. La prise en compte des interactions est possible en résolvant simultanément (III.51) et (III.53) dans un unique système pour obtenir à partir de \mathbf{T} , les distributions q et \mathbf{M} . Il est alors possible

de calculer le champ à l'extérieur de la machine en prenant en compte l'effet de blindage de la carcasse ou même l'effet d'autres masses ferromagnétiques.

Notons que la prise en compte des effets de blindages dynamiques (courants induits dans la carcasse) devrait donner lieu à des développements supplémentaires que nous n'aborderons pas ici.

III.3.3.b.5 Application à la machine synchrone

Dans une première approche nous considérons la machine fonctionnant sans défaut. La mise en œuvre de notre modèle demande dans un premier temps de déterminer la répartition des dipôles \mathbf{T} sur la surface équivalente de l'entrefer de la machine. Puis, il nous faut calculer la répartition de densité de charges q sur l'interface stator/air et des aimantations \mathbf{M} dans la carcasse de la machine.

Notons que la détermination de l'expression analytique de \mathbf{T} est très importante dans l'établissement du modèle surfacique équivalent de la machine. Il convient donc de déterminer précisément les répartitions \mathbf{T}_0 et \mathbf{T}_{mat} .

A propos de la détermination de \mathbf{T}_{mat}

Nous savons calculer \mathbf{T}_{mat} à partir du champ dans l'entrefer. Il faut donc connaître ce flux dans l'entrefer de la machine. Comme nous l'avons dit dans la partie précédente, l'induction dans l'entrefer \mathbf{B} est une grandeur de conception. Elle est donc généralement spécifiée par le constructeur. Si cette valeur n'est pas connue, une approche numérique 2D est suffisante. Il est donc possible de réaliser une modélisation éléments finis bidimensionnelle (l'approche classique comme présentée dans le chapitre 2 ou l'approche homogénéisée 2D grâce au logiciel Flux2D) pour obtenir cette induction.

Notons que dans (3.50), la perméabilité μ_r est celle du stator. Cette perméabilité est un facteur important pour le calcul du champ rayonné. Une étude éléments finis en 2D (utilisation du modèle de la machine dans le chapitre 2) montre que le champ rayonné est très sensible à la perméabilité du stator (voir figure 3.34), et qu'il dépend très peu de la perméabilité du rotor. Remarquons également que l'approximation dipolaire \mathbf{T}_{mat} repose sur le fait que les perméabilités du rotor et du stator sont très proches. Nous allons donc considérer que la perméabilité unique pour notre modèle est celle du stator.

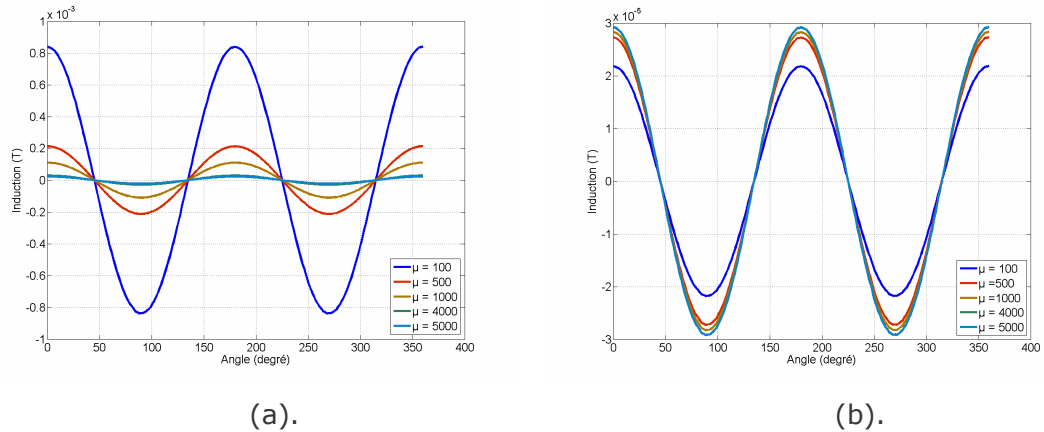


Fig. III. 36 (a). Le champ rayonné calculé pour différentes perméabilités du stator; (b). Le champ rayonné calculé pour différentes perméabilités du rotor

De plus, nous travaillons plutôt en basse fréquence, pour cette raison nous allons conserver seulement la fréquence principale pour représenter le champ dans l'entrefer (les harmoniques impairs et harmoniques d'encoches sont négligés). Notons que cette approximation est parfaitement justifiée pour notre machine qui a été conçue pour avoir un champ le plus sinusoïdal possible.

Nous prenons pour expression de ce champ:

$$B(\theta, t) = B_{\max} \cos(2\theta - \omega_s t) \quad (\text{III.54})$$

où B_{\max} représente l'amplitude du champ dans l'entrefer, ω_s la pulsation de synchronisme et t le temps, notons que notre machine a deux paires de pôles.

Nous avons donc pour expression de T_{mat} :

$$T_{\text{mat}} = T_{\text{mat max}} \cos(2\theta - \omega_s t) \quad (\text{III.55})$$

Grâce à (III.50), nous obtenons:

$$T_{\text{mat max}} = \left(\frac{\mu_r - 1}{\mu_r} \right) \cdot \left(\frac{B_{\max}}{\mu_0} \right) \cdot e \quad (\text{III.56})$$

La valeur de B_{\max} est déterminée par une décomposition harmonique de l'induction dans l'entrefer.

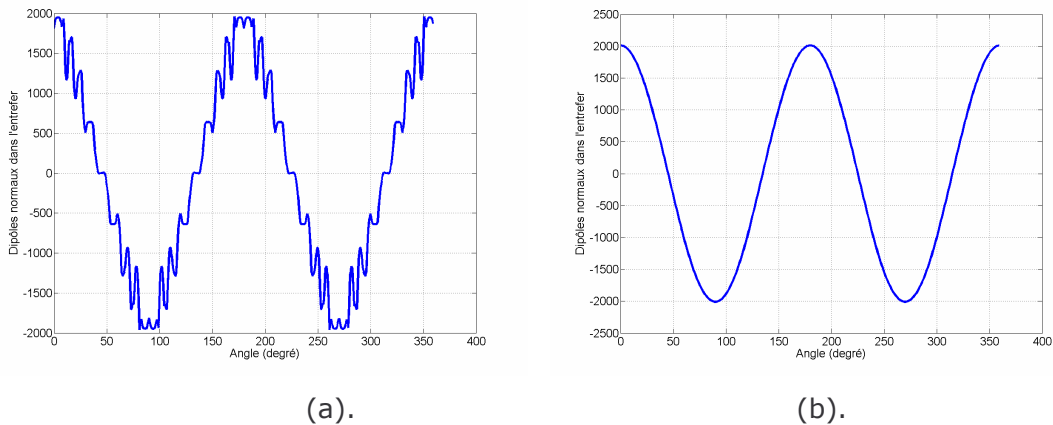


Fig. III. 37 (a). Répartition de T_{mat} dans l'entrefer; (b) Répartition de l'harmonique principal de T_{mat}

A propos de la détermination de T_0

En connaissant la position des bobines et les valeurs des courants circulant dans celles-ci, T_0 peut être déterminé (voir la Fig. III. 38).

En ce qui concerne T_0 , nous avons:

$$T_0 = T_{0max} \cos(2\theta - \omega_s t) \quad (III.57)$$

La valeur de T_{0max} est également déterminée par une décomposition de Fourier de T_0 .

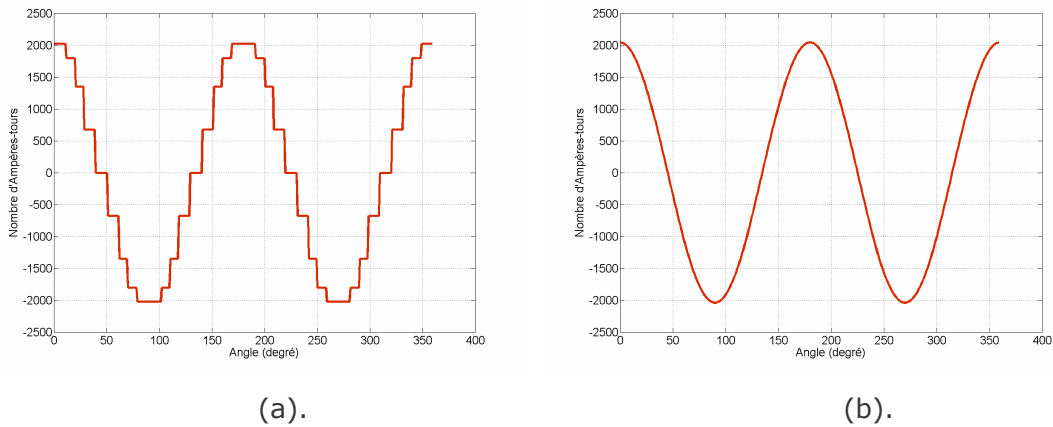


Fig. III. 38 (a). Répartition de T_0 dans l'entrefer; (b) Répartition de l'harmonique principal de T_0

En faisant algébriquement la somme entre T_0 et T_{mat} , nous obtenons la distribution T (voir la Fig. III. 39). Notons que la valeur de T est petite par rapport à T_{mat} et T_0 dont les valeurs sont importantes et opposées. Nous sommes donc confronté au problème classique de soustraction de grands nombres. Les étapes précédentes sont donc à réaliser avec le plus grand soin si on veut minimiser les conséquences de cette soustraction.

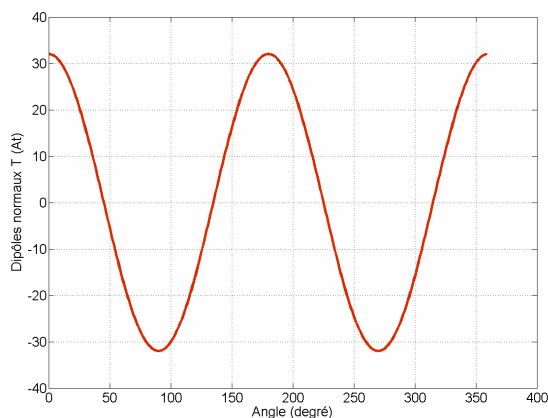


Fig. III. 39 Répartition de dipôle T dans l'entrefer

La surface dans l'entrefer de la machine (le cylindrique interne de la Fig. III. 39) est maintenant maillée en éléments quadrilatéraux. Les valeurs de T , calculées à partir de l'expression analytique, sont affectées sur les éléments de la surface.

A propos de la détermination de la répartition de densité de charges q

Une fois la répartition des dipôles normaux \mathbf{T} déterminée, le calcul de la densité de charges q est réalisé grâce à (III.51). L'interface stator/air (le cylindrique externe) est elle aussi discrétisée en éléments surfaciques rectangulaires. Nous obtenons une répartition de charges q comme montré sur la Fig. III. 40.

La Fig. III. 40 représente le modèle de la machine sans carcasse. Ce modèle est « léger » et facile à implémenter sous Matlab (500 équations à résoudre). Les résultats obtenus par les deux méthodes sont cohérents (les charges ont des amplitudes très proches).

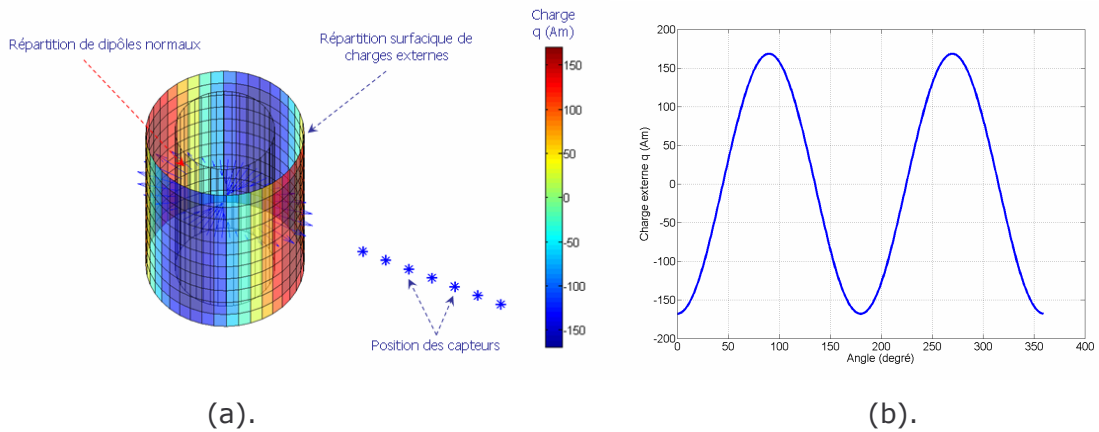


Fig. III. 40 (a). Modèle de la machine avec le cylindre interne portant les dipôles normaux \mathbf{T} , le cylindre externe porte les charges q ; (b). Un exploitation de répartition de charge pour la même géométrie réalisée par Flux2D

Les champs rayonnés calculés sur des capteurs localisés à l'extérieur de la machine sont comparés à ceux des modèles éléments finis.

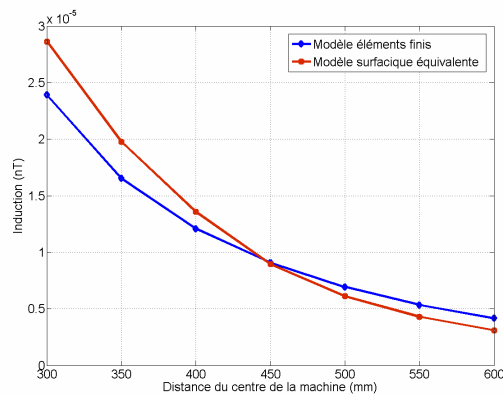


Fig. III. 41 Comparaison des champs calculés par les deux modèles sur un ensemble de capteurs placés à l'extérieur de la machine. Seule la composante radiale du champ est représentée

Les courbes de la Fig. III. 41 présentent une adéquation pas parfaite, mais encourageante. D'un point de vue général, l'erreur retournée par le modèle surfacique n'excède pas 20%. Ceci peut être considéré comme admissible si on considère le gain considérable sur le nombre d'équations (500 inconnues en méthode intégrale de frontières à comparer aux 600 000 inconnues en éléments finis).

L'étape suivant de la modélisation est la détermination de la répartition des aimantations dans la carcasse de la machine pour évaluer son effet de blindage.

A propos de la détermination des aimantations M dans la carcasse

En faisant le couplage entre le modèle présenté ci-dessus avec la méthode des moments (voir partie précédente). Nous avons obtenu un modèle complet de la machine avec carcasse (voir la Fig. III. 42).

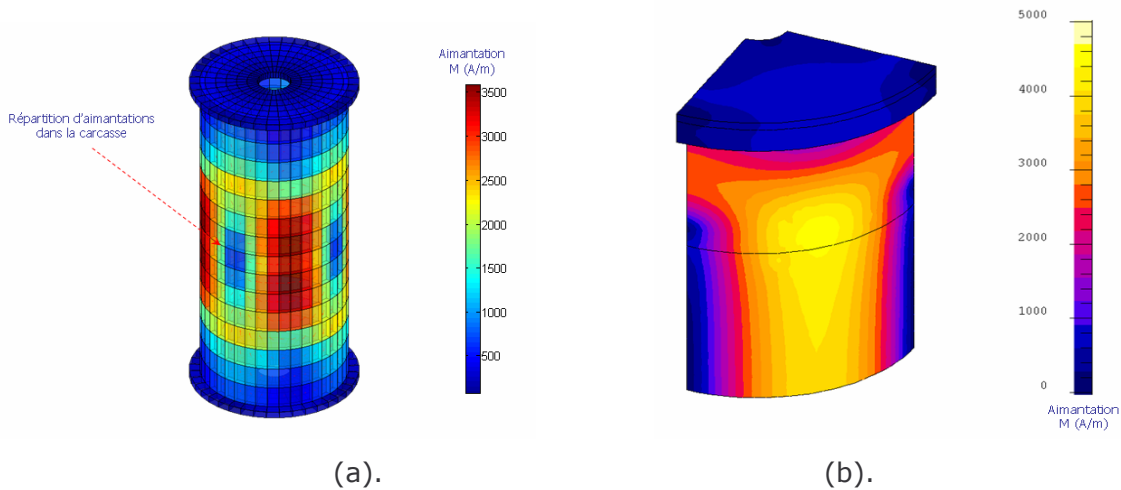


Fig. III. 42 (a). Représentation des aimantations de la carcasse calculée par modèle surfacique; (b). Représentation des aimantations de la carcasse calculée par Flux3D

Dans Flux3D, nous reconstituons l'aimantation à partir de l'induction grâce à la formule:

$$M = (\mu_r - 1) \cdot \frac{B}{\mu_0 \mu_r} \tag{ III.58 }$$

Nous avons trouvé avec le modèle surfacique et Flux3D des résultats dont les tendances de variation sont relativement proches.

Les champs rayonnés calculés sur des capteurs localisés à l'extérieur de la machine sont comparés avec ceux obtenus par modèle éléments finis.

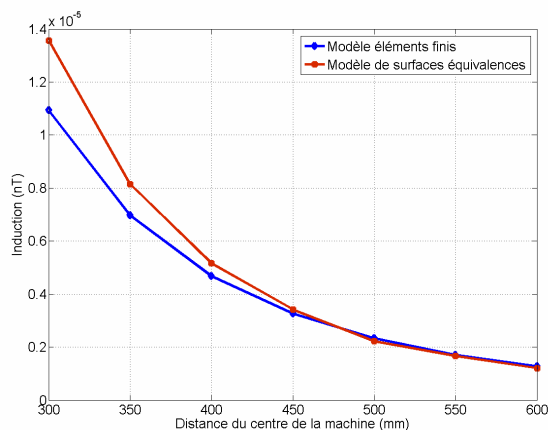


Fig. III. 43 Comparaison des champs calculés par les deux modèles sur un ensemble de capteurs placés à l'extérieur de la machine. Seule la composante radiale du champ est représentée

Les courbes de la Fig. III. 43 présentent une aussi bonne adéquation que les précédentes. L'erreur retournée par ce modèle des surfaces n'excède cependant pas 20%. Cette erreur peut être réduite en maillant très fin dans le volume de la carcasse. Notre approche est considérée comme acceptable si on considère à nouveau le gain considérable sur le nombre d'éléments utilisés dans notre modèle simplifié (environ 2000).

III.3.3.c Prise en compte des défauts

Nous avons vu que notre modèle surfacique permet de calculer le champ rayonné par une machine électrique, si nous connaissons la répartition dipolaire équivalente \mathbf{T} représentative du champ dans l'entrefer et des courants dans les bobinages. Cette approche a été validée pour la machine saine par comparaison avec la méthode éléments finis.

Or, un des buts de ce travail est de prédire le champ de fuite du dispositif en présence d'un défaut. Si nous arrivons, en fonction de différents défauts, à déterminer les différentes répartitions de \mathbf{T} associées, nous disposerons d'un tel outil. Or précisément, de nombreux ouvrages traitent de ce type de calcul [Timar, 1989].

Dans la suite, nous allons traiter deux types de défauts couramment rencontrés sur les machines synchrones fonctionnant à vide (voir chapitre 2). Les expressions analytiques sont données en détail dans une annexe en fin de ce document. En appliquant les expressions trouvées à notre modèle, il est possible de calculer le champ rayonné de la machine fonctionnant avec défauts. Toutefois, avec ces expressions analytiques, la difficulté réside dans l'évaluation des différents coefficients quantifiant l'importance des défauts.

C'est pourquoi, au lieu d'utiliser les expressions analytiques pour approximer la répartition des dipôles \mathbf{T} , nous avons directement calculé \mathbf{T}_{mat} par la modélisation des défauts sous le logiciel Flux2D (chapitre 2). La distribution \mathbf{T}_0 , elle, peut être facilement déterminée analytiquement. Les répartitions de \mathbf{T} peuvent alors être introduites dans notre modèle intégral.

Pour simuler la rotation de la machine, il suffit uniquement de faire varier la grandeur temporelle t . L'analyse fréquentielle du champ rayonné dans le cas d'une machine avec trois fonctionnements différents (sain, court circuit d'un pôle au rotor et excentricité au rotor) est présentée dans la figure suivante. L'analyse spectrale est réalisée sur la composante radiale d'un capteur localisé à proximité.

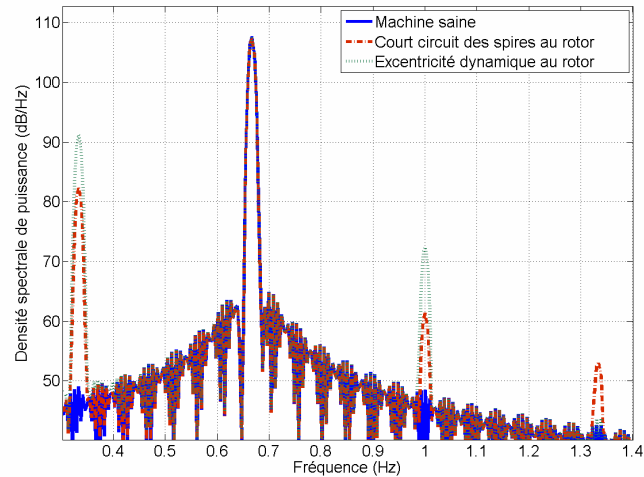


Fig. III. 44 Représentation du spectre de la signature du champ rayonné (composante radiale), obtenu par modèle entrefer surfacique, pour une machine saine, puis en court circuit au rotor puis avec excentricité au rotor

En examinant la Fig. III. 44, on vérifie qu'il est possible de discriminer les deux types de défauts considérés. La présence de l'harmonique quatre dans la signature du champ magnétique rayonné dans le cas de court circuit au rotor permet de discriminer le défaut avec une excentricité au rotor (voir le chapitre 2).

Evidemment, nous retrouvons dans notre analyse les raies que nous avons introduites analytiquement dans l'expression de \mathbf{T} (voir annexe). Dans ce sens, notre approche ne semble donc pas apporter de réelles nouveautés. Pourtant, il faut noter que la valeur ajoutée de notre modèle réside essentiellement dans la valeur de ses raies. En effet, notre modèle permet d'évaluer le blindage que réalisent le stator et la carcasse en fonctions des harmoniques de l'entrefer. Reportons nous à l'excentricité dynamique. Cette excentricité crée une modulation autour du fondamental (2 raies de part et d'autre). Dans l'expression analytique, ces deux raies ont le même poids. Par contre, on s'aperçoit que ce n'est plus le cas sur la figure précédente, la première raie de modulation étant beaucoup plus importante que la seconde. Ce phénomène s'explique par les différentes lois de décroissance associée aux différentes harmoniques que notre modèle est capable de prendre en compte.

Les résultats ont montré que notre modèle peut être utilisé pour détecter et voire discriminer les différents types de défauts. Bien que notre modèle ne soit pas encore très précis, il possède des propriétés remarquables puisqu'il est "léger" et possède l'énorme avantage d'être inversible (relation directe entre les sources de la machine et le champ rayonné de celle-ci). Il va donc être possible de l'utiliser pour développer un outil de diagnostic (approche inverse).

III.4. CONCLUSIONS

Dans ce chapitre, nous avons principalement présenté les méthodes de calcul du champ magnétique rayonné par les machines électriques. Nous avons ensuite appliqué ces méthodes à une machine synchrone fonctionnant à vide. Chaque méthode possède ses avantages et ses inconvénients.

La méthode des éléments finis est très générale et permet de modéliser une machine très précisément, si ce sont des grandeurs électromagnétiques classiques qui sont étudiées (flux, couple, courants. Néanmoins, en terme de calcul de champ rayonné, elle est limitée si on n'utilise pas une méthode de lissage (par exemple une méthode intégrale de volume). De plus, il est difficile de prendre en compte la géométrie 3D complète de la machine, ce qui rend l'introduction de défauts non aisée. C'est pour cette raison que nous avons développé un modèle éléments finis homogénéisé, capable de modéliser une machine avec défauts. Ce modèle homogénéisé permet de calculer précisément le champ rayonné en comparaison avec l'approche éléments finis classique. Il offre aussi la possibilité de prédire le comportement de la machine fonctionnant avec le défaut de court circuit. Par contre, ce modèle est encore difficile à mettre en œuvre et trop lourd pour être inversible.

Nous avons continué par l'étude des méthodes intégrales. Ce sont des méthodes pouvant être plus "légères" lorsque l'on accepte des simplifications de la machine et qui conduisent à une relation directe entre les sources et le champ rayonné. Elles sont aussi reconnues pour être relativement facilement inversibles.

La première méthode étudiée est celle des moments magnétiques avec aimantation uniforme par éléments. Nous avons modélisé la machine et calculé le champ rayonné par celle-ci. Nous avons remarqué que l'approche conduit à une mauvaise répartition des aimantations dans la machine et donc à un champ extérieur mal calculé. Nous avons dû abandonner cette méthode au profit d'une autre basée sur une écriture de l'aimantation en potentiel scalaire. Cette approche semble prometteuse, mais nous n'avons pas eu assez de temps pour la tester sur une machine complète.

La dernière méthode est basée sur l'approche intégrale de frontières. Un modèle de la machine est construit grâce à la connaissance du champ magnétique dans l'entrefer. Ce modèle nous donne des résultats très acceptables pour le calcul du champ rayonné de la machine. Il est de plus remarquablement "léger" et facilement inversible. Par contre, dans l'état, il ne nous permet pas de prendre en compte la non linéarité des matériaux. C'est ce modèle que nous allons inverser dans la partie suivante.

CHAPITRE IV. UNE APPROCHE DE DIAGNOSTIC DES MACHINES ELECTRIQUES PAR RESOLUTION D'UN PROBLEME INVERSE

IV.1. RESOLUTION DU PROBLEME INVERSE

IV.1.1. Introduction

Dans ce chapitre, nous présenterons une des principales originalités de nos travaux, à savoir l'utilisation de la résolution d'un problème inverse pour le diagnostic. Dans un premier temps, nous présenterons brièvement la théorie des problèmes inverses linéaires. Nous montrerons ensuite comment construire un problème inverse appliqué à notre problématique. Nous obtiendrons, en fait, une relation linéaire reliant les sources (le champ magnétique dans l'entrefer d'une machine électrique) et les mesures (le champ magnétique rayonné). La résolution d'un problème inverse demande a priori l'étude des méthodes d'inversion. Nous en présenterons quelques unes puis nous choisirons celle qui nous semblera la plus adaptée à notre problème. Enfin, nous résoudrons notre problème, c'est-à-dire que nous déterminerons le champ dans l'entrefer de la machine à partir de mesures de champ magnétique à l'extérieur ; champ dans l'entrefer que nous analyserons pour établir un diagnostic.

IV.1.2. Généralité sur la théorie des problèmes inverses

IV.1.2.a Généralités

La modélisation numérique permet de nos jours de donner globalement une description d'un système physique complexe. Il est souvent possible de prédire les résultats d'une mesure sur un système physique lorsqu'on en maîtrise tous les paramètres (géométrie, densités de sources, caractéristique des matériaux,...). Ce problème de prédiction (simulation d'une mesure) est appelé généralement résolution

du problème direct. Par exemple, nous avons présenté plusieurs types de résolution de problèmes directs dans le chapitre 3, basés sur plusieurs méthodes numériques (éléments finis, méthode des moments, intégrales de frontières). Il s'agissait ici, en fonction de la connaissance des sources (les courants), des matériaux et de la géométrie, de prédire les effets, à savoir le champ magnétique rayonné par la machine.

Par opposition, la résolution du problème inverse consiste en l'utilisation des résultats de quelques mesures pour reconstruire les valeurs des paramètres indéterminés qui caractérisent le système physique. On parle ici de recherche des causes à partir des effets. Cette approche paraît séduisante dans une optique de diagnostic où les effets seraient le champ rayonné par la machine et les causes, les défauts.

Bien sûr, nous n'avons pas la prétention ici de présenter la théorie mathématique complète des problèmes inverses. Notre but n'est que de donner une vision générale et pragmatique au lecteur afin qu'il comprenne mieux notre approche. Plus de détails et de précisions pourront être trouvés dans les références [Tikhonov, 1976] ou [Hansen, 1993].

Pour résoudre un problème inverse, il est nécessaire de trouver une relation reliant les causes aux effets. Cette relation peut s'écrire de la façon suivante:

$$a(x) = b \quad (IV.1)$$

où:

- **a** est la fonction contenant la physique du système étudié (relation de cause à effet sous forme de modèle mathématique),
- **x** représentent les paramètres à identifier (les sources, les grandeurs géométriques, les propriétés physiques des matériaux),
- enfin, **b** sont les mesures.

Sous certaines hypothèses, la relation suivante peut être linéarisée. On obtient alors l'écriture matricielle suivante:

$$A \cdot x = b \quad (IV.2)$$

où:

- **A** est une matrice et **x** et **b** sont des vecteurs.

La résolution du problème inverse consiste à retrouver **x** en connaissant **a** (ou **A**) et **b**. Il est à noter que la résolution de problèmes inverses linéaires est actuellement bien maîtrisée. Par contre, les problèmes inverses non linéaires sont beaucoup plus complexes à traiter. Dans le paragraphe suivant, nous nous intéresserons uniquement aux problèmes linéaires.

IV.1.2.b Les caractéristiques d'un problème inverse linéaire

Il n'est pas toujours facile d'obtenir une solution x satisfaisante. Ceci conduit à une difficulté supplémentaire par rapport à la résolution d'un problème direct. En effet, la solution d'un problème inverse n'est pas unique. On peut expliquer cette difficulté par le caractère mal posé des problèmes inverses. En effet, dans la grande majorité des cas, un problème direct est bien posé, alors que dans la plupart des cas un problème inverse est mal posé. Le caractère mal posé d'un problème inverse s'exprime par les deux caractéristiques suivantes:

- problème sous-déterminé: quand on dispose de moins d'informations issues de la mesure que d'inconnues à identifier, le système matriciel est sous dimensionné. La solution est alors naturellement non unique. Le problème est alors dit sous-déterminé.
- problème mal conditionné: les mesures sont souvent entachées d'une incertitude conséquente due à l'environnement. Dans ce sens, il n'y a également pas unicité de la solution puisque certaines d'entre elles vont donner exactement la même mesure (au bruit près). De plus, ces solutions admissibles peuvent être très différentes les unes des autres. Nous nous trouvons donc face à une caractéristique intrinsèque aux problèmes inverses : la très grande instabilité de leurs solutions vis-à-vis de petites imprécisions inhérentes aux mesures. Il est alors, là encore, très difficile de choisir une solution par rapport à une autre.

Il faut noter que l'écriture d'un problème inverse conduit dans la majorité des cas à un problème sous-déterminé puisque, par définition, les bruits de mesure, qui sont par nature indéterminés, sont des inconnues du problème. Si, de plus, le problème est mal conditionné, nous cumulons alors les deux difficultés, c'est-à-dire une grande instabilité vis-à-vis des bruits de mesures et une solution naturellement non unique. La solution d'un problème inverse dans la plupart des cas n'étant pas unique, il faut utiliser des techniques d'inversion robuste pour trouver une bonne solution, c'est-à-dire une solution ayant un sens physique.

Dans la littérature, il existe une multitude de méthodes adaptées à la résolution des problèmes inverses. Celles-ci peuvent être mathématiquement très complexes et nous ne présenterons dans ce document que les plus simples et les plus utilisées. Pour simplifier, il est généralement admis que la résolution d'un problème inverse linéaire doit se faire en trois étapes [Schmerber, 2006].

IV.1.2.b.1 Trouver une base optimale de description du problème

Cette base doit être légère et compacte et expliciter simplement le passage sources/mesures. Traditionnellement, pour la modélisation des milieux continus, le modèle intégral de frontières est souvent utilisé car il explicite naturellement cette relation. Le modèle éléments finis est, quant à lui, rarement utilisé puisque la relation est plus complexe. Notons de plus, que des propriétés d'orthogonalité de la base sont souvent recherchées. C'est pourquoi, par exemple, les modèles en harmoniques sphériques sont souvent utilisés pour les champs rayonnés.

IV.1.2.b.2 Rajouter des équations

La solution n'étant pas unique, le fait de rajouter des équations va contraindre un peu plus cette équation et de ce fait naturellement réduire la dimension de l'espace des solutions admissibles. Souvent, des équations liant les sources entres-elles peuvent être ajoutées. On peut également imposer un comportement statistique des sources, on parle alors d'approche bayésienne.

IV.1.2.b.3 Régulariser

Si les deux méthodes ci-dessus ont échoué. Il faut régulariser, c'est-à-dire imposer mathématiquement un comportement de la solution. On peut par exemple limiter la norme de la solution (régularisation à l'ordre 0) ou imposer une certaine régularité de la solution (ordre 1 ou même 2). La méthode la plus connue est celle de Tikhonov. Il est à noter que l'ajout de cette information a priori se fait par l'intermédiaire de coefficient dont le but est de pondérer la régularisation. Or le choix de la valeur de ces coefficients est toujours une difficulté.

Nous allons maintenant nous focaliser sur notre problème et voir dans quelle mesure les trois étapes précédentes peuvent lui être associées. En réalité, nous allons voir qu'une grande partie du chemin a déjà été parcouru avec le développement du modèle intégral reliant le champ dans l'entrefer au champ dans l'air à l'extérieur de la machine.

IV.1.3. Construction du modèle inverse

IV.1.3.a Présentation du modèle

Dans le chapitre précédent, nous avons vu que les flux de fuite étaient essentiellement dus aux bobinages et au flux circulant dans l'entrefer. De plus, nous avons vu que si l'inducteur est sous alimenté, nous pouvons raisonnablement utiliser l'hypothèse de linéarité du circuit magnétique. La relation liant les sources au champ à l'extérieur devient alors elle aussi linéaire. Avec cette hypothèse de linéarité, nous avons regroupé les sources sous une grandeur \mathbf{T} qui correspond à une distribution de

dipôles normaux localisés sur la surface équivalente de l'entrefer. Cette grandeur \mathbf{T} est représentative des courants au rotor et du flux dans l'entrefer, elle est donc largement représentative du fonctionnement de la machine, en particulier de la présence ou non de défaut dans le système.

Une fois la grandeur \mathbf{T} déterminée, il est possible grâce à une relation intégrale, de déterminer le champ à l'extérieur, en particulier sur des capteurs externes d'induction magnétique. Cette relation correspond au problème direct (voir chapitre 3). Dans la suite de ce paragraphe, nous allons inverser cette relation, à savoir à partir d'un ensemble discret de mesures externes, retrouver la distribution de dipôles normaux \mathbf{T} . Une fois la distribution identifiée, nous pourrons alors l'analyser. Toute distribution non conforme à celle attendue pourra alors être interprétée comme la signature d'un défaut. Il semble alors possible d'effectuer un diagnostic qui pourra:

- déterminer si la machine est saine ou non,
- localiser le défaut si nous associons cette mesure externe avec l'information position du rotor,
- quantifier l'importance du défaut si nous analysons la distribution \mathbf{T} finement.

Ces trois possibilités offriraient un outil de diagnostic proposant de réelles avancées par rapport aux outils existants qui à l'heure actuelle n'offrent que peu de possibilités quant à la localisation et la quantification.

IV.1.3.b Ecriture de la relation champ entrefer/champ rayonné

Nous allons maintenant exprimer la relation linéaire liant la distribution \mathbf{T} et le champ \mathbf{B}_{mes} mesuré sur les capteurs externes de façon plus explicite. Plaçons donc quelques capteurs à l'extérieur de la machine électrique comme dans la Fig. IV. 1.

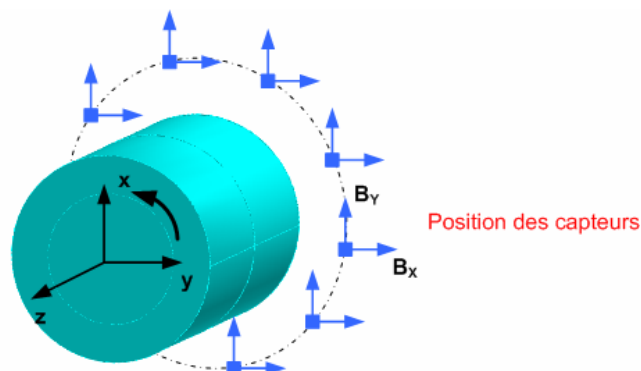


Fig. IV. 1 Positionnement des capteurs sur un cercle autour de la machine électrique pour la résolution du problème inverse.

Notons que la surface de l'entrefer et l'interface air-stator sont discrétisées surfaciquement. Les masses externes sont discrétisées volumiquement. Nous avons

donc une relation matricielle liant la distribution de dipôles \mathbf{T} , de charge q et d'aimantations \mathbf{M} au champ mesuré \mathbf{B}_{mes} (voir chapitre 3). Les équations (3.51) à (3.53) peuvent se traduire matriciellement de la façon suivante:

$$[A_T]T + [A_q]q + [A_M]M = B_{mes} \quad (IV.3)$$

Rappelons que:

- $[A_T]$ représente la matrice d'interaction des dipôles dans l'entrefer,
- q représente les charges localisées à l'interface air/stator discrétisée,
- $[A_q]$ représente la matrice d'interaction des charges,
- \mathbf{M} représente les aimantations des masses externes discrétisées,
- $[A_M]$ représente la matrice d'interaction des aimantations.

De plus, nous avons vu que des relations matricielles entre q , \mathbf{M} et \mathbf{T} existent. La première est issue de la collocation de la condition de passage du champ à l'interface air/stator.

$$[A_{q1}]q + [B]M = [A_{T1}]T \quad (IV.4)$$

La seconde est issue de la collocation de la loi constitutive des matériaux dans les masses externes.

$$[D]q + [C]M = [A_{T2}]T \quad (IV.5)$$

En combinant (IV.3), (IV.4) et (IV.5) nous obtenons, la matrice \mathbf{A} qui relie les sources \mathbf{T} au champ mesuré \mathbf{B}_{mes} .

$$[A]T = \{ [A_M][S_1]^{-1}[S_2] + [A_T] + [A_q][S_3] \} T = B_{mes} \quad (IV.6)$$

où:

$$[S_1] = \{ [C] - [D][A_{q1}]^{-1}[B] \}$$

$$[S_2] = \{ [A_{T2}] - [D][A_{q1}]^{-1}[A_{T1}] \}$$

$$[S_3] = [A]^{-1} \{ [A_{T1}] - [B][S_1]^{-1}[S_2] \}$$

Cette matrice \mathbf{A} présente $3k$ lignes, si k est le nombre de capteurs et si les mesures sont vectorielles (mesure en un point des trois composantes du champ), pour p colonnes, où p est le nombre d'éléments choisi pour représenter l'entrefer de la machine électrique. Evidemment, cette matrice n'a que peu de chances d'être carrée. Résoudre le problème inverse consiste en connaissant \mathbf{A} et \mathbf{B}_{mes} , à trouver \mathbf{T} . Il s'agit donc d'une résolution de système linéaire.

IV.1.4. Les méthodes de résolution des problèmes mal-posés

IV.1.4.a Généralités

Typiquement, le problème inverse présenté ci-dessus sera mal posé car sous dimensionné (le nombre de capteurs est souvent moins important que le nombre

d'inconnues représentant les dipôles normaux dans l'entrefer). De plus, les capteurs étant proches les uns des autres, le conditionnement de la matrice \mathbf{A} est mauvais. Nous sommes donc confrontés à la caractéristique intrinsèque des problèmes inverses, une solution non unique. Ce caractère mal posé se traduira par l'obtention de solutions généralement numériquement divergentes. Nous devons donc tester différentes approches de résolution du problème inverse pour trouver la méthode la plus adaptée à notre situation. Comme nous l'avons déjà indiqué, nous n'entrerons pas dans les détails (description mathématique ou démonstration) des méthodes d'inversion d'un problème mal posé. Nous nous concentrerons plutôt sur le choix des méthodes qui nous permettront de résoudre notre problème afin de conserver la mieux adaptée.

IV.1.4.b Les méthodes d'inversion "naïves"

IV.1.4.b.1 Les équations normales

Nous avons cherché des solutions \mathbf{T} du système inversible (IV.6) au sens de moindres carrés (c'est-à-dire qui minimise une norme 2 d'un écart). Il s'agit alors de minimiser la norme Euclidienne du résidu:

- Trouver une distribution de dipôles \mathbf{T} tel que $\|\mathbf{A}\mathbf{T} - \mathbf{B}_{\text{mes}}\|$ soit minimum

Il suffit alors de dériver son expression en fonction des inconnues du système pour obtenir des équations. Cette approche conduit au système carré suivant [Chadebec, 2001]:

$$(\mathbf{A}^T \mathbf{A}) \mathbf{T} = \mathbf{A}^T \mathbf{B}_{\text{mes}} \quad (\text{IV.7})$$

où \mathbf{A}^T est la transposée de la matrice \mathbf{A} . Ces équations sont appelées équations normales du système linéaire.

La résolution du système (IV.7) donne la solution \mathbf{T} (la matrice $\mathbf{A}^T \mathbf{A}$ étant carrée, le système possède autant d'équations que d'inconnues).

$$\mathbf{T} = (\mathbf{A}^T \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^T \mathbf{B}_{\text{mes}} \quad (\text{IV.8})$$

L'approche par les équations normales n'est généralement pas adaptée à notre problème inverse. En effet, la matrice \mathbf{A} est généralement mal conditionnée (son conditionnement est élevé), or, la matrice $\mathbf{A}^T \mathbf{A}$ est encore plus mal conditionnée (son conditionnement est le carré du conditionnement de la matrice initiale). Son inversion conduit donc très souvent à des solutions n'ayant aucun sens physique. Nous allons illustrer ce point par la suite.

Pour tester cette approche, nous avons utilisé les mesures obtenues par le modèle lui-même. L'induction \mathbf{B}_{mes} est alors calculée par le modèle surfacique se trouvant dans le chapitre 3. Notons aussi que les mesures sont parfaites (sans bruit ajouté). Pour montrer la difficulté de résolution de notre problème, nous allons donc effectuer un simple aller-retour, à savoir choisir une répartition de \mathbf{T} (correspondant

au cas sain), générer les mesures "numériquement" (en appliquant notre modèle direct), puis à partir de ces mesures, inverser notre modèle pour retrouver \mathbf{T} . On pourrait s'attendre à ce que la répartition identifiée soit la même que la répartition initiale.

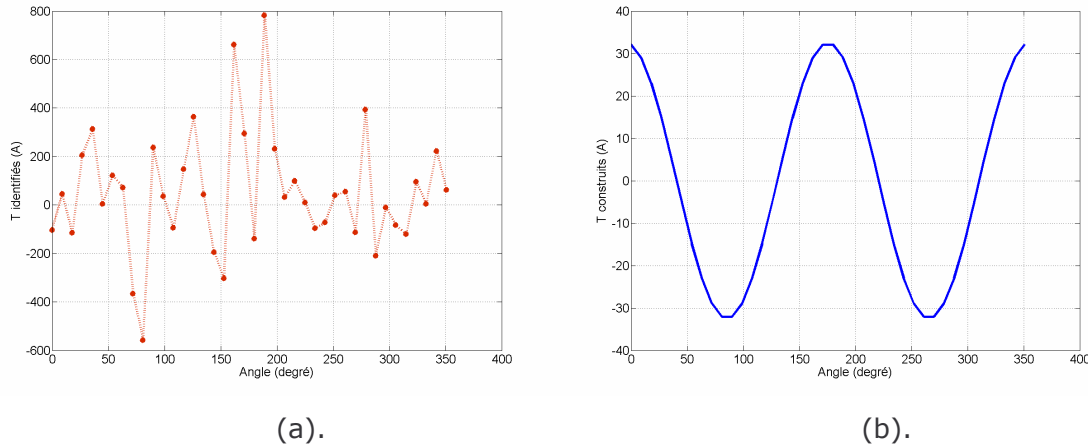


Fig. IV. 2 (a). Distribution de dipôles normaux (\mathbf{T} identifiés) obtenue par la résolution des équations normales; (b). Distribution de dipôles \mathbf{T} utilisée dans la construction des mesures "numériques"

Il est à noter que les caractéristiques de notre problème inverse sont les suivantes:

- nombre de dipôles normaux \mathbf{T} : 40
- nombre de charges q : 440
- nombre d'aimantations \mathbf{M} : 600
- nombre de mesures \mathbf{B}_{mes} : 12×2 (composantes Z ignorées)
- nombre d'équations : 24×40
- conditionnement de \mathbf{A} : 2.10^{17}

Après avoir résolu notre problème inverse par l'approche des équations normales, nous avons obtenu une distribution de dipôles normaux \mathbf{T} dans l'entrefer (voir la Fig. IV. 2). Cette dernière est alors comparée avec celle de modèle direct (revoir chapitre 3). Ces distributions devraient être les mêmes.

En comparant les résultats, nous obtenons une distribution identifiée \mathbf{T} très différente de celle attendue. Notre solution est en effet numériquement instable, c'est donc la démonstration que le problème est mal-posé. En fait on vient de vérifier simplement que sur un ordinateur standard (dont la précision relative est de l'ordre de 16 chiffres), avec un conditionnement de 2.10^{17} pour \mathbf{A} et donc de 4.10^{34} pour $\mathbf{A}^T\mathbf{A}$, il est impossible de résoudre correctement les équations normales!

IV.1.4.b.2 La décomposition en valeurs singulières

Il est en réalité préférable de résoudre directement le système (IV.6), même si la matrice qui lui est associée n'est pas carrée. La décomposition en valeurs

singulières (SVD pour "single value decomposition" en anglais) est un outil efficace de résolution des problèmes inverses. L'étape fondamentale dans la résolution d'un problème inverse est donc, avant toute tentative de résolution, d'effectuer une SVD de la matrice **A** afin d'avoir un regard critique sur le résultat [Chadebec, 2001].

Nous avons décomposé notre matrice **A** (comportant n lignes et p colonnes) en valeurs singulières. On supposera ici que la dimension n est supérieure ou égale à la dimension p. Nous obtenons:

$$A = U_{nn} W_{np} V_{pp}^T \quad (IV.9)$$

où:

- **U_{nn}** est une matrice orthogonale dont les p premières colonnes forment une base orthonormée de l'image de **A**.
- La matrice **W_{np}**, de dimension n×p, ne contient que les valeurs sur la diagonale que nous noterons w_i ($i \leq p$), les valeurs singulières de **A** et des zéros partout ailleurs. Elles sont positives ou nulles et classées dans l'ordre décroissant.
- **V_{pp}** est une matrice orthogonale dont les colonnes telles que $w_i \neq 0$ forment une base orthonormée de l'antécédent de **A** et les colonnes telles que $w_i = 0$ forment une base orthonormée du noyau de **A**.

L'intérêt de cette décomposition est que les matrices **U_{nn}** et **V_{pp}** sont orthogonales, leurs matrices inverses sont donc égales à leur transposée. On a donc:

$$U_{nn}^T U_{nn} = I_n \quad \text{et} \quad V_{pp}^T V_{pp} = I_p \quad (IV.10)$$

La matrice **A** est sous-dimensionnée. Les colonnes (p+1, ..., n) de la matrice **W_{np}** représentent alors une base orthonormée du noyau de **A**. La dimension du noyau de **A** est non nulle, toute combinaison linéaire des vecteurs de cette base est alors non observable, c'est-à-dire qu'elle n'a aucune répercussion sur la mesure. Il y a donc naturellement une infinité de solutions à notre système. Une solution particulière nommée "pseudo-solution" peut pourtant être dégagée. C'est la solution de norme minimale, parmi toutes les solutions possibles [Press, 1992]. La pseudo solution a alors pour expression:

$$T = V_{pp} W_{pn}^{-1} U_{nn}^T B_{mes} \quad (IV.11)$$

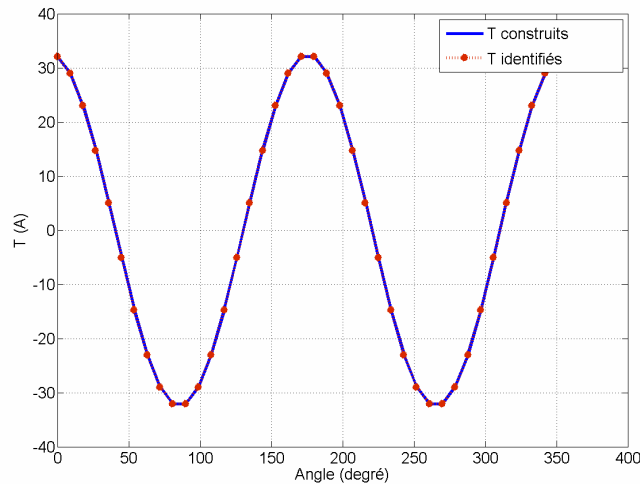


Fig. IV. 3 Comparaison entre T identifiés par l'approche SVD avec T construits

Il est donc toujours possible de trouver une solution pour \mathbf{T} , définie ci-dessus. En effet, les équations ne sont jamais strictement combinaisons linéaires les unes des autres. La plus petite valeur singulière ne sera jamais rigoureusement nulle (le zéro relatif étant égal à 10^{-16} sur un ordinateur usuel avec les procédures de calcul usuelles).

Testons cette approche sur le même problème inverse que celui sur lequel nous avons utilisé les équations normales. L'approche SVD nous permet d'obtenir un bon résultat (\mathbf{T} identifiés). On peut dire qu'il est parfaitement cohérent avec les \mathbf{T} utilisés pour construire les mesures.

Ce résultat est encourageant, mais il est idéalisé puisqu'il ne tient pas compte des incertitudes liées aux mesures réelles. Pour cette raison nous avons introduit artificiellement du bruit (5% de la signature de la mesure \mathbf{B}_{mes}) dans la mesure numérique. Cette fois, nous obtenons alors une solution pour \mathbf{T} non physique (voir la Fig. IV. 4).

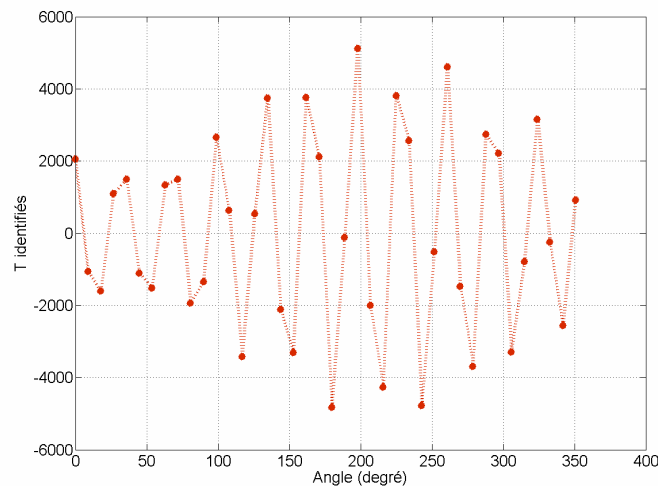


Fig. IV. 4 T identifiés par l'approche SVD avec 5% de bruit ajouté dans les mesures

En présence d'une mesure bruitée, nous sommes donc dans l'incapacité d'inverser notre problème par l'approche SVD! La stratégie habituelle pour contourner cette difficulté est de régulariser.

IV.1.4.c Les méthodes basées sur la régularisation

Nous devons maintenant définir des critères de choix pour extraire la solution de notre modèle inverse la plus satisfaisante. Comme indiqué dans la partie précédente, les techniques qui permettent le choix d'une solution d'un problème inverse sont appelées "techniques de régularisation". Elles font appel à des outils mathématiques qui peuvent être complexes. Le but de toutes ces théories est de permettre de "résoudre un problème mal posé". Les techniques de régularisation sont nombreuses et très diversifiées. Dans ce paragraphe, nous considérons deux grandes familles. Celles-ci sont généralement suffisantes pour résoudre les problèmes les plus "simples".

IV.1.4.c.1 La troncature du spectre

Si la matrice **A** possède un conditionnement élevé (présence d'équations quasiment linéairement dépendantes), les bruits de mesures conduisent à une solution numériquement instable (voir la Fig. IV. 4). Or, le conditionnement d'une matrice est par définition le rapport entre sa plus grande et sa plus petite valeur singulière. L'idée de la troncature du spectre consiste à améliorer artificiellement le conditionnement de **A** en éliminant les valeurs singulières "trop petites". Les équations quasiment linéairement dépendantes sont donc supprimées délibérément.

En pratique, une troncature du spectre de la SVD consiste à annuler des valeurs singulières trop petites. Supposons qu'une matrice possède p valeurs singulières (dans l'ordre décroissant w_1, \dots, w_p ; w_p étant la plus petite). Nous fixons un seuil de tolérance en dessous duquel ces valeurs seront annulées. Ce seuil peut être, par exemple, toutes les valeurs inférieures à w_m . La solution de notre système devient alors:

$$T = V_{pp} W_{\text{tronquée}}^{-1} U_{nn}^T B_{\text{mes}} \quad (\text{IV.12})$$

La solution obtenue après troncature est une moins bonne solution du système d'équations que la solution sans troncature (le résidu est plus important). En particulier, le champ reconstruit "colle" légèrement moins bien aux mesures. Nous avons en fait augmenté l'espace de solutions possibles en sous-déterminant artificiellement le système. Pourtant, il y a un effet bénéfique à cette opération puisque la solution devient moins oscillante et de norme plus "raisonnable". Notons que le seuil de tolérance (la valeur w_m) peut être choisi plus ou moins empiriquement. On peut en particulier utiliser la méthode "courbe en L" qui sera présentée plus loin dans ce chapitre.

Expérimentons cette approche de troncature du spectre sur notre problème inverse. Les mesures sont attachées de 5% de bruit dans la signature \mathbf{B}_{mes} obtenues par le modèle direct. En tronquant les valeurs singulières inférieures à la valeur 7.50^{-8} , nous avons trouvé un résultat cohérent avec la distribution de dipôles \mathbf{T} construits par modèle direct (voir la Fig. IV. 5). A titre d'information, nous avons représenté sur la figure 4.6, le spectre de la matrice \mathbf{A} . Sa plus grande valeur propre est de l'ordre de 10^{-6} alors que sa plus petite vaut environ 10^{-10} . Le conditionnement est approximativement $10^{-6}/10^{-10}=10^4$. Le conditionnement de la matrice modifiée devient $10^{-6}/7.5^{-8}=13$.

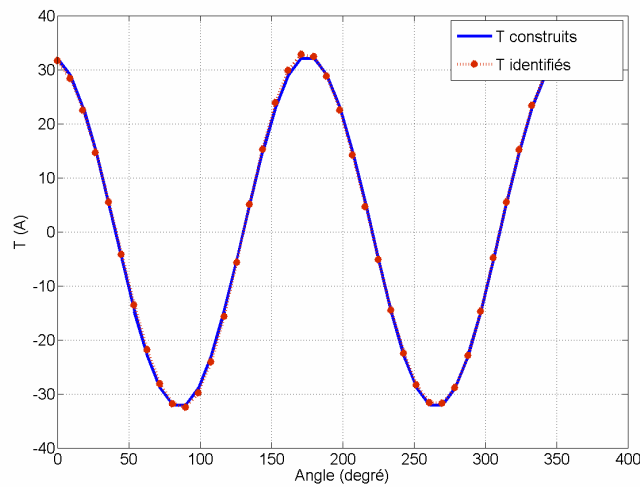


Fig. IV. 5 Comparaison entre T identifiés par la troncature du spectre avec T construits

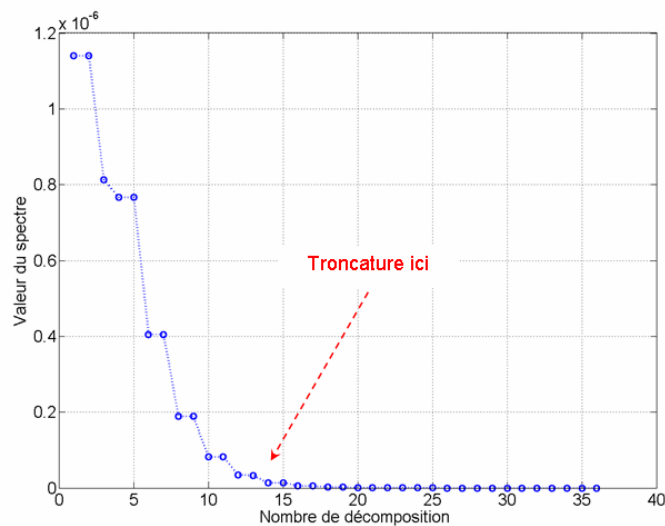


Fig. IV. 6 Décomposition en valeurs singulières de la matrice A

Les mesures sont maintenant simulées sous Flux (logiciel Flux2D ou Flux3D). Le spectre de la matrice est tronqué à une valeur donnée. Remarquons que le résultat obtenu est proche de la valeur recherchée même s'il subsiste une légère différence

(voir la Fig. IV. 7) qui pourrait être due aux imprécisions de notre modèle intégral (voir chapitre 3).

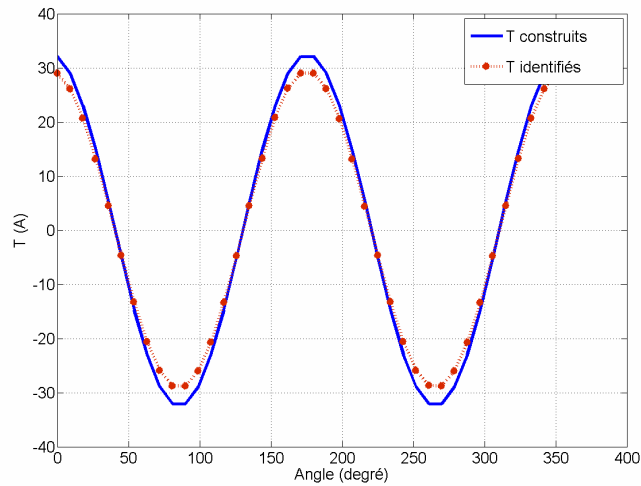


Fig. IV. 7 Mesures obtenues par Flux - T identifiés par la troncature du spectre en comparaison avec T construits

Nous avons donc réussi à inverser notre problème dans des conditions acceptables en mettant en œuvre une troncature du spectre de la SVD. Mathématiquement, il est admis que cette troncature minimise la norme de la solution. Un point reste pourtant en suspens, le choix du niveau de troncature. En effet, plus celui-ci est élevé, plus la solution aura une norme faible. Nous avons donc trouvé la valeur optimale du coefficient par une approche du type "essai-erreur" (grandement facilitée par le fait que nous connaissions déjà la solution). Nous allons voir qu'une autre technique de régularisation peut être légèrement moins empirique.

IV.1.4.c.2 Technique de régularisation de Tikhonov

Une autre solution très classique consiste à utiliser un procédé de régularisation de Tikhonov [Tikhonov, 1976] pour éviter les divergences numériques. Cette approche permet à la fois de résoudre les problèmes inverses linéaires mal posés et de stabiliser les solutions obtenues. On reste toujours dans la problématique du choix: parmi les solutions qui correspondent aux mesures (avec une incertitude donnée), comment choisir celle qui correspond le mieux à notre problème. Ce choix va s'effectuer par l'ajout d'information a priori.

Choix d'un opérateur régularisant

Nous allons définir un opérateur régularisant \mathbf{L} qui va contenir l'information a priori que nous voulons ajouter. Nous allons résoudre le nouveau problème qui consiste à :

- Trouver \mathbf{T} tel que $\|\mathbf{AT} - \mathbf{B}_{\text{mes}}\| + \alpha \|\mathbf{LT}\|$ soit minimum

où:

- \mathbf{L} est une matrice carrée appelée opérateur régularisant
- α est le paramètre de régularisation.

La technique d'inversion de Tikhonov a un nombre considérable de déclinaisons. La plus simple, d'ordre 0, minimise la norme de la solution et se rapproche de la troncature de la SVD. Cette régularisation possède l'énorme avantage, par rapport aux ordres supérieurs, d'être indépendante de la géométrie.

\mathbf{L} dépend évidemment du type d'information que l'on désire ajouter. Si par exemple, on souhaite que la solution soit de norme minimum, on choisira \mathbf{L} égale à la matrice identité (régularisation d'ordre 0), ce qui nous conduira à résoudre le problème :

- Trouver \mathbf{T} tel que $\|\mathbf{AT} - \mathbf{B}_{\text{mes}}\| + \alpha\|\mathbf{T}\|$ soit minimum

Les régularisations d'ordres supérieurs (l'utilisation des opérateurs régularisant d'ordre 1 ou 2) conduisent généralement à des solutions plus acceptables par rapport à l'ordre 0 qui elle tend à "tasser la solution". Le choix de l'opérateur de régularisation est fondamental et, en particulier, doit être non singulier. L'ajout d'information mal conditionnée contribuerait, en effet, à dégrader le problème, plus qu'à l'améliorer. Une fois l'opérateur choisi, la résolution des équations normales nous donne la solution du problème:

$$\mathbf{T} = (\mathbf{A}^T \mathbf{A} + \alpha \mathbf{L}^T \mathbf{L})^{-1} \mathbf{A}^T \mathbf{B}_{\text{mes}} \quad (\text{IV.13})$$

Il est en fait possible de résoudre directement le système en réalisant une décomposition en valeurs singulières de \mathbf{A} et \mathbf{L} simultanément, ce qui permet de s'affranchir du mauvais conditionnement de $\mathbf{A}^T \mathbf{A}$. Cette décomposition se nomme décomposition en valeurs singulières généralisée. On pourra trouver dans la référence [Hansen, 1998] toutes les informations utiles à son propos.

Le choix du coefficient de régularisation

Une autre difficulté de ces techniques de régularisation est le choix du coefficient α . Il doit être petit par rapport à l'unité puisque le système à résoudre est en priorité le système des "mesures" $\mathbf{AT} = \mathbf{B}_{\text{mes}}$. Il existe plusieurs écoles sur le choix de ce paramètre et des techniques associées. Nous avons choisi une méthode qui possède l'avantage d'être simple et pragmatique. Il s'agit de la méthode de la "courbe en L" [Hansen, 1993].

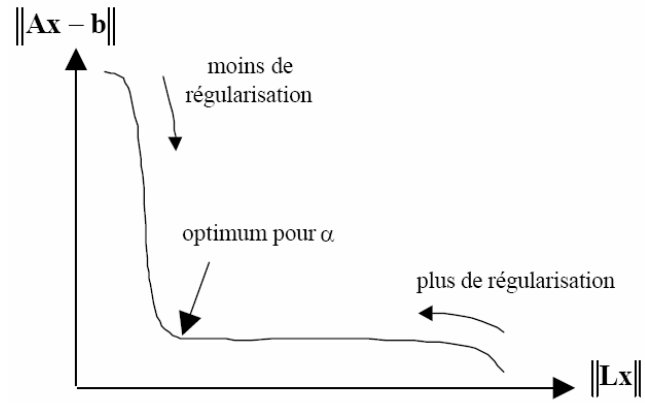


Fig. IV. 8 La technique de la L-curve

Le système à privilégier est donc $AT = B_{mes}$. Si α est très petit, le résidu de $AT - B_{mes}$ est petit alors que la norme de LT est importante (les solutions divergent, elles sont pratiquement équivalentes à une simple résolution par les moindres carrés). Si α est très grand, la norme de $AT - B_{mes}$ croît (les mesures ne sont plus respectées) et nous nous rapprochons de la solution du système $LT = 0$. Pour optimiser le paramètre α , on trace la courbe norme du résidu $AT - B_{mes}$ en fonction de la norme de LT . Cette courbe présente une forme de L (L-curve en anglais). Le paramètre idéal se situe au niveau du coude juste avant que la croissance de la norme de $AT - B_{mes}$ ne commence à s'amorcer de façon significative, c'est-à-dire lorsque que le modèle commence à ne plus correspondre aux mesures (Fig. IV. 8).

Après avoir résolu notre problème par technique de régularisation de Tikhonov avec un coefficient α bien choisi par la technique de la L-curve, nous avons obtenu un résultat similaire à celui obtenu par troncature du spectre. Remarquons que dans ce cas, le choix de coefficient de régularisation n'est plus réalisé de façon empirique (Fig. IV. 9).

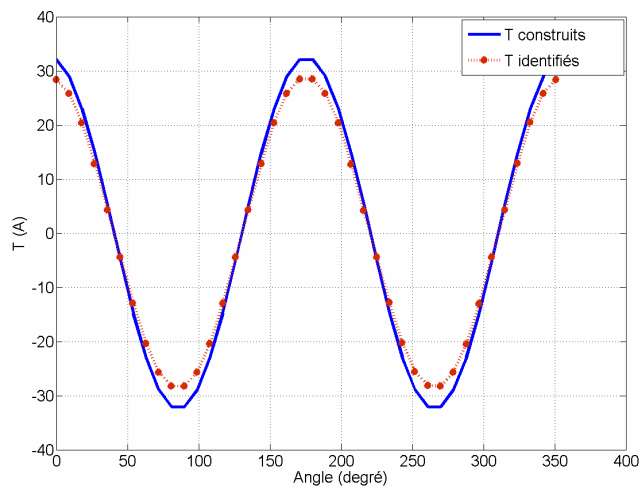


Fig. IV. 9 Mesures obtenues par Flux - T identifiés par technique de régularisation de Tikhonov en comparaison avec T construits

Pour conclure, l'approche de régularisation est performante et bien adaptée à notre problème inverse. Pourtant, nous avons préféré utiliser une solution plus subtile qui consiste à utiliser une base optimale (c'est-à-dire orthogonale) pour la description de \mathbf{T} . Cette stratégie est, elle aussi, largement utilisée comme méthode de résolution des problèmes inverse et conduit généralement à des matrices \mathbf{A} bien conditionnées et donc à une inversion robuste. En plus, nous allons voir que de cette manière, nous pouvons réduire considérablement le nombre d'inconnues.

IV.1.4.c.3 Amélioration de la base

Nous allons établir une base orthogonale pour la distribution de dipôles normaux \mathbf{T} dans l'entrefer. Le champ dans l'entrefer, et donc la distribution \mathbf{T} , peut être décrite par une décomposition harmonique spatio-temporelle suivant la formule:

$$T(\theta, t) = \langle T \rangle + \sum_{i=1}^p T_i \cos(i\theta - \omega_i t) \quad (IV.14)$$

où $\langle T \rangle$ représente la valeur moyenne de \mathbf{T} . En théorie, p doit être infini mais on peut tronquer la série tout en gardant une précision acceptable (dans l'exemple suivant p sera pris égal à 4). Cette base possède évidemment un lien avec la théorie des séries de Fourier. Elle possède donc l'intérêt d'être orthogonale sur la surface de l'entrefer. Il n'est donc pas abusif de penser qu'elle présentera également des propriétés d'orthogonalité dans l'espace des champs rayonnés.

Considérons les bases de \mathbf{T} correspondant à ($i=1, 2, 3, 4$). Nous considérons que la machine ne tourne pas et nous nous plaçons à un instant t fixé. Nous appliquons p fois le système (IV.6) et nous obtenons ainsi p vecteurs intervenant dans la décomposition du champ rayonné. Considérons maintenant la base $\langle T \rangle$, celle-ci représente une distribution de dipôles uniforme dans l'entrefer. Si nous nous reportons au chapitre 3, il est aisé de voir que le champ créé par cette base correspond à celui créé par deux boucles localisées aux têtes de bobines et parcourues par des courants de sens opposés. Cette base représente donc une rupture d'anti-périodicité au niveau des têtes de bobines.

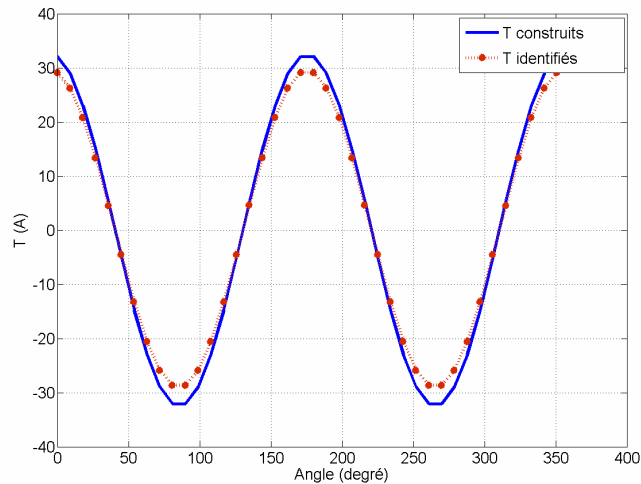


Fig. IV. 10 Mesures obtenues par Flux - T identifiés avec base optimale

Supposons maintenant que nous effectuons nos mesures sur notre réseau de capteurs. Nous obtenons 3k informations qui correspondent à la dimension du vecteur \mathbf{B}_{mes} (les capteurs sont tri-axes). Nous avons alors $(p+1)$ inconnues à déterminer (les valeurs de T_i et $\langle T \rangle$). Nous pouvons donc écrire notre système linéaire reliant ces coefficients à \mathbf{B}_{mes} . Le système est bien conditionné puisque la base est optimale, il suffit alors de le résoudre par une pseudo inversion basée sur la décomposition en valeurs singulières (SVD) que nous avons présentée dans la partie précédente. La résolution de notre problème inverse est terminée. Notons que cette fois ci, nous n'avons que 5 inconnues à déterminer ce qui est un gain considérable par rapport aux approches précédentes. Une fois le système résolu, nous pouvons reconstruire la répartition de \mathbf{T} .

Il est à noter que le conditionnement de ce système, égal à 7.5, est très bon.

La Fig. IV. 10 montre que l'approche par amélioration de la base donne elle aussi un bon résultat, en comparaison avec les méthodes de régularisation, mais cette fois sans choix de paramètre régularisant.

IV.1.5. Conclusions

Dans cette partie, nous avons présenté la théorie des problèmes inverses et l'avons appliquée à notre modèle. Nous avons vu que nous pouvons à partir de 12 capteurs répartis autour de la machine, retrouver les 5 coefficients qui permettent d'identifier la valeur moyenne de \mathbf{T} et ses quatre premiers harmoniques. L'inversion est possible sans régularisation car une base optimale a été déterminée. Cette approche allège considérablement le processus d'inversion et est très robuste, elle semble donc très intéressante lorsque nous serons confrontés à des mesures réelles.

Nous allons maintenant appliquer cette approche pour le diagnostic d'une machine électrique. Dans un premier temps, l'étude va être numérique et les mesures seront obtenues à partir de la modélisation éléments finis (logiciel Flux).

IV.2. DIAGNOSTIC DE DEFAUTS DES MACHINES ELECTRIQUES

IV.2.1. Introduction

Dans cette partie, nous présentons la technique de diagnostic de défauts à partir de l'approche inverse développée dans les parties précédentes. Nous testons cette technique sur notre maquette de machine synchrone (voir chapitre 2 et 3). Dans ce chapitre, nous l'étudions à nouveau dans une configuration simple, à savoir en alternateur fonctionnant à vide. Dans un premier temps, nous montrerons que notre approche permet de discriminer les défauts, puis nous montrerons qu'elle peut également permettre de les localiser et de les quantifier.

Pour chacun des défauts envisagés, la méthodologie employée est la suivante :

- Dans un premier temps, le problème direct est résolu en modélisant notre machine avec défaut par la méthode des éléments finis (voir les chapitres 2 et 3). Ce calcul permet d'évaluer le champ magnétique mesuré \mathbf{B}_{mes} par les capteurs localisés à l'extérieur de la machine.
- A partir de ces mesures "virtuelles" obtenues \mathbf{B}_{mes} , nous inversons le système (IV.6) grâce à l'approche harmonique définie précédemment. Cela nous permettra d'obtenir la répartition de dipôles \mathbf{T} représentative du champ dans l'entrefer correspondant au fonctionnement de la machine.
- Il nous sera ensuite possible d'analyser cette distribution et ainsi d'effectuer un diagnostic.

IV.2.2. Détection et discrimination du défaut

Ce paragraphe vise à démontrer la pertinence de notre approche pour discriminer plusieurs types de défauts. Conformément à l'approche expérimentale qui sera présentée dans le chapitre 5, deux modes défailants sont étudiés. Le premier est un court-circuit partiel d'un des pôles du rotor (18 spires sur 162 au total), le deuxième est une excentricité dynamique (0.4 mm sur 4 mm de l'entrefer).

Dans cette partie, les mesures sont générées par un modèle 2D éléments finis (Flux2D). L'utilisation d'un modèle 2D s'explique par le fait qu'il est difficile de

modéliser une excentricité dynamique en 3D même avec un modèle homogénéisé (voir chapitre 3).

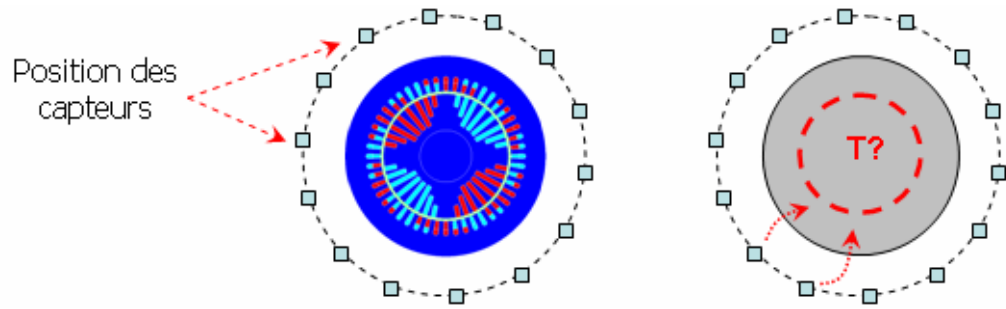


Fig. IV. 11 Mesures obtenues par Flux2D - \mathbf{T} identifiés avec base optimale

Les champs sont calculés sur un réseau de capteurs placés autour de la machine (voir la Fig. IV. 11). Il est à noter que des essais concluants ont également été obtenus avec des réseaux comportant moins de sondes. Après écriture du système (IV.6) et résolution, nous obtenons trois répartitions de \mathbf{T} identifiés correspondant aux trois cas. Les coefficients obtenus sont représentés sur la figure 4.12. Pour compléter les résultats, nous présentons également la décomposition de l'induction dans l'entrefer obtenue pour chaque modélisation. Notons que les deux distributions (\mathbf{T} et induction \mathbf{B}) possèdent bien des comportements harmoniques très similaires.

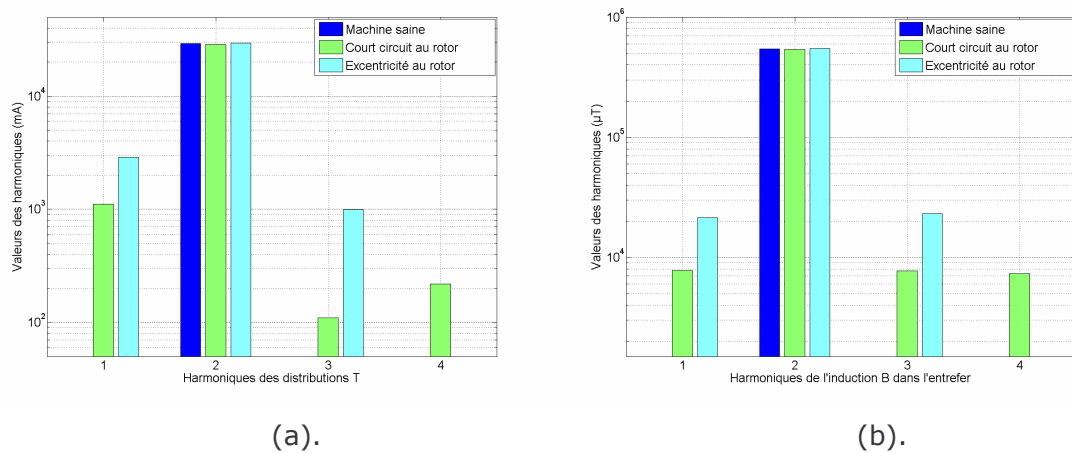


Fig. IV. 12 (a). Décomposition spatiale de la distribution de dipôles \mathbf{T} dans l'entrefer pour les 3 cas (sain - court-circuit au rotor - excentricité dynamique); (b). Le flux dans l'entrefer

Sur la figure Fig. IV. 12 (a), pour le cas sain, seulement une raie spatiale (harmonique $p=2$) apparaît. Elle correspond aux 2 paires de pôles parfaitement symétriques. Pour l'excentricité dynamique, deux nouvelles raies apparaissent ($p=1$ et $p=3$) de part en d'autre de la raie représentant la machine saine. Ces deux raies sont directement liées à l'équation présentée dans le chapitre 3 et peuvent être interprétées comme une modulation. Enfin, pour le court-circuit, une nouvelle raie, non présente dans les autres cas, apparaît ($p=4$).

Il est donc clair que notre méthode peut permettre de discriminer plusieurs types de défaut. En effet, en analysant le contenu harmonique de \mathbf{T} , il est possible

d'effectuer un diagnostic. En soit, ce résultat n'est pas une nouveauté puisque nous avons déjà vu que la discrimination était possible par une analyse temporelle (et non pas spatiale) sur un capteur. Le gain n'est donc pas ici réellement significatif puisque nous avons ajouté des capteurs. Par contre, nous allons voir que le fait de rajouter des capteurs peut nous permettre d'effectuer un diagnostic plus fin.

IV.2.3. Vers une technique de localisation du défaut

Supposons que nous disposions d'un capteur de position du rotor. Ce type de capteur est couramment utilisé dans la commande des machines électriques, il est donc facile à installer sur une machine électrique tournante. Il suffit alors à un instant donné d'inverser notre système pour retrouver \mathbf{T} et de recalibrer la distribution par rapport à la position rotor. En comparant avec la distribution \mathbf{T} saine, nous disposons alors d'un système permettant de localiser la défaillance au rotor. Cet apport est non négligeable car il permet ainsi d'optimiser la maintenance en réduisant considérablement l'espace de recherche des courts-circuits par exemple. Nous allons voir que nous pouvons faire mieux encore, à savoir donner une idée assez précise quant à l'importance du défaut.

IV.2.4. Quantification d'un défaut de court circuit des spires au rotor

Comme nous l'avons montré précédemment, il existe une composante continue dans la description de la distribution de dipôles \mathbf{T} . Cette composante correspond à la valeur moyenne de \mathbf{T} . Elle a pour cause la perte de symétrie des bobines. Si nous voulons quantifier l'importance d'un court-circuit, il semble donc intéressant de porter notre analyse sur cette grandeur.

Nous avons cependant constaté que la répartition de dipôles \mathbf{T} , identifiés en 2D et correspondant au cas de court circuit de spires ci-dessus, ne contient aucune composante continue dans sa signature. Un défaut de court-circuit ne peut pas être totalement identifié avec la mesure obtenue par un modèle direct 2D ! L'explication est simple. Dans un modèle direct en 2D, les capteurs "virtuels" ne voient pas le champ créé par la composante continue de dipôles \mathbf{T} dans l'entrefer. Un modèle 3D, lui, permet de prendre en compte l'effet des têtes des bobines de la machine, effet qui sera vu par les capteurs (voir la Fig. IV. 13).

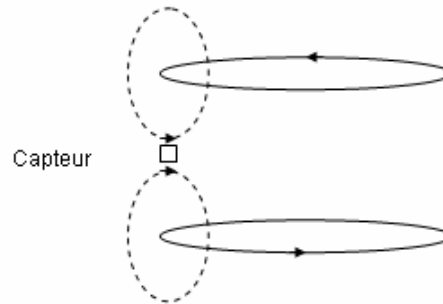


Fig. IV. 13 L'effet des têtes des bobines

C'est parce qu'il faut modéliser le problème direct en 3D que nous n'avons étudié dans la partie suivante qu'un seul défaut : le court-circuit au rotor. L'étude va montrer qu'il est possible de quantifier les défauts de court circuit au rotor apparus dans une machine électrique.

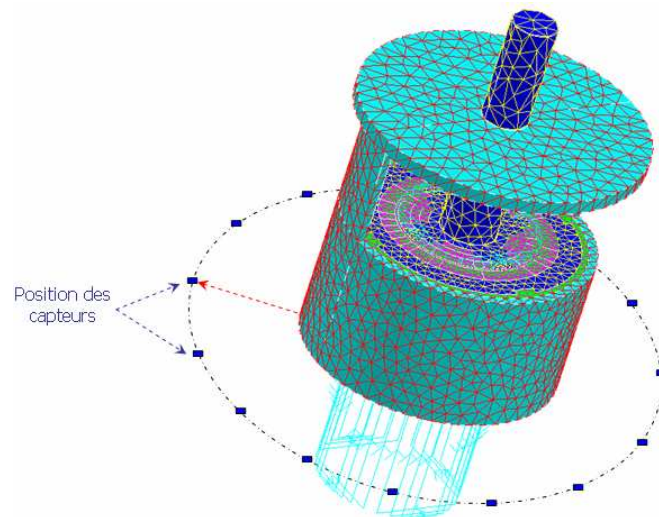


Fig. IV. 14 Modèle éléments finis, créé pour générer les mesures

Nous nous intéressons maintenant au cas où la machine présente un court-circuit au rotor (18 spires sur 162 sur un pôle, soit à peu près 10% d'ampères-tours en moins). Notons aussi que la machine fonctionne à vide avec la valeur de courant d'excitation 18A et la linéarité des matériaux. Les mesures sont générées par un modèle éléments finis 3D homogénéisé (voir chapitre 3). Un réseau de 12 capteurs triaxiaux est utilisé sur un cercle autour de la machine (voir la Fig. IV. 14). Nous obtenons après inversion une répartition dipolaire identifiée. Celle-ci peut être aisément comparée à celle obtenue directement lors de la modélisation éléments finis. La figure Fig. IV. 15 (b) présente la différence entre les dipôles de la machine saine et ceux de la machine fonctionnant avec un court-circuit de 10% sur un pôle car la représentation des distributions seules de la figure Fig. IV. 15 (a) ne permet pas vraiment de conclure.

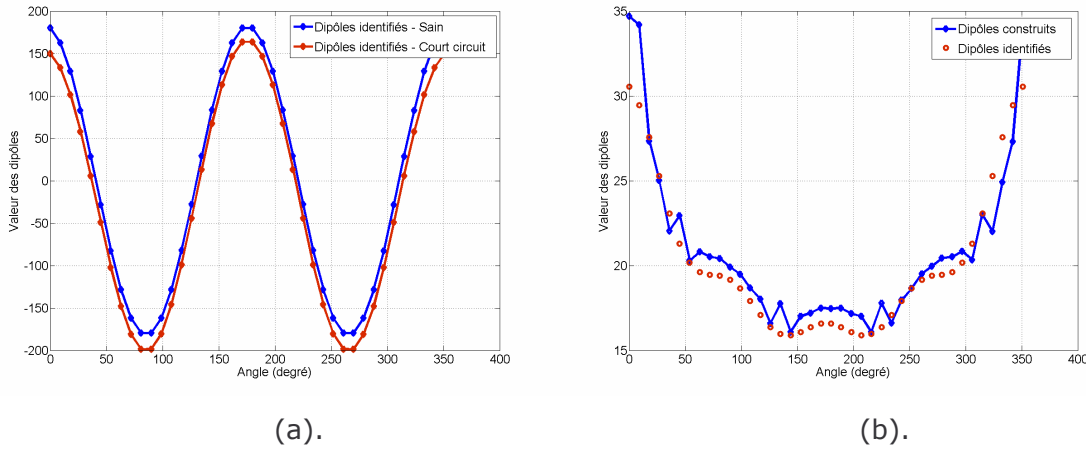


Fig. IV. 15 (a). Les distributions de dipôles identifiés correspondant aux fonctionnements sain ou avec court circuit; (b). Comparaison entre la distribution calculée directement par la méthode des éléments finis et celle obtenue par identification (résolution de (4.6)) à partir des mesures du champ magnétique externe. Les courbes présentées sont la signature du défaut ($T_{sain}-T_{défaut}$)

Si nous analysons les courbes obtenues en Fig. IV. 15 (b), nous remarquons une bonne adéquation entre la courbe recherchée et la courbe identifiée par résolution du problème inverse. La courbe identifiée est la grandeur $T_{sain}-T_{défaut}$. Cette courbe est riche en information concernant le défaut et peut, comme nous allons le voir, permettre de quantifier son importance.

Revenons à la définition de T . Cette grandeur est la somme de T_0 qui représente le nombre d'Ampères-tours des bobinages et de T_{mat} qui représente le flux circulant dans l'entrefer. Le flux dans l'entrefer étant conservatif, l'intégrale de T_{mat} sur la surface est par définition nulle. L'intégrale de T est donc égale à l'intégrale de T_0 sur cette surface. Considérons maintenant les bobinages du rotor. Remarquons que si le rotor de la machine n'a pas de défaut, les Ampères-tours s'équilibrent parfaitement. L'intégrale de T_0 est donc nulle. Par contre, si un court-circuit apparaît, celui-ci crée une dissymétrie de T_0 et l'intégrale de cette grandeur sur la surface de l'entrefer est alors égale au nombre d'ampères-tours manquants multiplié par la surface de la boucle manquante.

Si nous reprenons maintenant l'équation (IV.14) et que nous prenons son intégrale sur la surface de l'entrefer, nous constatons que les intégrales des termes sous le signe somme sont nulles. Il reste donc l'intégrale du terme $\langle T \rangle$. Nous obtenons donc:

$$S_{défaut} \times n_{court_circuit} I_{rotor} = S_{entrefer} \times \langle T \rangle \tag{ IV.15 }$$

où $n_{court_circuit}$ est le nombre d'ampères-tours manquants.

Le paramètre $\langle T \rangle$ est identifié grâce à notre méthode. Nous pouvons donc quantifier l'importance du produit. En particulier, pour notre machine nous obtenons :

$$S_{entrefer} \times \langle T \rangle = 2.51 \text{ A.m}^2$$

En fait, la signature a été générée par un déficit de 324 Ampères-tours dans une boucle qui présente un angle de 22°. Nous obtenons ainsi :

$$S_{\text{défaut}} \times n_{\text{court_circuit}} I_{\text{rotor}} = 2.67 \text{ A.m}^2$$

Ces deux résultats présentent une très bonne concordance compte tenu du nombre d'approximations réalisées pour les obtenir. Ils démontrent d'une façon claire la pertinence de la méthode pour la quantification du défaut. Il est à noter que c'est le produit Ampères-tours par la surface de la boucle correspondante qui est identifié. En particulier, la méthode ne peut actuellement pas discriminer une boucle d'une surface donnée parcourue par un courant I d'une autre boucle de surface deux fois moins importante parcourue par un courant $2I$. Cette discrimination doit être possible en analysant la forme de la courbe sur la Fig. IV. 15 (b). Cette analyse pourrait être effectuée lors de travaux ultérieurs.

IV.2.5. Conclusions

Dans cette partie, une méthodologie de diagnostic de défauts d'une machine électrique basée sur l'approche inverse, est développée. Elle nous permet de détecter, discriminer, localiser voire quantifier le défaut apparu dans la machine.

Nous avons testé notre modèle inverse sur deux types de défaut : court circuit au rotor et excentricité dynamique. Les mesures ont été tout d'abord obtenues par un modèle direct 2D (Flux2D). Après avoir inversé le modèle, les répartitions des \mathbf{T} identifiés nous permettent de détecter et discriminer les deux défauts étudiés grâce aux données dans le chapitre 2. Néanmoins, les mesures 2D ne nous permettent pas de quantifier l'importance du défaut.

Un seul exemple de quantification de défaut est présenté, il s'agit d'un court circuit des spires au rotor. Les mesures doivent alors être simulées en 3D ainsi que le modèle inversé, nous avons donc utilisé le modèle homogénéisé développé dans le chapitre 3. Nous avons bien quantifié le nombre de spires en court circuit avec cette approche. Notons que cette approche d'inversion du modèle 3D peut-être généralisée à d'autre type de défauts même si la simulation 3D des mesures par éléments finis est parfois problématique (excentricité).

IV.3. CONCLUSIONS

Dans ce chapitre, nous nous sommes concentrés sur le développement d'une approche originale pour le diagnostic de défauts des machines électriques à partir de la mesure du champ magnétique rayonné par celle-ci. Cette approche propose une

méthodologie qui semble performante et prometteuse. Elle est essentiellement basée sur la théorie des problèmes inverses.

Dans un premier temps, nous avons présenté brièvement la théorie des problèmes inverses puis mis en exergue leur caractère mal posé et les difficultés de leur résolution. Pour améliorer le procédé d'identification, nous avons proposé une base harmonique pour \mathbf{T} . Cette base simplifie considérablement le problème rendant les approches par régularisation inutile.

Nous avons ensuite testé l'approche inverse en 2D puis en 3D. Une méthodologie de diagnostic a été proposée permettant la détection, la discrimination, la localisation et la quantification des défauts. Evidemment, l'étude que nous présentons est numérique. En particulier, les champs magnétiques obtenus sur les capteurs ont été calculés par modèle (éléments finis 2D ou 3D). Ceci ne démontre donc pas entièrement la faisabilité du diagnostic par cette méthode. Nous allons instrumenter la maquette de machine synchrone présente dans notre laboratoire avec des capteurs de champ magnétique pour valider rigoureusement notre approche. Les premiers résultats seront présentés dans le chapitre suivant.

CHAPITRE V. VALIDATION EXPERIMENTALE

V.1. INTRODUCTION

Ce chapitre présente les premières validations expérimentales que nous avons effectuées en vue de la validation des développements théoriques obtenus dans les chapitres précédents.

Dans un premier temps, nous décrivons notre démonstrateur. Il comprend la machine électrique que nous avons étudiée et le système de mesure qui lui a été associé.

Une fois le démonstrateur présenté, les premiers essais sur la machine sont proposés. Cette étape commence par l'analyse du système sain (la machine sans défaut), afin d'obtenir sa signature fréquentielle. Nous montrerons que les modélisations présentent une bonne adéquation avec la mesure.

Ensuite des défauts sont créés sur la machine. Deux types de défauts sont réalisés: une excentricité statique du rotor par rapport au stator et un court-circuit d'un enroulement rotorique (des spires et d'un pôle total). De nouvelles signatures fréquentielles sont obtenues et comparées à celles du système sain. Les premières briques d'une base de donnée des signatures de défauts seront ainsi posées.

V.2. PRESENTATION DU BANC D'ESSAIS

Dans cette thèse, nous nous sommes fixé comme objectif, l'instrumentation d'une machine synchrone avec un réseau de capteurs de champ magnétique basse fréquence. Il est à noter que la machine synchrone était disponible au laboratoire avant notre arrivée. Cette machine, dont la conception est dédiée à la problématique de diagnostic de défaut des alternateurs, avait déjà été utilisée lors des travaux de thèse de Jean-Eric Torlay [Torlay, 1999] en collaboration avec EDF.

V.2.1. Présentation de la machine synchrone

La machine électrique présente dans notre laboratoire est une machine synchrone. Il s'agit du modèle réduit d'un turboalternateur que l'on trouve classiquement en sortie de centrale. Cette maquette possède de nombreuses

ressemblances avec un alternateur réel mais avec une puissance limitée (30kW). Elle possède deux paires de pôles et une vitesse nominale de rotation de 1500 tr/mn.

Comme nous l'avons déjà évoqué, cette machine de laboratoire a été conçue pour tester des méthodes de diagnostic. Sa caractéristique la plus remarquable est qu'il est possible de créer des défauts dont la nature est maîtrisée. Ces défauts sont les suivants:

- Court-circuit total d'un pôle de l'excitation.
- Court-circuit partiel d'un pôle de l'excitation (18 spires sur 162).
- Excentricité statique du rotor variant de 0 à 3mm pour un entrefer de 4mm.

Les défauts présentés sont des défauts rotor. Notons qu'il est également possible de créer des défauts de court-circuit au stator. Durant toutes nos expériences, la machine ne sera reliée à aucune charge et fonctionnera donc, comme nous l'avons déjà annoncé, à vide.

Cette machine est couplée mécaniquement à une machine à courant continu. Celle-ci assure l'entraînement de la machine synchrone pour qu'elle fonctionne en alternateur (voir la Fig. V. 1).



Fig. V. 1 Instrumentation de la maquette avec les différents éléments

V.2.2. Présentation du système de mesure basse fréquence

Dans ce paragraphe, nous décrivons l'instrumentation magnétique que nous avons mise en œuvre autour de la machine. Rappelons tout d'abord que le système que nous avons développé doit répondre à un besoin bien précis. En effet, les champs magnétiques que nous allons mesurer sont:

- Faibles: Rappelons que le champ généré par la machine saine à quelques centimètres de celle-ci est de l'ordre de la dizaine de

microteslas. Ce chiffre est à mettre en rapport avec le champ terrestre de 50 microteslas.

- Basse fréquence: Le spectre de fréquence des champs que nous allons analyser va du continu à quelques kHz.
- Bruités: Nous sommes dans un environnement extrêmement bruité, puisque dans des locaux comportant un nombre important de systèmes électriques de forte puissance et à proximité (quelques centaines de mètres) d'une ligne de tramway.

Il faut donc noter que ce type de mesure n'est pas classique et demande une bonne compétence métrologique. En particulier, l'utilisation de bobine de flux est évidemment impossible. Nous avons donc choisi la technologie Fluxgate qui permet de mesurer les champs magnétiques basse fréquence avec une précision de l'ordre de quelques nanoteslas. Les capteurs utilisés sont présentés à la Fig. V. 2. Ils ont trois axes indépendants et possèdent une électronique déportée. La fréquence de coupure est de l'ordre du kHz.



Fig. V. 2 Capteur trois axes Bartington

Ces capteurs ont été couplés avec une chaîne d'acquisition 24bit, 100kHz et 24 voies. Les mesures sont synchrones et redirigées vers un PC via un port USB2. Cette chaîne nous permet d'effectuer une mesure simultanée sur 8 capteurs trois axes.

V.2.3. Instrumentation de l'alternateur

Les capteurs ont été disposés en réseau sur deux matrices de part et d'autre de la machine. Evidemment, le matériau choisi pour la réalisation est strictement amagnétique et non conducteur. Il possède également un coefficient de dilatation très faible. La structure matricielle permet de changer les positions des capteurs facilement sur le support. Il faut noter que le champ au voisinage de la machine varie très vite. Il a donc été nécessaire d'effectuer un positionnement très précis, ceci grâce à un théodolite, instrument à visée optique traditionnellement utilisé par les géomètres. La structure a tout d'abord été conçue par CAO puis réalisée chez un sous-traitant. Le montage final s'est effectué au laboratoire (Fig. V. 3). Des cubes métrologiques ont également été réalisés pour accueillir les noyaux actifs des Fluxgates.

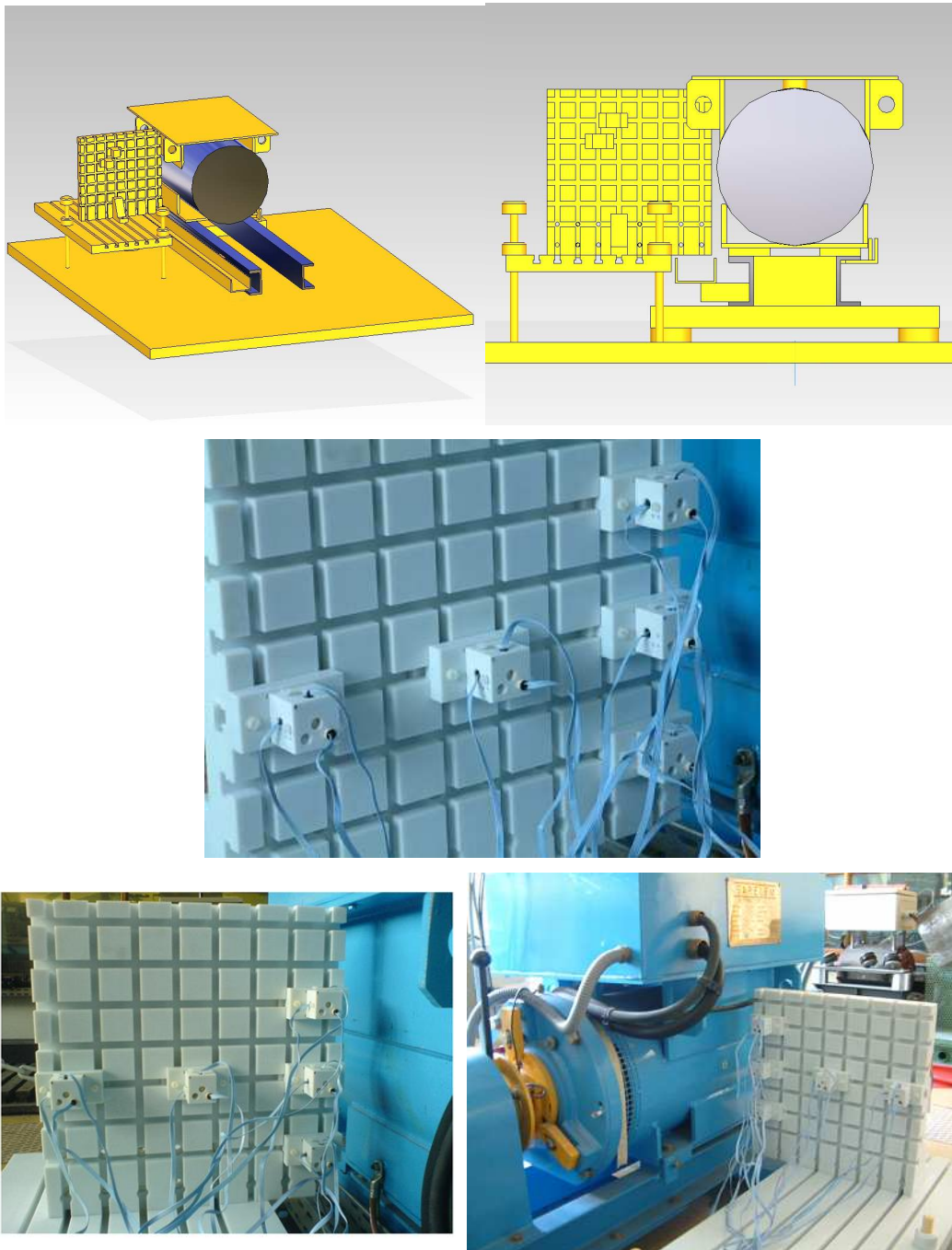


Fig. V. 3 Réalisation CAO des matrices et montage final. Une matrice est placée de chaque côté de la machine.

V.2.4. Position des capteurs

Nous disposons de deux configurations pour nos mesures (voir les Fig. V. 4). La première privilégie la mesure de la décroissance. La seconde réalise une observation en champ proche.

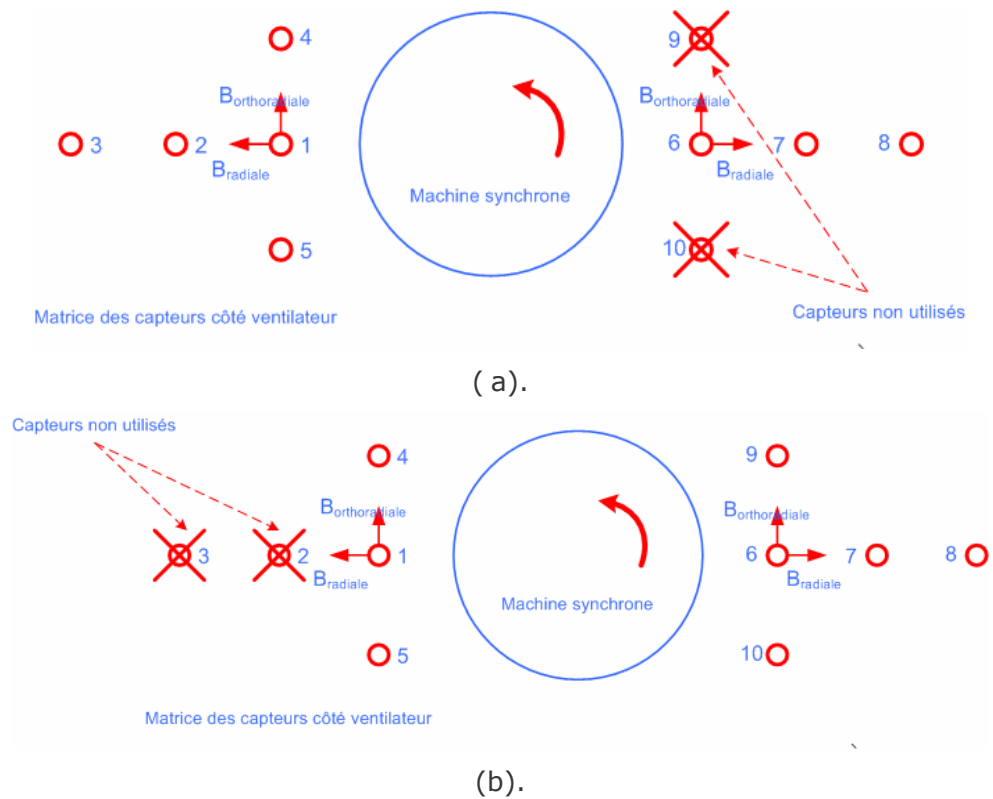


Fig. V. 4 Les deux configurations de mesure retenues

V.3. MESURE SUR LA MACHINE SAINE

V.3.1. Mesure du bruit ambiant

Alors qu'aucun élément n'est alimenté autour du moteur, nous procédons à un enregistrement. L'analyse spectrale du champ dans l'environnement met en évidence du bruit à la fréquence de 50Hz et de ses multiples, liés à l'alimentation des dispositifs électriques aux alentours (voir la Fig. V. 5).

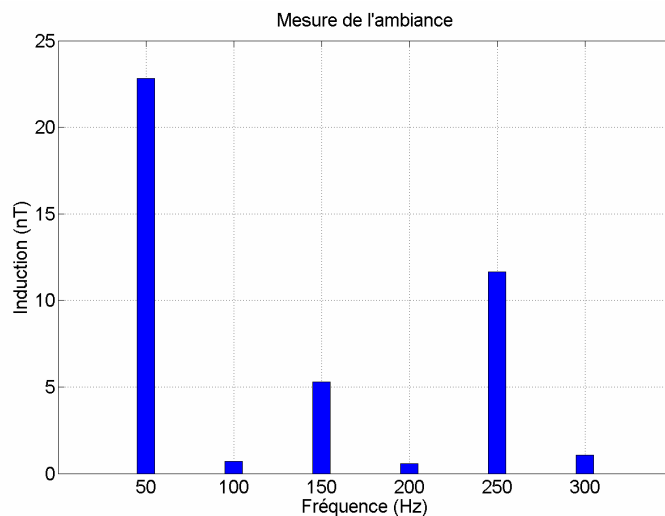


Fig. V. 5 L'analyse spectrale du champ dans l'environnement bruité du laboratoire

Comme nous l'avons abordé dans la partie précédente, l'alimentation du tramway génère également des signature transitoires d'environ 300nT (voir la Fig. V. 6). Afin de surveiller les variations éventuelles du champ ambiant, nous avons placé un capteur de référence de façon déportée par rapport au démonstrateur. Toutes les mesures effectuées ici durent quelques secondes et celles qui correspondent à une mesure sur le capteur de référence peu bruitée sont conservées.

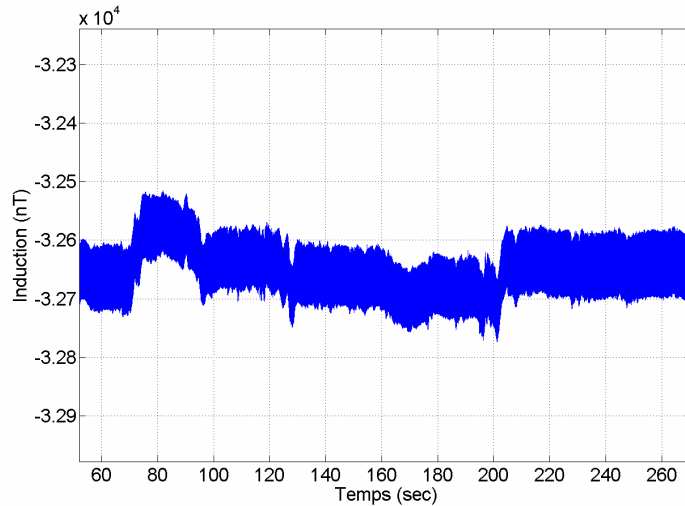


Fig. V. 6 Des transitoires de la composante radiale du champ magnétique de fuite dus à l'alimentation du tramway

Nous avons ensuite mis en marche l'armoire d'alimentation. La signature est légèrement augmentée par rapport à la précédente (Fig. V. 7).

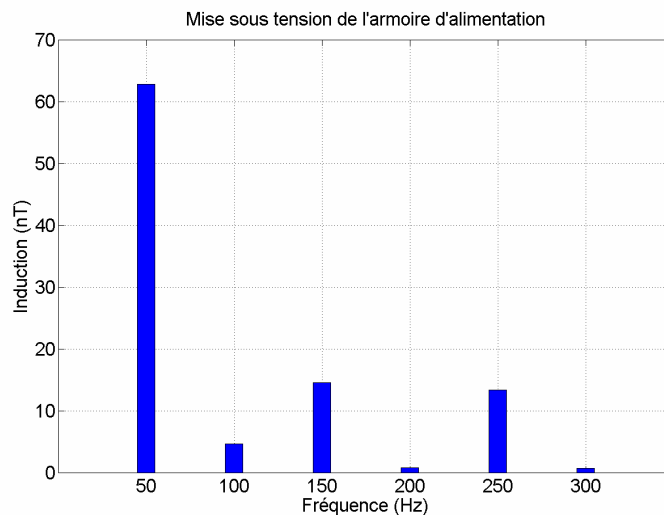


Fig. V. 7 L'analyse spectrale du champ de fuite quand l'armoire d'alimentation est mise en marche.

La Fig. V. 8 montre l'influence sur la signature de la mise en marche du ventilateur de l'alternateur. Nous avons constaté que l'harmonique à 50Hz devient dominant par rapport aux autres. L'influence du ventilateur n'opère que sur les capteurs situés de son côté.

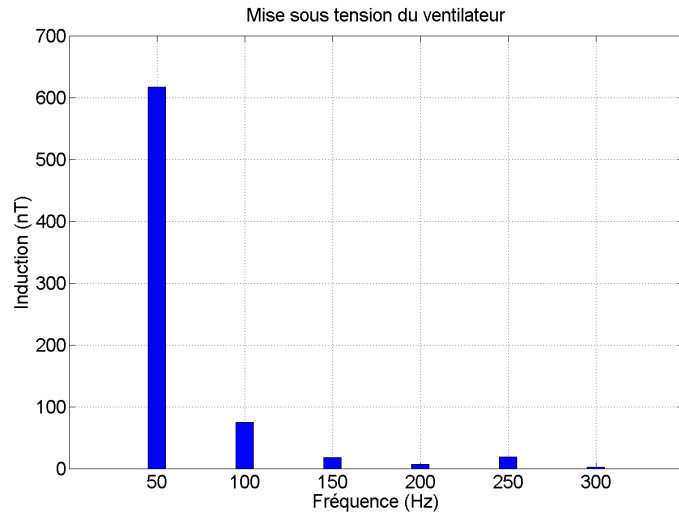


Fig. V. 8 L'analyse spectrale du champ de fuite quand le ventilateur de l'alternateur est mis en marche

Nous allons à présent entraîner l'alternateur avec la machine à courant continu et alimenter le rotor.

V.3.2. Analyse du cas sain

V.3.2.a Signature à faible vitesse de rotation (20tr/min)

Nous avons dans un premier temps fait tourner la machine à une très basse vitesse de rotation (20tr/min) pour limiter les courants de Foucault dans la carcasse et les masses magnétiques autour de la machine. Nous avons effectué nos mesures pour la machine fonctionnant à vide et alimentée par le courant d'excitation $I = 12.5A$. Cet ampérage nous permet de travailler dans la plage de linéarité de matériaux, comme nous allons le voir dans la partie suivante. Les résultats sont récupérés sur les capteurs de la configuration Fig. V. 4 (a) (Capteurs 1, 2, 3, 6, 7 ,8). Nous avons analysé la signature de chaque composante du champ obtenue sur les capteurs numéros 1 et 6 (ces capteurs sont les plus proches de la machine). La Fig. V. 9 présente les signatures temporelles sur l'un de ces capteurs.

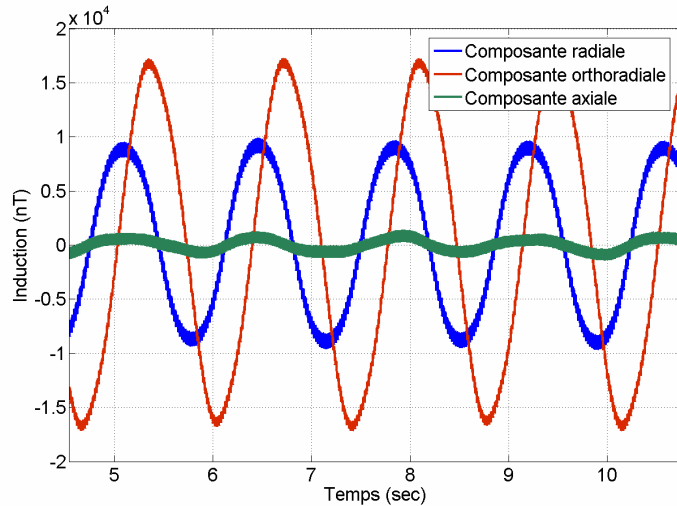


Fig. V. 9 Signatures temporelles des composantes radiale, ortho-radiale et axiale du champ de fuite sur le capteur

Les signaux mesurés sont clairement liés à la fréquence des pôles de la machine, comme nous l'avons déjà noté sur les signatures 2D calculées dans le chapitre 2. Comme on s'y attendait, la composante axiale est très faible (quelques centaines de nT maximum), elle n'est donc pas représentée dans la suite de ce chapitre. Il n'y a que peu de différence entre les deux capteurs diamétralement opposés (le 1 et le 6).

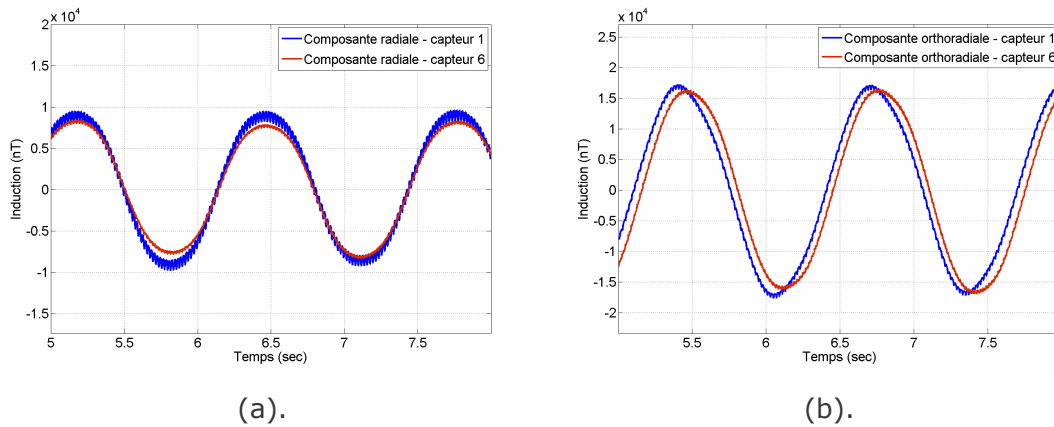


Fig. V. 10 Comparaison des signatures temporelles de la composante radiale (a); et composante orthoradiale (b) du champ rayonné sur les deux capteurs diamétralement opposés 1 et 6 sur un fonctionnement sans défauts – une petite dissymétrie du champ magnétique de fuite (amplitude et phase) sur ces deux capteurs.

L'analyse spectrale de l'induction (voir la Fig. V. 11) à l'extérieur de la machine montre que celle-ci se compose d'un harmonique 2 principal, dû à la rotation des 4 pôles. L'harmonique suivant correspond à 3 fois cette fréquence. Nous retrouvons bien les fréquences caractéristiques mises en évidence numériquement au chapitre 2 et qui sont l'image de la répartition du champ dans l'entrefer de la machine.

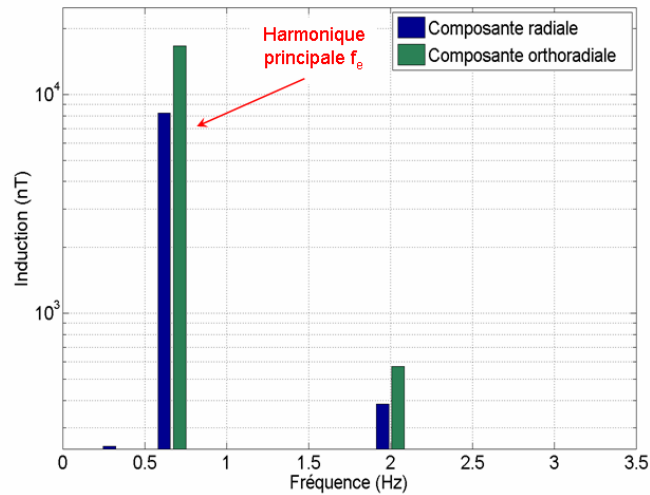


Fig. V. 11 Le spectre de la signature saine à 20tr/mn

V.3.2.b Effet de la non-linéarité des matériaux magnétiques

Afin d'étudier la non-linéarité des matériaux magnétiques, nous effectuons des mesures en augmentant le courant d'excitation I de 0A jusqu'à 22.5A. Nous avons donc tracé les courbes de "saturation" comme sur les Fig. V. 12 (a) et (b). Nous avons considéré les deux composantes du champ de fuite (radiale et orthoradiale) sur les capteurs 1 (situé côté ventilateur) et 6 (diamétralement opposé).

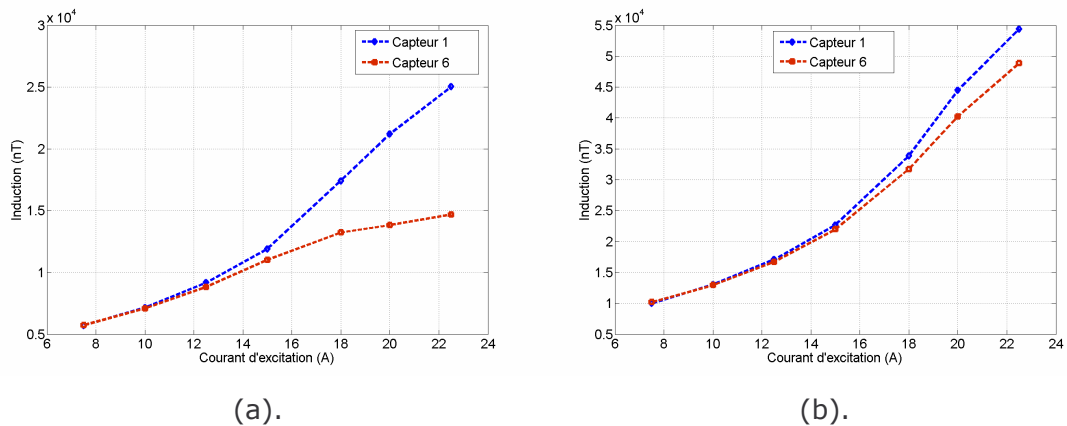


Fig. V. 12 (a). La courbe de "saturation" de la composante radiale; (b). La courbe de "saturation" de la composante ortho-radiale

Ces courbes nous ont permis de déduire qu'un courant d'excitation de 12,5A correspondait à un fonctionnement linéaire des matériaux. Sur le capteur 6, du côté opposé au ventilateur, on retrouve les tendances observées sur les modélisations 2D du chapitre 2: alors que le courant augmente, la composante radiale a une croissance plus faible qu'en linéaire alors que la composante ortho-radiale subit une plus forte augmentation. La composante ortho-radiale sur le capteur 1 suit le même comportement, mais pas la composante radiale, ce qui peut s'expliquer par la présence du ventilateur de l'alternateur dans son environnement proche.

V.3.2.c Effet des courants induits, pour des vitesses de rotation jusqu'à 1500tr/min

Nous avons considéré que le cas d'une rotation très basse vitesse était assimilable à un cas multistatique (succession de cas statiques), donc que l'effet des courants de Foucault pouvait être négligé (voir chapitre 2). Nous voulons étudier l'influence de ces courants de Foucault à plus haute fréquence. Pour chaque vitesse, nous avons extrait l'harmonique principal des composantes radiale et ortho-radiale du champ de fuite. La Fig. V. 13 présente l'évolution de cet harmonique pour la composante radiale quand la vitesse de rotation est augmentée jusqu'à 1500tr/min. L'atténuation du champ est très forte de 2/3 Hz (20tr/min) jusqu'à 4Hz (120tr/min) : la composante est quasiment divisée par 10 entre ces deux vitesses. Puis l'atténuation reste constante jusqu'à 48Hz (1400tr/min). On note une légère augmentation du champ pour cette dernière vitesse.

Cette mesure confirme les tendances que nous avons établies en modélisation 2D.

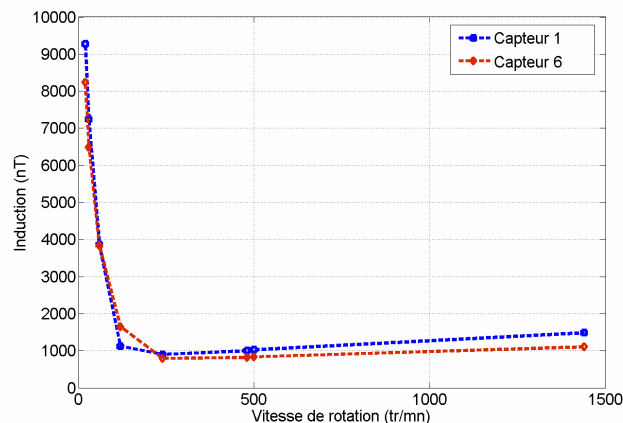


Fig. V. 13 La courbe d'atténuation de la composante radiale du champ suivant la vitesse de rotation sur le capteur 1 et le capteur 6 diamétralement opposé

V.3.2.d Comparaison avec la modélisation pour le problème sain

Les modélisations en 2D sont intéressantes car elles permettent de réaliser des expériences numériques trop coûteuses en 3D et d'établir ainsi des tendances. Cependant, les résultats obtenus en 2D ne sont que qualitatifs. Pour une comparaison quantitative, il faut prendre en compte le caractère 3D des sources, notamment lorsqu'on s'éloigne de la machine.

Nous allons comparer la décroissance du champ des deux côtés de la machine, obtenue par la mesure et par la modélisation. Rappelons qu'il y a un ventilateur sur le côté de la machine proche du capteur 1, que nous n'avons jamais pris en compte dans

nos modélisations. Cette remarque explique la différence entre les mesures de part et d'autre de la machine.

Les Fig. V. 14 (a) et (b) représentent une comparaison entre la modélisation 3D avec ou sans masse (boîtier et rails) et la mesure par le calcul du champ sur une ligne de trois capteurs (1, 2 et 3, côté ventilateur) ou (6, 7 et 8, côté opposé).

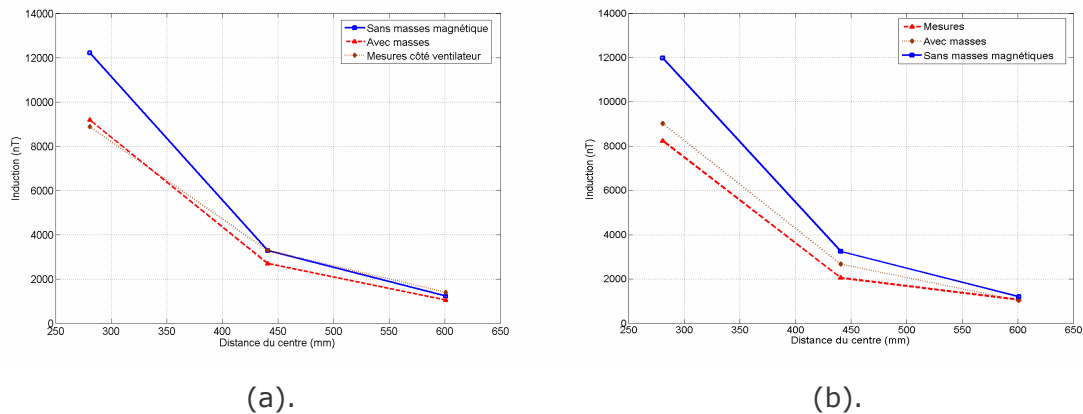


Fig. V. 14 (a). Décroissance sur les capteurs placés à côté du ventilateur; (b). Décroissance sur les capteurs situés de l'autre côté

Nous constatons qu'une modélisation n'incluant pas les masses magnétiques (rails et capot) présente un certain écart avec la mesure (environ 30% près de la machine). Une modélisation du moteur par Flux3D avec les masses magnétiques améliore les résultats. Cependant, la mise en œuvre de cette modélisation est lourde et compliquée. Nous pouvons tout de même ainsi établir que notre modélisation 3D est fiable.

V.4. MESURE AVEC DEFAUT

Nous avons maintenant étudié le fonctionnement de notre maquette en présence de défauts. Il est possible de créer deux types de défauts sur cette machine :

- Court circuit au rotor (partiel ou total sur un pôle).
- Excentricité statique (jusqu'à 3mm par rapport à 4mm de largeur de l'entrefer).

Le champ magnétique de fuite de la machine est analysé seulement sur une des composantes du capteur : la composante radiale. Le courant d'excitation est choisi à 12.5A et la vitesse de rotation est de 20tr/mn.

V.4.1. Court circuit au rotor

L'analyse spectrale est effectuée sur la composante radiale de nos mesures pour les cas sain, court circuit de spires et court circuit d'un pôle du rotor (voir la Fig. V. 15). Nous avons obtenu les différents spectres sur la Fig. V. 16.

L'allure temporelle des courbes de la figure Fig. V. 15 est très comparable à celle obtenue au chapitre 2, il y a donc une bonne cohérence entre la modélisation et la mesure expérimentale.

En ce qui concerne le cas sain, nous n'avions pas trouvé en modélisation de raie à la fréquence de rotation, car la machine était bien symétrique et équilibrée magnétiquement, ce qui n'est pas vraiment le cas en réalité. On peut attribuer cette raie à un petit défaut de réluctance au rotor de la machine. Les harmoniques principaux sont les harmoniques impairs de la fréquence des pôles.

Dans le cas du défaut sur l'alimentation du rotor, on retrouve également l'apparition de raies à tous les multiples de la fréquence de rotation, caractéristiques d'une perte de symétrie (en particulier à la fréquence de rotation 0.33Hz) due au défaut de court circuit. L'amplitude de ces raies dépend de la force du défaut.

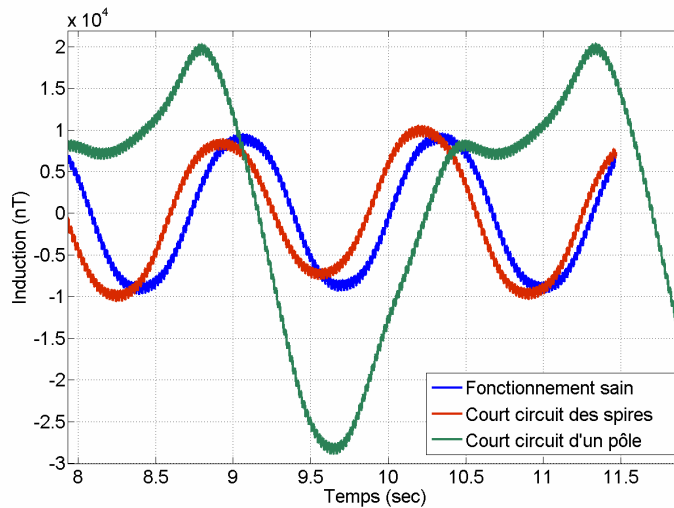


Fig. V. 15 Les signatures temporelles de la composante radiale du champ rayonné correspondant aux fonctionnements différents de la machine. Notons que ces signatures ayant été effectuées à des moments différents, la synchronisation dans le temps n'est pas faite et le déphasage entre les courbes est arbitraire

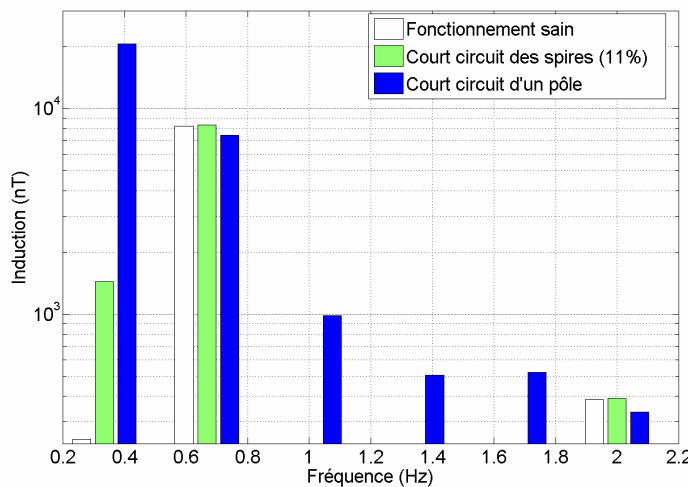


Fig. V. 16 Comparaison de l'analyse Fourier de ces signatures

V.4.2. Excentricité statique

L'analyse spectrale est ensuite effectuée sur la composante radiale des mesures correspondant à un cas sain et des excentricités statiques de 1mm et 2mm (voir la Fig. V. 17). Il est intéressant de mesurer ces signatures sur deux capteurs aux positions diamétralement opposées de la machine (capteurs 1 et 6). En effet, les effets sur la fréquence principale sont généralement contraires sur ces 2 capteurs. La raison est que le champ de fuite est plus fort sur le capteur situé du côté de l'entrefer le plus petit, et inversement. Il est à noter que la signature d'une excentricité statique n'ajoute aucune raie dans son spectre par rapport celui du cas sain, elle ne change que la valeur de l'harmonique principal. La détection d'une excentricité statique est donc réalisée par mesure du champ de fuite en combinant les informations en provenance de plusieurs capteurs et en examinant les différences de variation d'amplitude des harmoniques entre ces capteurs. En pratique, lorsque la position du centre n'est pas connue, il faut au moins 3 capteurs pour appréhender l'excentricité statique. Durant nos expérimentations, c'est nous même qui avons provoqué cette excentricité. Dans ce cas favorable, deux capteurs idéalement placés dans l'alignement suffisent.

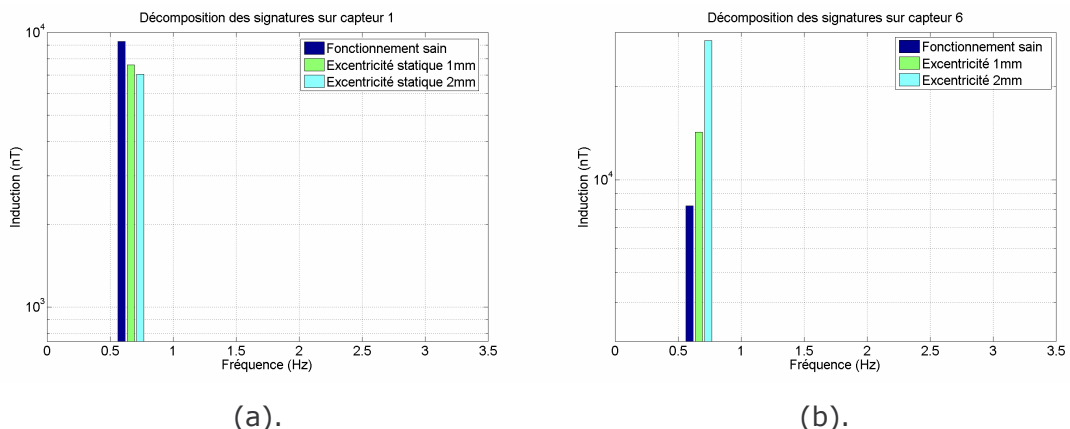


Fig. V. 17 Comparaison des spectres de la composante radiale pour des cas sain et d'excentricités de 1 et 2mm; (a). Sur le capteur 1 et (b). Sur le capteur 6 diamétralement opposé

V.4.3. Etude des défauts pour des cas limites (vitesses de rotation plus grandes, etc.)

Nous avons étudié l'influence de l'augmentation de la vitesse de rotation sur les signatures de défauts. Nous avons choisi deux vitesses de rotation $V = 240\text{tr/min}$ et $V = 1440\text{tr/min}$ pour le cas de court circuit rotor. Les décompositions de Fourier de la composante radiale sont présentées sur la Fig. V. 18.

Comme le laissait présager l'étude avec la variation de vitesse, l'harmonique 2 des pôles est fortement atténué avec la vitesse et on note des niveaux relativement proches entre 240tr/min (8Hz) et 1440tr/min (48Hz).

Les harmoniques caractéristiques du défaut (notamment l'harmonique 1) sont eux aussi atténués. Cependant, ils émergent tout de même des signatures, surtout pour un défaut important et surtout pour l'harmonique 1. On peut cependant noter, pour le cas de quelques spires en court-circuit, que l'harmonique 1 atteint un niveau plutôt faible, il est de l'ordre de 100nT à 240tr/min et tombe au dessous à 1440tr/min. La même remarque s'applique aux harmoniques supérieurs à 2.

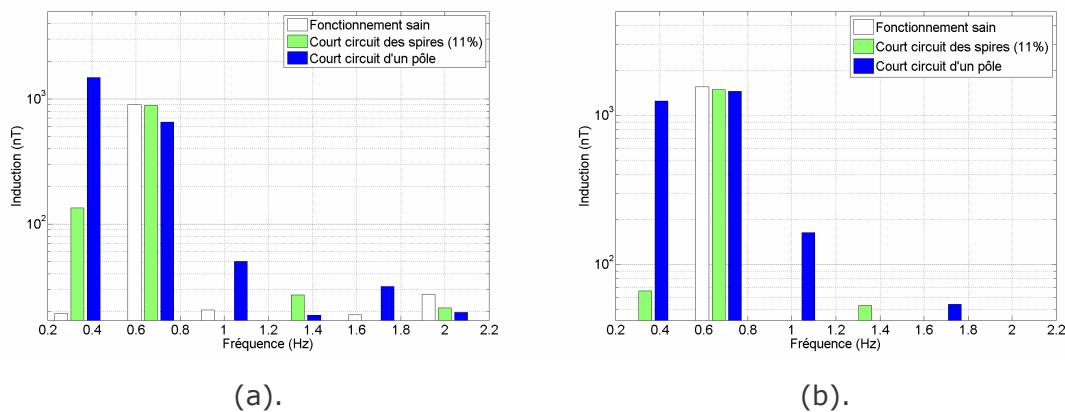


Fig. V. 18 Comparaison de l'analyse spectrale de la composante radiale pour des cas sain et de court-circuit rotor aux vitesses de rotation de (a). 240tr/min et (b). 1440tr/min

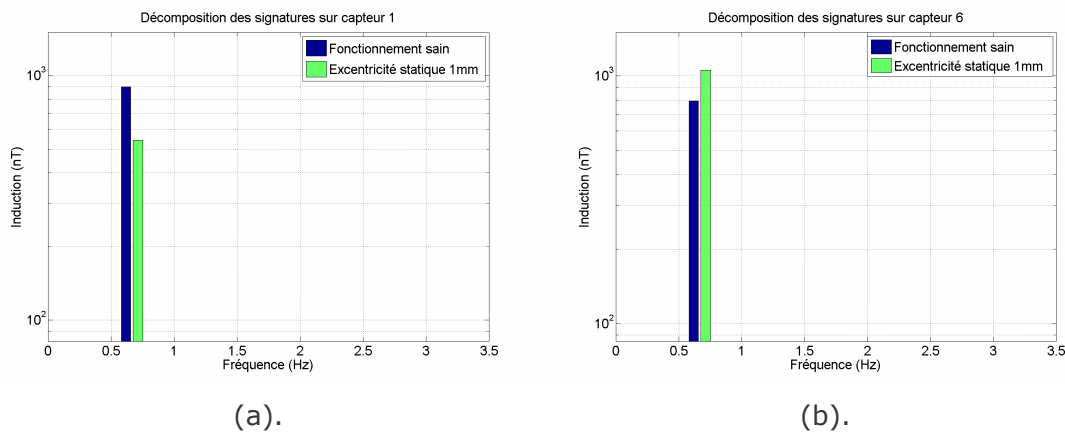


Fig. V. 19 Comparaison des spectres de la composante radiale pour des cas sain et une excentricité de 1mm sur (a). Sur le capteur 1 et (b). Sur le capteur 6

En conséquence pour de fortes vitesses de rotation, l'approche reste toujours valable mais il peut être plus délicat de détecter un très faible défaut avec quelques spires en court circuit.

Pour le cas d'une excentricité statique, pour une raison de sûreté de fonctionnement de la machine, nous n'avons pas dépassé une vitesse de rotation de 240tr/mn.

Bien que les signatures obtenues soient atténuées, il est encore possible de distinguer les variations d'amplitude des signatures obtenues sur deux capteurs 1 et 6 diamétralement opposés.

Nous avons également effectué des mesures avec défauts sur d'autres cas limites mais nous avons saturé les capteurs les plus proches (1 et 6). C'est le cas pour un court circuit d'un pôle avec le courant $I = 20A$ (zone de non linéarité) et une grande excentricité statique de 3mm.

En conclusion, les résultats obtenus par mesure expérimentale sont assez comparables avec ceux obtenus par la modélisation.

V.4.4. Conclusions

Dans ce chapitre, nous nous sommes intéressés à la validation de l'approche heuristique par mesure du champ magnétique rayonné. Nous avons effectué l'instrumentation d'une maquette d'alternateur synchrone avec un système de capteurs magnétiques alternatifs tri-axes et une chaîne d'acquisition. La mesure du bruit ambiant nous a indiqué les fréquences de bruit caractéristiques, qui la plupart du temps, sont distinctes des fréquences associées aux signatures. Nous avons ensuite comparé nos résultats de mesure avec la modélisation. En ce qui concerne le phénomène physique et le comportement harmonique, il n'y a pas de différence entre les résultats de la mesure et ceux de la modélisation.

Quantitativement, l'écart entre le calcul du champ de fuite et la mesure est clairement lié à la présence des différentes masses magnétiques autour de la machine (particulièrement le capot contenant la connectique situé au dessus de la machine et les rails de fixation). L'ajout de ses éléments dans la modélisation nous a permis d'obtenir une bonne adéquation entre mesure et calcul.

Nous avons ensuite effectué l'analyse spectrale des signatures du champ rayonné avec plusieurs fonctionnements de la machine : sain, avec court circuit des spires du rotor, court circuit d'un pôle rotor et excentricité statique.

Nous sommes très satisfaits de la confrontation de nos résultats numériques et de la mesure. En effet, même si la machine saine n'a pas un état magnétique parfait (existence de défauts de réluctance, déséquilibre) et même si on travaille à vitesse de rotation élevée (pour notre approche plutôt axée sur des faibles vitesses), nous retrouvons les variations de spectre prévues en modélisation. En conséquence, nous considérons que les résultats obtenus sont prometteurs et qu'ils montrent la pertinence du diagnostic de défauts par mesure du champ magnétique de fuite des machines électriques.

Notre objectif est maintenant d'identifier le champ magnétique dans l'entrefer à partir des mesures réelles obtenues sur notre système de mesure.

V.5. VERS UNE VALIDATION EXPERIMENTALE DE L'APPROCHE INVERSE

Notre but est maintenant de démontrer la faisabilité de l'approche inverse en appliquant la méthodologie développée dans le chapitre 4 à des mesures réelles.

V.5.1. Difficultés de mise en œuvre

Au dessus de notre machine électrique se trouve un boîtier (voir la Fig. V. 20). La présence de ce boîtier est due à la nature même de notre machine synchrone. En effet, celle-ci a été conçue pour la création de défauts, en particulier de court-circuit. Il a donc été nécessaire de déporter la connectique du bobinage rotor à l'extérieur de la machine pour permettre la création des défauts. Cette connective se trouve dans le boîtier, isolée de l'extérieur pour des raisons de sécurité.

La présence de ce boîtier pose donc des difficultés supplémentaires. Dans un premier temps, nous avons vu que celui-ci est ferromagnétique, sa présence modifie donc les lignes de champ d'une façon relativement conséquente. Il est donc nécessaire de la prendre en compte dans le problème direct pour modéliser le champ de fuite convenablement. Cette prise en compte va donc être nécessaire également dans le modèle inverse, ce qui complexifie nettement son écriture.



Fig. V. 20 Machine synchrone et son boîtier

Une deuxième difficulté doit être soulignée. La présence de ce boîtier rend la partie supérieure de la machine difficilement accessible. De même, les supports, sur lesquels repose le dispositif, limitent l'accès à la partie inférieure. Dans le chapitre 4, nous avons proposée une configuration de capteurs idéale entourant la machine au plus près et de façon très régulière. Une telle configuration va donc être impossible à mettre en œuvre sur notre système réel !

Nous allons alors essayer de résoudre notre modèle inverse avec les mesures obtenues sur les capteurs placés comme sur la Fig. V. 21. Cette configuration est celle qui nous paraissait la plus proche de la configuration du chapitre 4, tout en restant compatible avec les contraintes de place qui nous étaient imposées.

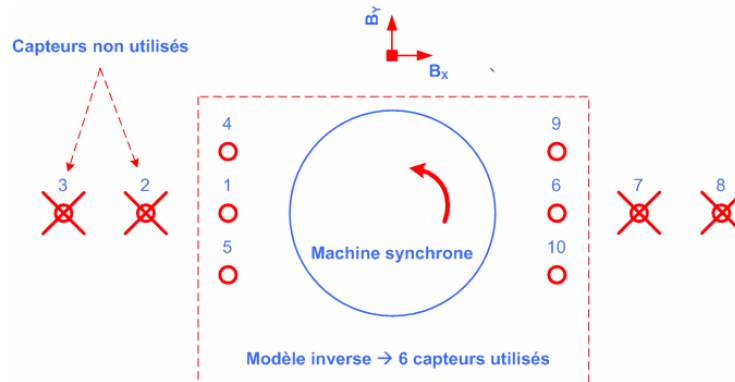


Fig. V. 21 La position des capteurs pour l'approche inverse

V.5.2. Limites de l'approche inverse actuelle

Notre configuration de capteurs est donc relativement éloignée de celle que nous désirions. En particulier, la machine n'est pas « observée » régulièrement par le réseau de capteurs. En ce qui concerne les deux parties latérales cette observation est assurée, par contre, elle est nettement insuffisante pour les parties hautes et basses. Ce point risque d'être problématique et de perturber le processus d'inversion.

Pour nous en convaincre, nous avons testé une inversion basée sur cette configuration de capteurs. L'approche est exactement la même que celle du chapitre 4. Les mesures ont été générées sur les 6 capteurs latéraux par modélisation éléments finis de la machine saine. Notons que pour simplifier le problème, les masses externes n'ont pas été prises en compte. A partir de ces mesures numériques, réalisées sur nos six capteurs, nous avons tenté d'inverser notre modèle surfacique. L'inversion n'a pas donné des résultats satisfaisants, en effet, l'inversion a naturellement tendance à localiser les sources près de capteurs. Des tentatives de régularisation n'ont pas réussi à améliorer la solution.

V.5.3. Vers une inversion robuste

A l'heure actuelle, notre procédé d'inversion semble difficile à mettre en œuvre sur notre alternateur. Pourtant, une information très importante n'a précédemment pas été prise en compte : il s'agit évidemment de la rotation de la machine. En effet, nous avons jusqu'à présent réalisé des inversions statiques. Le rotor était en effet à une position donnée, l'inversion était donc réalisée à un instant t fixé. Pour prendre en compte la rotation, il suffirait de résoudre non pas un, mais plusieurs problèmes inverses à différente position du rotor lors d'une période. Cette technique aurait

l'avantage de ne pas privilégier de position source / capteur et régulariserait naturellement le problème. Cette solution, qui à notre sens, devrait donné des résultats prometteurs n'a pourtant pas pu être traitée dans le cadre de ce travail.

V.6. CONCLUSIONS

Nous avons instrumenté une maquette de machine synchrone (alternateur, 30kVA, 4 pôles) avec un système magnétique de capteurs couplés à une chaîne d'acquisition de données. Ce système de mesure nous a permis de mesurer précisément le champ fuite de notre alternateur en présence ou non de défauts au rotor.

L'approche heuristique a été validée. Nous avons donc démontré la pertinence de l'analyse fréquentielle du champ magnétique rayonné. Ces mesures sont en accord avec les modélisations 2D du chapitre 2. Une base de donnée de défauts peut donc être construite grâce à des approches à la fois analytiques et numériques (méthode des éléments finis 2D). Cette base de données peut nous permettre ainsi de caractériser les défaillances d'un machine quelconque.

Les modélisations 3D ont-elles aussi été validées. Par contre, nous avons vu que cette validation demande une description très fine de la machine en prenant en compte toutes les masses magnétiques externes. En particulier, un boîtier ferromagnétique placé au dessus de la machine modifie le champ de fuite de façon très importante. De plus ce boîtier rend l'instrumentation du dispositif mal aisé en limitant l'espace disponible pour les capteurs. La configuration des capteurs actuellement retenue en fonction de ces contraintes, rend encore l'inversion difficile. Pourtant, nous avons vu que la prise en compte de la rotation de la machine dans nos modèles pourrait certainement améliorer significativement l'identification.

CONCLUSIONS ET PERSPECTIVES

Cette thèse se situe dans le contexte de la fiabilisation de la production et du transport de l'énergie électrique, thème actuellement d'une actualité brûlante à la vue des pannes d'électricité de grande ampleur intervenues récemment en Europe et en Amérique du Nord.

Son objectif était la réalisation d'un démonstrateur permettant d'établir la pertinence du diagnostic des machines électriques par mesure de leur champ magnétique de fuite. Il visait de plus à développer une approche générale en vue du diagnostic basée sur la théorie des problèmes inverses.

Nous avons au début de ce travail effectué une étude bibliographie sur les différents défauts apparaissant dans les machines électriques tournantes (machine asynchrone et synchrone), ainsi, que sur les méthodes de diagnostic de défauts actuellement utilisées. Nous avons vu que les méthodes non invasives sont fortement privilégiées par les industriels. Nous avons également souligné le fait, qu'actuellement, il est encore difficile de localiser ou de quantifier les défauts. Nous avons enfin proposé une nouvelle approche de diagnostic des convertisseurs électromécaniques, méthode complémentaire de celles existantes et qui pourrait présenter des avantages déterminants (localisation de défauts et anticipation de ceux-ci dans le cadre de la maintenance préventive). Notre méthode possède un caractère non intrusif et repose sur l'analyse le champ de fuite de la machine. Cette approche n'est pas nouvelle, mais a finalement été encore très peu explorée en comparaison avec les approches couramment utilisées. Même si le coût d'un réseau de capteurs devient de moins en moins prohibitif, celui-ci reste tout de même complexe et donc coûteux à mettre en œuvre. Nous viserons donc comme domaine d'application pour notre approche les machines de fortes puissances. La machine asynchrone étant de nature complexe et à l'heure actuelle très difficile à modéliser en 3D, nous nous sommes concentrés sur la machine synchrone et plus particulièrement sur le turboalternateur.

Une approche classique du type heuristique a été abordée grâce à des simulations à l'aide du logiciel éléments finis Flux2D de la maquette de machine synchrone disponible. Le champ magnétique rayonné à l'extérieur de celle-ci en fonctionnement sain ou avec défauts au rotor a été calculé. Une méthode classique de traitement de signaux a été appliquée au champ magnétique externe. Nous avons

ainsi montré qu'il est possible de discriminer plusieurs défauts apparus à l'intérieur de la machine en fonction de leurs signatures fréquentielles. Nous avons également montré que le champ magnétique rayonné représente une bonne image du flux dans l'entrefer.

Si une approche 2D est suffisante pour une analyse fréquentielle, elle est évidemment fautive pour le calcul des amplitudes. Il a donc été nécessaire de développer des modèles 3D de la machine. Plusieurs méthodes numériques ont été testées (éléments finis, moments magnétiques, intégrales de frontières, ...).

La méthode des éléments finis présente un inconvénient en terme de calcul de champ rayonné, elle est limitée si on n'effectue pas de lissage. Nous avons donc lissé les résultats bruts avec une exploitation par intégrale de volume. De plus, il est difficile de prendre en compte la géométrie 3D complète de la machine ce qui rend l'introduction de défauts non aisée. Pour cette raison, nous avons développé un modèle éléments finis homogénéisé, qui est capable de modéliser une machine avec défauts avec moins de ressources informatiques. Ce modèle homogénéisé permet de calculer aussi précisément le champ rayonné qu'un calcul éléments finis classique. Par contre, il est encore trop lourd pour être inversé.

Les méthodes intégrales sont des méthodes qui peuvent être plus "légères" et surtout qui conduisent à une relation directe entre les sources et le champ rayonné. Elles sont connues pour être facilement inversibles. La méthode des moments magnétiques avec aimantation uniforme par élément, a tout d'abord été utilisée pour modéliser la machine et calculer le champ rayonné de celle-ci. L'approche conduit à une mauvaise répartition des aimantations dans la machine et donc à un champ extérieur mal calculé. Une autre approche basée sur une écriture de l'aimantation en potentiel scalaire semble prometteuse, mais nous n'avons pas eu assez de temps pour la tester sur une machine complète.

La dernière méthode développée est basée sur une approche intégrale de frontières. Un modèle de la machine a été construit grâce à la connaissance du champ magnétique dans l'entrefer. Ce modèle nous donne les résultats très acceptables pour le calcul du champ rayonné de la machine. Il est de plus très "léger" et facilement inversible. Par contre, nous ne pouvons pas prendre en compte la non-linéarité des matériaux.

Nous avons ensuite résolu le problème inverse qui consiste à retrouver le champ dans l'entrefer à partir de mesures du champ magnétique externe. C'est le modèle intégral que nous avons utilisé pour cette inversion. Comme tout problème inverse, la solution ne sera pas unique. Le choix d'une solution pertinente repose sur l'utilisation des méthodes mathématiques dédiées à la résolution des problèmes inverses. Pour améliorer le procédé d'identification, nous avons proposé une base harmonique pour le

champ magnétique dans l'entrefer. Cette base améliore la légèreté du problème rendant les approches par régularisation inutile. Une méthodologie de diagnostic a ensuite été proposée permettant la détection, la discrimination, la localisation et la quantification des défauts. Pour tester l'approche, les champs magnétiques obtenus sur les capteurs ont été calculés par modèle (éléments finis 2D ou 3D).

Finalement, pour valider notre approche, nous avons instrumenté une maquette physique de turboalternateur (30kVA, 4 pôles) avec un système magnétique de capteurs couplés à une chaîne d'acquisition de données. Cette maquette fonctionnant à vide permet de créer plusieurs types de défauts (courts-circuits, excentricité,...). Il nous a fallu assurer le positionnement mécanique précis des capteurs autour de l'alternateur et nous affranchir des problèmes de bruit. Cette instrumentation nous a permis de valider l'approche heuristique ainsi que le modèle direct en 3D. Malheureusement, faute de temps, nous n'avons pas pu mener la validation de l'approche inverse à son terme.

Cette thèse permet donc de montrer les potentialités de la méthode proposée et d'obtenir des premiers résultats convaincants. Elle a été résolument pluridisciplinaire puisque couvrant des thèmes aussi divers que l'électrotechnique, la modélisation, la métrologie et le traitement du signal assurant ainsi une formation par la recherche très complète et permettant d'acquérir de nouvelles compétences.

Comme suite à ce travail nous pensons tout d'abord qu'il serait judicieux de développer l'approche par méthode des moments basée sur une écriture de l'aimantation en potentiel scalaire afin de mieux modéliser la machine et calculer mieux le champ rayonné de celle-ci. En particulier, le développement d'une telle approche permettrait la prise en compte des non linéarités.

Il faudrait également s'attarder dans un avenir très proche sur la validation de l'approche inverse. Celle-ci n'a pas pu être traitée faute de temps. La démarche à suivre semble claire. Il s'agit, en effet, de prendre en compte la rotation de la machine dans l'inversion. Cette approche devrait compléter la validation expérimentale des méthodologies développées dans ce travail.

Enfin, d'un point de vue traitement du signal, on pourrait étendre les méthodes utilisées à l'heure actuelle dans le domaine du diagnostic (analyse de Fourier, représentations temps-fréquence, ...) aux signaux vectoriels. Le champ magnétique étant une grandeur vectorielle évoluant en fonction du temps dans un espace à trois dimensions, la théorie des quaternions (extension des nombres complexes à l'espace 3D) semble parfaitement adaptée.

L'approche développée, jusqu'ici principalement basse fréquence, pourrait être étendue au domaine fréquentiel. Sur un plan métrologique, les champs, rayonnés par

la machine, peuvent atteindre des fréquences allant jusqu'à plusieurs dizaines de kHz (vitesse de rotation élevée, effets d'encoches, courants induits), le comportement fréquentiel du champ magnétique rayonné pourrait donc être aussi analysé à plus haute fréquence. Cela suppose de développer une chaîne de mesure portable pouvant travailler dans cette gamme de fréquences. La limitation de nos équipements actuels est essentiellement due à la technologie des capteurs. En effet, la bande passante des capteurs, actuellement utilisés dans notre chaîne de mesure (fluxgate), est limitée à 1kHz. L'utilisation de capteurs de type magnéto-impédance pourraient être une solution, ceux-ci présentant des bandes passantes dépassant le MHz tout en gardant une précision acceptable.

Une fois consolidée, l'approche par problème inverse pourrait être valorisées auprès d'industriels susceptibles d'être intéressés (producteur d'énergie électrique, constructeur d'alternateurs, utilisateur de machines fortes puissances, fabricants de nouveaux type de magnétomètres).

BIBLIOGRAPHIE

[Albright, 1970] D.R. Albright, "Interturn Short-Circuit Detector for Turbine-Generator Rotor Windings", Presented at the Institute of Electrical and Electronics Engineers, Summer Power Meeting and EHV Conference, Los Angeles, California, July 1970.

[Benbouzid, 2000] M.E.H. Benbouzid, "A Review of Induction Motors Signature Analysis as a Medium for Faults Detection", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 47, No. 5, Oct. 2000.

[Brunotte, 1991] X. Brunotte, "Modélisation de l'Infini et Prise en Compte de Régions Magnétiques Mincees - Application à la Modélisation des Aimantations des Navires", Thèse de doctorat de l'Institut National Polytechnique de Grenoble, 1991.

[Brunotte, 1992] X. Brunotte, G. Meunier, J. F. Imhoff, "Finite elements solution of unbounded problems using transformations: a rigorous, powerful and easy solution", IEEE Trans. Magn., Vol. 28, pp 1663-1666, March 1992.

[Chadebec, 2006] O. Chadebec, J-L. Coulomb, F. Janet, "A review of Magnetostatic Moment Method", IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 42, No. 4, Avril 2006, pp 515-520.

[Chadebec, 2001] O. Chadebec, "Modélisation du champ induit par des tôles - identification de l'aimantation", Thèse de doctorat de l'Institut National Polytechnique de Grenoble, 2001.

[Coulomb, 1975] J-L. Coulomb, "Contribution à l'étude numérique des phénomènes électromagnétiques dans les machines électriques", Thèse des 3^o cycle, Institut National Polytechnique de Grenoble, 1975.

[Coulomb, 1981] J-L. Coulomb, "Analyse tridimensionnelle des champs électriques et magnétiques par la méthode des éléments finis", Thèse de doctorat d'état, Institut National Polytechnique de Grenoble, 1981.

[Coulomb, 1986] J-L. Coulomb, J.C. Sabonnadière, "Eléments finis et CAO en électrotechnique", Traité des nouvelles technologies, Hermès Edition, 1986.

[DeBortoli, 1993] M.J. DeBortoli, S.J. Salon, D.W. Burow, C.J. Slavik, "Effects of Rotor Eccentricity and Parallel Windings on Induction Machine Behavior : A Study Using Finite Element Analysis", IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 29, No. 2, March 1993.

[Dorrell, 1997] D.G. Dorrell, W.T. Thomson, S. Roach, "Analysis of Air-gap Flux, Current, and Vibrations Signals as a Function of the Combination of Static and

Dynamic Air-gap Eccentricity in 3-Phase Induction Motors", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 33, No. 1, 1997.

[Durand, 1968] E. Durand, "Magnétostatique", Masson et Cie, Paris, 1968.

[IEE, 1985] IEEE Motor reliability working group, "Report on large motor reliability survey of industrial and commercial installations", IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. IA-21, No. 4, July-August, 1985, pp. 853-872, 1985.

[Froidurot, 2001] B. Froidurot, "Discrétion magnétique des machines électriques de propulsion navale", Thèse de doctorat de l'Institut National Polytechnique de Grenoble, 2001.

[Grimmelius, 1999] H.T. Grimmelius et al, "Three State-of-the-Art Methods for Condition Monitoring", 1999.

[Hansen, 1993] C. Hansen, D. O'Leary, "The use of the L-curve in regularization in discretization of discrete ill-posed problems", J. Sci. Comput., No 14, pp 1487-1503, 1993.

[Hansen, 1998] C. Hansen, "Rank-deficient and ill-posed problems – Numerical aspect of linear inversion", Edition Siam, 1998.

[Heno, 2003] H. Heno, C. Demian, and G-A. Capolino, "A Frequency-Domain Detection of Stator Winding Faults in Induction Machine Using an External Flux Sensor," IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 39, No. 5, 2003.

[Henneton, 2000] A. Henneton, D. Roger, E. Napieralska, "Study of electromagnetic phenomena contributing to external radiation of machines", Proceedings of ICEM 2000 Conference.

[Jerance, 2002] N. Jerance, "Réseaux de réductances et diagnostic des machines électriques", Thèse de doctorat de l'Institut National Polytechnique de Grenoble, 2002.

[Kalimov, 2006] A. Kalimov, M. Svedentsov, "Application of a Hybrid Integrodifferential Method for Analysis of Thin Magnetic Shields", IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 34, No. 5, 1998, pp 2453-2456.

[Kildishev, 2003] A. Kildishev, "Detection of magnetically unbalanced PM rotor in an assembled motor", Proceedings of Compumag 2003 Conference.

[Kwon, 2004] O.M. Kwon, C. Surussavadee, M.V.K. Chari, S. Salon, "Analysis of the far field of permanent-magnet motors and effects of geometric asymmetries and unbalance in magnet design", IEEE Transactions on Magnetics, 2004.

[Le Coat, 1999] G. Le Coat, "Discrétion électromagnétique des machines électriques tournantes", Thèse de doctorat de l'Institut National Polytechnique de Grenoble, 1999.

[Le Floch, 2002] Y. Le Floch, "Développement de formulation 3D éléments finis $T0\Phi$ pour la prise en compte de conducteurs massifs et bobinés avec un couplage circuit", Thèse de doctorat de l'Institut National Polytechnique de Grenoble, 2002.

[MC-monitoring SA] Mesures - Consulting - Monitoring, compagnie suisse fournissant des systèmes pour la protection, le monitoring et le diagnostic des machines dans le domaine de la production d'énergie et les machines tournantes industrielles.

[Nandi, 1999] S. Nandi, H.A. Toliyat, "Faults Diagnosis of Electrical Machines – A Review", IEEE, 1999.

[Nandi, 2005] S. Nandi, H.A. Toliyat, X. Li, "Condition Monitoring and Fault Diagnosis of Electrical Machines – A Review", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 20, No. 4, Dec. 2005.

[Negrea, 2006] M.D. Negrea, "Electromagnetic Flux Monitoring for detecting faults in Electrical Machines", Doctoral Dissertation, Helsinki University of Technology, 2006.

[Penman, 1994] Penman et al, "Detection and Location of Interturn Short Circuits in the Stator Windings of Operating Motors", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 9, No. 4, December 1994.

[Raison, 1999] B. Raison, "Détection et localisation de défaillances sur un entraînement électrique", Thèse de doctorat de l'Institut National Polytechnique de Grenoble, 1999.

[Romary, 2005] R. Romary, R. Corton, D. Thailly, and J.F. Brudny, "Induction machine fault diagnosis using an external radial flux sensor," Eur. Phys. J. Appl. Phys. 32, 125–132 (2005).

[Press, 1992] W. Press, B. Flannery, S. Teukolsky, W. Vetterling, "Numerical recipes", Cambridge university press, 1992.

[Salon, 1985] S.J. Salon, "The hybrid finite element-boundary element method in electromagnetics", IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 21, No. 5, p 1829, September 1985.

[Schmerber, 2005] L. Schmerber, L-L. Rouve, A. Foggia, "Original 2D cylindrical harmonics method for identification of the near magnetic stray field of an electrical motor", IEEE, 2005.

[Schmerber, 2006] L-A. Schmerber, "Identification et caractérisation de sources électromagnétiques. Application à la discrétion des moteurs de propulsion navale", Thèse de doctorat de l'Institut National Polytechnique de Grenoble, 2006.

[Stoll, 1988] R.L. Stoll, A. Hennache, "Method of detecting and modelling presence of shorted turns in DC field winding of cylindrical rotor synchronous

machines using two airgap search coils", IEE Proceedings, Vol. 135, Pt. B, No. 6, November 1988.

[Tikhonov, 1976] A. Tikhonov, V. Arsénine, "Méthode de résolution des problèmes mal posés", Edition Mir, 1976.

[Timar, 1989] P.L. Timar, "Noise and Vibration of Electrical Machines", Elsevier Science, New York, 1989.

[Torlay, 1999] J-E. Torlay, "Etude des courants et tensions d'arbre et de phases dans les grands alternateurs", Thèse de doctorat de l'Institut National Polytechnique de Grenoble, 1999.

[Trutt, 2001] F.C. Trutt, J. Sottile, J.L. Kohler, "Detection of AC Machine Winding Deterioration Using Electrically Excited Vibrations", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 37, No. 1, 2001

[Tu Xuan, 2006] M. Tu Xuan, J.-J. Simond, R. Wetter, S. Keller, "A Novel Air-Gap Monitoring System for Large Low Speed Hydro-Generators", IEEE - PES Meeting, June 2006, Montreal

[Vas, 1993] P. Vas, "Parameter Estimation, Condition Monitoring and Diagnosis of Electrical Machines", Clarendon Press, 1993

[Vuillermet, 2006] Y. Vuillermet, O. Chadebec, J-L. Coulomb, L-L. Rouve, G. Cauffet, "Modélisation magnétique de tôles minces par une formulation en potentiel scalaire", Conférence Européenne sur les Méthodes Numériques en Electromagnétisme - Numelec 2006, Lille France, 2006

[Wan, 2005] Wan Shuting, Li Heming, Li Yonggang, Meng Fanchao, "Analysis of Stator Winding Parallel-Connected Branches Circulating Current and Its Application in Generator Fault Diagnosis", IEEE IAS2005 Industry Applications Society, 40th Annual General Meeting October, 2005, Hong Kong

[Wikswow, 1985] J.P. Wikswow, Jr. and K.R. Swinney, "Scalar multipole expansions and their dipole equivalents", Journal of Applied Physics, May 1985 - Volume 57, Issue 9, pp. 4301-4308

ANNEXE. EXPRESSION ANALYTIQUE DU FLUX DANS L'ENTREFER D'UNE MACHINE SYNCHROME

La conversion d'énergie dans une machine se localise principalement au niveau de l'entrefer. Une quantité d'information considérable peut donc être obtenue à partir du calcul et/ou de la mesure du champ magnétique dans celui-ci. Dans cette annexe, nous cherchons à établir les expressions analytiques du champ magnétique dans l'entrefer lors de différents modes de fonctionnement d'une machine synchrone: fonctionnement sain, court-circuit de spires du rotor, excentricités statique et dynamique. En premier lieu, faisons quelques remarques:

- la machine synchrone fonctionne à vide. Il n'y a donc pas de réaction d'induit causée par le champ tournant et créée par les bobines au stator. La force magnétomotrice totale n'est que rotorique;
- linéarité des matériaux. Il n'y a donc pas d'harmonique dû à la saturation de la machine;
- les courants induits ne sont pas pris en compte.

A.1. L'INDUCTION DANS L'ENTREFER POUR UN CAS

SAIN

En général, l'induction **B** dans l'entrefer est le produit de la force magnétomotrice d'entrefer f_{mm} (l'inducteur et l'induit) par la perméance superficielle d'entrefer Λ (réductance du circuit magnétique) [Timar, 1989] [Tech]:

$$B(\theta, t) = f_{mm}(\theta, t) \cdot \Lambda(\theta) \quad (A.1)$$

où θ est l'angle mécanique (position angulaire) et t est le temps.

Considérons tout d'abord la perméance

- La perméance superficielle d'entrefer dépend:

- des excentricités et de la saturation [Timar, 1989] [Tech]:

$$\Lambda(\theta) = \frac{f(\mu)}{e}(\text{excentricité, saturation}) \quad (A.2)$$

où $f(\mu)$ est une fonction de la perméabilité μ et e est la largeur de l'entrefer mécanique;

- des effets d'encoches.

Dans le cas d'une machine saine, en fonctionnement linéaire et dont l'effet des encoches est négligé aussi bien au stator qu'au rotor, la perméance superficielle est constante et vaut:

$$\Lambda_0(\theta) = \frac{\mu_0}{e} \quad (\text{A.3})$$

Considérons la force magnétomotrice quand la machine fonctionne à vide

- La force magnétomotrice:

La force magnétomotrice dans une machine synchrone fonctionnant à vide est créée par le courant d'excitation du rotor. La fonction $fmm(\theta, t)$ comporte des discontinuités qui posent des problèmes numériques (voir la Fig. A. 1). La forme d'onde dans l'espace dépend des caractéristiques de la machine. Pour une machine à entrefer lisse (l'effet des encoches) fonctionnant à vide dans une condition normale [Tech]:

$$fmm(\theta, t) = \sum_k fmm_k \cos(k(p\theta - p\omega_r t)) \quad (\text{A.4})$$

où:

- fmm_k est le coefficient de l'harmonique k ; $k : 1, 3, 5...$;
- p est le nombre de paire de pôles;
- ω_r est la vitesse de rotation du rotor.

Les harmoniques supplémentaires introduits par la forme non-sinusoidale de la force magnétomotrice du rotor sont en grande partie éliminés à la conception des alternateurs [Jerance, 2002]. Nous allons donc représenter cette fonction uniquement par son fondamental:

$$fmm(\theta, t) = fmm_1 \cos(p\theta - p\omega_r t) \quad (\text{A.5})$$

- Avec une machine à rotor cylindrique [Timar, 1989]:

$$fmm_1 = S^2 I_e / 4p \quad (\text{A.6})$$

où S est le nombre d'encoches du rotor.

- Avec une machine à entrefer lisse [Tech]:

$$fmm_1 = 4n_e I_e / \pi \quad (\text{A.7})$$

où n_e est le nombre de spires en série par pôle.

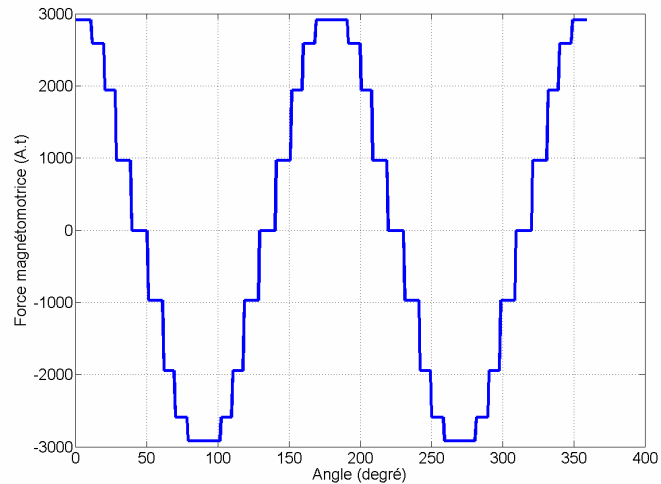


Fig. A. 1 Force magnétomotrice dans l'entrefer

En négligeant l'effet des encoches, le flux fondamental dans l'entrefer est donné par une relation linéaire entre la force magnétomotrice fondamentale et le terme constant de la perméance:

$$B(\theta, t) = \Lambda(\theta) \cdot f_{mm}(\theta, t) = \sum_{k_{\text{impair}}} B_k \cos(k(p\theta - p\omega_r t)) \quad (\text{A.8})$$

On peut donc exprimer le flux dans l'entrefer par son fondamental:

$$B(\theta, t) = \frac{\mu_0}{e} f_{mm1} \cos(p\theta - p\omega_r t) \quad (\text{A.9})$$

Avec $p = 2$:

$$B(\theta, t) = \frac{\mu_0}{e} f_{mm1n} \cos(2\theta - 2\omega_r t) \quad (\text{A.10})$$

A.2. L'INDUCTION DANS L'ENTREFER EN CAS DE DEFAUTS

Dans la suite, nous allons traiter deux types de défauts couramment rencontrés sur la machine synchrone fonctionnant à vide.

A.2.1. Court-circuit des spires de l'excitation

La force magnétomotrice d'une machine tournante contient, par construction, uniquement des harmoniques impairs. La présence de défauts tels qu'un court-circuit de l'enroulement inducteur peut entraîner l'apparition d'harmoniques pairs et d'harmoniques de rangs fractionnaires [Torlay, 1999].

S'il apparaît un court-circuit des spires d'un pôle du rotor, le nombre d'ampères-tours de ce pôle sera réduit. En négligeant la saturation, l'effet de court-circuit peut être considéré comme le somme de la force magnétomotrice rotorique dans une

condition normale fmm_n et la force magnétomotrice additionnelle fmm_d . La force magnétomotrice additionnelle est produite par une bobine additionnelle de même nombre de spires en court-circuit, mais avec un courant opposé, comme montré sur la Fig. A. 2 [Wan, 2005].

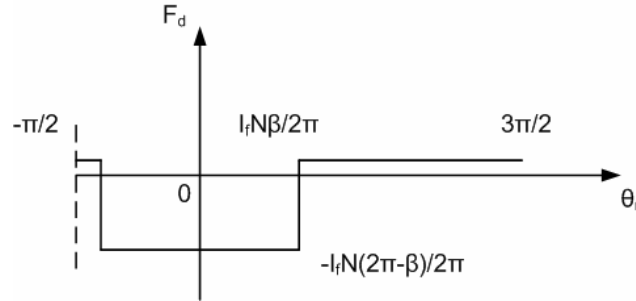


Fig. A. 2 Force magnétomotrice ajoutée par le court-circuit des spires au rotor

Introduisons l'angle mécanique entre deux encoches de la bobine court-circuit:

$$\beta \in (0, \pi)$$

La force magnétomotrice additionnelle fmm_d est [Wan, 2005]:

$$fmm_d(\theta_r) = \begin{cases} \frac{n_c I_e (2\pi - \beta)}{2\pi} & -\frac{\beta}{2} \leq \theta_r \leq \frac{\beta}{2} \\ -\frac{n_c I_e \beta}{2\pi} & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (\text{A.11})$$

où:

- L'angle mécanique du rotor dans le système de coordonnées rotorique peut prendre une valeur $\theta_r \in [0, 2\pi]$;
- n_c est le nombre de spires en court-circuit;
- I_e est le courant d'excitation.

La force magnétomotrice additionnelle est analysée par transformée de Fourier (signal pair):

$$\begin{aligned} fmm_d(\theta_r) &= A_0 + \sum_{n=1}^{\infty} [A_n \cos(np\theta_r) + B_n \sin(np\theta_r)] \\ &= -\frac{2n_c I_e}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{\sin(n\beta/2)}{n} \cos(np\theta_r) \right] \end{aligned} \quad (\text{A.12})$$

On pose:

$$\theta_r = \theta - \omega_r t$$

$$fmm_d(\theta_r) = -\frac{2n_c I_e}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{\sin(n\beta/2)}{n} \cos(n(p\theta - p\omega_r t)) \right] \quad (\text{A.13})$$

où:

$$\beta \neq 2m\pi/n \quad (m = 1, 2, 3, \dots)$$

La force magnétomotrice totale est donc :

$$fmm(\theta, t) = fmm_n(\theta, t) + fmm_d(\theta, t) \quad (\text{A.14})$$

Celle-ci va donc avoir un comportement harmonique beaucoup plus riche (harmonique spatiale).

Avec le nombre de paires de pôles $p = 2$ et le nombre d'harmoniques limité à $n = 4$:

$$\begin{aligned} f_{mm}(\theta, t) = & f_{mm_{1n}} \cos(2\theta - 2\omega_r t) + \\ & + f_{mm_{1d}} \cos(\theta - \omega_r t) + f_{mm_{2d}} \cos(2\theta - 2\omega_r t) + \\ & + f_{mm_{3d}} \cos(3\theta - 3\omega_r t) + f_{mm_{4d}} \cos(4\theta - 4\omega_r t) \end{aligned} \quad (A.15)$$

où:

$$f_{mm_{nd}} = -\frac{2n_c I_e}{\pi} \frac{\sin(n\beta/2)}{n} \quad n = 1, 2, 3, 4$$

A.2.2. Variation d'entrefer - Excentricité statique et dynamique

A.2.2.a Excentricité statique

Le centre du rotor n'est pas centré par rapport au stator. Une façon de représenter ce défaut consiste à utiliser les coordonnées polaires. Un cercle de rayon 1 centré sur l'origine du repère s'exprime par la fonction ρ [Torlay, 1999]:

$$\rho(\theta) = 1 \quad (A.16)$$

D'autre part, un cercle de rayon 1 décalé de λ_{es} par rapport à l'origine est représenté par la fonction ρ_{es} :

$$\rho_{es}(\theta) = 1 + \lambda_{es} \sin(\theta) \quad (A.17)$$

Par conséquent, l'induction dans l'entrefer B_{es} est modulée par cette fonction indépendante du temps et peut s'écrire:

$$B_{es} = B_0 \cos(p\theta - p\omega_r t) (1 + \lambda_{es} \sin(\theta)) \quad (A.18)$$

Cette équation montre qu'une excentricité statique n'ajoute pas d'harmoniques tournants au flux dans l'entrefer, mais en modifie la répartition dans l'espace. Là où l'entrefer est le plus faible, l'induction magnétique est la plus grande.

A.2.2.b Excentricité dynamique

Le rotor n'est pas centré dans le stator. Nous pouvons donc utiliser le même type de fonction de modulation, sauf que cette fois-ci, la fonction dépend du temps. La vitesse de rotation de l'entrefer est la vitesse de rotation du rotor, c'est-à-dire la pulsation ω_r . Le terme de modulation s'écrit [Torlay, 1999]:

$$\rho_{es}(\theta) = 1 + \lambda_{ed} \sin(\theta - \omega_r t) \quad (A.19)$$

Et l'induction dans l'entrefer B_{ed} peut donc s'écrire:

$$B_{ed} = B_0 \cos(p\theta - p\omega_r t) (1 + \lambda_{ed} \sin(\theta - \omega_r t)) \quad (A.20)$$

Nous allons transformer cette relation pour établir les harmoniques de l'induction B_{ed} :

$$B_{ed} = B_0 \cos(p\theta - p\omega_r t) + B_0 \frac{\lambda_{ed}}{2} \sin((p+1)\theta - (p+1)\omega_r t) - B_0 \frac{\lambda_{ed}}{2} \sin((p-1)\theta - (p-1)\omega_r t) \quad (A.21)$$

De cette relation, nous pouvons déduire:

- la période du terme $\cos(p\theta - p\omega_r t)$ est la période électrique;
- la période de $\sin((p+1)\theta - (p+1)\omega_r t)$ est $(p+1)$ fois la période de rotation, car ω_r est la vitesse de rotation;
- la période de $\sin((p-1)\theta - (p-1)\omega_r t)$ est $(p-1)$ fois la période de rotation.

Cela signifie que les harmoniques $(p+1)$ et $(p-1)$ de la fréquence de rotation s'ajoutent au flux normal lors d'une excentricité dynamique (temps et répartition spatiale).

Pour conclure, on a montré que l'excentricité dynamique produit les nouvelles composantes harmoniques du champ dans l'entrefer variant suivant le temps en tout point.

S'il apparaît à la fois une excentricité statique et une excentricité dynamique, on peut considérer que l'induction dans l'entrefer est [DeBortoli, 1993], [Dorrell, 1997]:

$$B_e(\theta, t) = B_0 \cos(p\omega_r t - p\theta)(1 + \lambda_{es} \cos(\theta) + \lambda_{ed} \cos(\omega_r t - \theta)) \quad (A.22)$$

Donc:

$$B_e(\theta, t) = B_0 \cos(p\omega_r t - p\theta) + B_s \cos(p\omega_r t - (p-1)\theta) + B_s \cos(p\omega_r t - (p+1)\theta) + B_d \cos((p-1)\omega_r t - (p-1)\theta) + B_d \cos((p+1)\omega_r t - (p+1)\theta) \quad (A.23)$$

A.3. EXPRESSION DE DIPOLES T DANS L'ENTREFER

Nous allons maintenant utiliser les expressions de l'induction **B** pour établir les équations analytiques des dipôles **T** dans l'entrefer pour un nombre de paires de pôles $p = 2$ et un nombre d'harmoniques limité à $n = 4$ en basse fréquence.

A.3.1. Fonctionnement sain

On peut considérer (A.10) que

$$B = B_1 \cos(2\theta - 2\omega_r t) \quad (A.24)$$

où B_1 est l'harmonique principal dans la représentation d'analyse spectral de **B**.

On en déduit (voir chapitre 3):

$$T_{mat} = T_{mat1} \cos(2\theta - 2\omega_r t) \quad (A.25)$$

On a l'expression de **T₀**:

$$T_0 = T_{01} \cos(2\theta - 2\omega_r t) \quad (A.26)$$

En faisant la somme de **T₀** et **T_{mat}**, on a donc:

$$T = T_1 \cos(2\theta - 2\omega_r t) \quad (A.27)$$

où $T_1 = T_{01} + T_{mat1}$

A.3.2. Court-circuit des spires d'un pôle au rotor

Si un court-circuit apparaît au rotor, \mathbf{T}_0 devient très riche en harmoniques. De plus, sa valeur moyenne est non nulle car les ampères-tours ne s'équilibrent plus au rotor. Nous avons donc comme expression:

$$T_{0cc}(\theta, t) = T_{00cc} + \delta_{01cc} \cos(\theta - \omega_r t) + T_{0maxcc} \cos(2\theta - 2\omega_r t) + \delta_{03cc} \cos(3\theta - 3\omega_r t) + \delta_{04cc} \cos(4\theta - 4\omega_r t) \quad (A.28)$$

où:

- T_{00cc} est la valeur moyenne de la signature T_{0cc} ;
- T_{0maxcc} est l'amplitude de l'harmonique principal de la signature T_{0cc} ;
- δ_{01cc} , δ_{03cc} , δ_{04cc} représentent l'amplitude du défaut des harmoniques (à la fréquence de rotation f_r , à $3f_r$ et à $4f_r$) lors d'un court-circuit des spires, respectivement.

L'induction dans l'entrefer est elle aussi modifiée comme montré précédent. Par contre, notons que la valeur moyenne de B_{cc} est nulle. En effet, d'après les équations de Maxwell, le flux se conserve dans l'entrefer. On a donc:

$$T_{matcc}(\theta, t) = \delta_{mat1cc} \cos(\theta - \omega_r t) + T_{matmaxcc} \cos(2\theta - 2\omega_r t) + \delta_{mat3cc} \cos(3\theta - 3\omega_r t) + \delta_{mat4cc} \cos(4\theta - 4\omega_r t) \quad (A.29)$$

où:

- $T_{matmaxcc}$ représente l'amplitude associée à la fréquence principale de flux dans l'entrefer, ω_r la pulsation de rotation et t le temps;
- δ_{maticc} ($i=1,3,4$) représentent l'amplitude du défaut de court-circuit.

En combinant (A.28) et (A.29), nous obtenons:

$$T_{cc}(\theta, t) = T_{0cc} + \delta_{1cc} \cos(\theta - \omega_r t) + T_{maxcc} \cos(2\theta - 2\omega_r t) + \delta_{3cc} \cos(3\theta - 3\omega_r t) + \delta_{4cc} \cos(4\theta - 4\omega_r t) \quad (A.30)$$

L'équation (A.30) est l'expression analytique de \mathbf{T} dans le cas d'un court-circuit.

Les coefficients dans l'expression de \mathbf{T} sont ceux de (A.28) et (A.29).

A.3.3. Excentricité statique

Dans le cas d'une excentricité statique, les bobines générant \mathbf{T}_0 vont être très légèrement décalées par rapport à l'axe de la machine. Par contre, ce décalage est très faible et en première approximation, nous pouvons le négliger. Nous considérons donc que \mathbf{T}_0 reste la même que dans le cas sain:

$$T_{0es}(\theta, t) = T_{0maxes} \cos(2\theta - 2\omega_r t) \quad (A.31)$$

Pour l'induction, dans le cas d'une excentricité statique, nous avons l'expression

de \mathbf{T}_{mat} :

$$T_{mat es}(\theta, t) = T_{mat max es} \cos(2\theta - 2\omega_r t)(1 + \lambda_{es} \sin(\theta)) \quad (A.32)$$

Nous obtenons alors pour valeur de \mathbf{T} en faisant la somme de \mathbf{T}_0 et \mathbf{T}_{mat} :

$$\begin{aligned} T_{es}(\theta, t) &= (T_{0\max es} + T_{\mat\max es}) \cos(2\theta - 2\omega_r t) - T_{\mat\max es} \lambda_{es} \sin(\theta) \cos(2\theta - 2\omega_r t) \\ &= T_{\max es} \cos(2\theta - 2\omega_r t) - T_{\mat\max es} \lambda_{es} \sin(\theta) \cos(2\theta - 2\omega_r t) \end{aligned} \quad (A.33)$$

qui peut aussi s'écrire:

$$\begin{aligned} T_{es}(\theta, t) &= T_{\max es} \cos(2\theta - 2\omega_r t) + \\ &+ T_{\mat\max} \frac{\lambda_{es}}{2} \sin(3\theta - 2\omega_r t) - T_{\mat\max} \frac{\lambda_{es}}{2} \sin(\theta - 2\omega_r t) \end{aligned} \quad (A.34)$$

A.3.4. Excentricité dynamique

Comme dans le cas statique, nous faisons l'approximation que la répartition de T_0 reste la même que pour (A.31).

Pour l'expression analytique de T_{\mat} dans l'entrefer, nous avons:

$$\begin{aligned} T_{\mated}(\theta, t) &= T_{\mat\max ed} \cos(2\theta - 2\omega_r t) + \\ &+ T_{\mat\max ed} \frac{\lambda_{ed}}{2} \sin(3\theta - 3\omega_r t) - T_{\mat\max ed} \frac{\lambda_{ed}}{2} \sin(\theta - \omega_r t) \end{aligned} \quad (A.35)$$

En faisant l'addition, nous avons:

$$\begin{aligned} T_{ed}(\theta, t) &= (T_{0\max ed} + T_{\mat\max ed}) \cos(2\theta - 2\omega_r t) + \\ &+ T_{\mat\max ed} \frac{\lambda_{ed}}{2} \sin(3\theta - 3\omega_r t) - T_{\mat\max ed} \frac{\lambda_{ed}}{2} \sin(\theta - \omega_r t) \\ &= T_{\max ed} \cos(2\theta - 2\omega_r t) + \\ &+ T_{\mat\max ed} \frac{\lambda_{ed}}{2} \sin(3\theta - 3\omega_r t) - T_{\mat\max ed} \frac{\lambda_{ed}}{2} \sin(\theta - \omega_r t) \end{aligned} \quad (A.36)$$

Remarquons qu'à une instante t donnée et vue d'un capteur, une excentricité dynamique se comporte comme une excentricité statique.

PUBLICATIONS PERSONNELLES

.1. CONFERENCES

[1]. V.P. Bui, Y.L. Floch, G. Meunier, and J.-L. Coulomb, "A new Three-Dimensional (3-D) Scalar Finite Element Method to Compute T_0 ", the 15th Conference on the Computation of Electromagnetic Fields (COMPUMAG 2005), Shenyang, China, Jun. 2005. Poster presentation

[2]. O. Chadebec, V.P. Bui, P. Granjon, L.-L. Rouve, N. Le Bihan, J.-L. Coulomb, "Rotor Fault Detection of Electrical Machines by low Frequency Magnetic Stray Field Analysis", in Proc. of the 5th IEEE International Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives (SDEMPED 2005), Vienne, Autriche, Sep. 2005. Oral presentation

[3]. V.P. Bui, O. Chadebec, L.-L. Rouve, J.-L. Coulomb, "An Homogenized FEM Model to Predict the Magnetic Stray Field Created by Faulty Electrical Machines", in Proc. of the Twelfth Biennial IEEE Conference on Electromagnetic Field Computation (CEFC 2006), Miami, Florida USA, Apr. 2006. Poster presentation

[4]. V.P. Bui, O. Chadebec, L.-L. Rouve, J.-L. Coulomb, "Simplified Models to Predict the Magnetic Stray Field Created by Faulty Electrical Machines", the 7th International Symposium on Electric and Magnetic Fields (EMF 2006), Aussois, France, Jun. 2006. Oral presentation

[5]. V.P. Bui, O. Chadebec, L.-L. Rouve, J.-L. Coulomb, "Magnetostatic Inverse Problem Applied to Faults Diagnostic of Electrical Machines", the 9th Workshop on Optimization and Inverse Problems in Electromagnetism (OIPE 2006), Sorrento, Italy, Sep. 2006. Oral presentation

[6]. V.P. Bui, O. Chadebec, L.-L. Rouve, J.-L. Coulomb, "Problème Inverse Magnétostatique Appliqué à la détection de défaut dans les Machines Electriques", 5ème Conférence Européenne sur les Méthodes Numériques en Electromagnétisme (NUMELEC 2006), Lille, France, Nov. 2006. Oral presentation

[7]. V.P. Bui, O. Chadebec, L.-L. Rouve, J.-L. Coulomb, "Fast Models to Predict the Magnetic Stray Field Created by Faulty Electrical Machines", in Proc. of the

IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC 2007), Antalya, Turkey, May 2007. Poster presentation

[8]. V.P. Bui, O. Chadebec, L.-L. Rouve, J.-L. Coulomb, "Non invasive faults monitoring of electrical machines by solving steady state magnetic inverse problem", the 16th International Conference on the Computation of Electromagnetic Fields (COMPUMAG 2007) Jun. 2007, Aachen, Germany. Poster presentation

.2. REVUE

[1]. V.P. Bui, Y.L. Floch, G. Meunier, and J.-L. Coulomb, "A new Three-Dimensional (3-D) Scalar Finite Element Method to Compute T_0 ", IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 42, No. 4, April 2006, pp 1035-1038

[2]. V.P. Bui, O. Chadebec, L.-L. Rouve, J.-L. Coulomb, "Analysis of the Magnetic Stray Field Created by Faulty Electrical Machines", to be published in COMPEL: the International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering

[3]. V.P. Bui, O. Chadebec, L.-L. Rouve, J.-L. Coulomb, "Diagnostic des machines électriques par mesure du champ magnétique rayonné - Une approche inverse", to be published in RIGE: la Revue Internationale de Génie Electrique

[4]. V.P. Bui, O. Chadebec, L.-L. Rouve, J.-L. Coulomb, "Non invasive faults monitoring of electrical machines by solving steady state magnetic inverse problem", to be published in IEEE Transactions on Magnetics, April 2008

Diagnostic des machines électriques par l'analyse du champ magnétique de fuite - Application à l'identification de défauts rotoriques d'un alternateur à vide

Une méthode de diagnostic des machines électriques basée sur l'analyse du champ magnétique de fuite et sur l'approche inverse est proposée. Nous avons développé un outil de modélisation direct en 3D permettant de calculer le champ magnétique de fuite de la machine. Plusieurs méthodes numériques ont été étudiées (éléments finis, moments magnétiques, intégrales de frontières...). Un modèle précis, léger et original a été développé. L'approche inverse a consisté en fonction des mesures du champ à l'extérieur, de retrouver la répartition du flux dans l'entrefer. Nous avons montré que cette approche permet la discrimination, la localisation et la quantification de l'importance des défauts. Finalement, notre approche a été validée expérimentalement grâce à l'instrumentation d'une maquette de machine synchrone (30kVA, 4 pôles) associée à un système de capteurs de champ magnétique Fluxgate.

Mot-clés: méthodes numériques – éléments finis, intégrales de frontières, moments magnétiques; problèmes inverses, champ magnétique de fuite, machines électriques, diagnostic de défauts, mesure de champs faibles, traitement du signal.

Diagnosis of the electrical machines by the analysis of the magnetic flux leakage - Application to the identification of the faults rotor of a no load generator

A diagnosis method of the electrical machines based on the magnetic flux leakage and on the inverse approach is proposed. We developed a direct modelling tool allowing to compute the 3D magnetic flux leakage of the machine. Several numerical methods were studied (finite elements, magnetic moment, boundary integral...). A precise, light and original model was developed. The inverse approach consisted of finding the distribution of flux in the machine air-gap according to the measurements of the field outside. We have showed that this approach allows the discrimination, the localization and the quantification of the relevant faults. Finally, our approach was experimentally validated thanks to the instrumentation of a model of synchronous machine (30kVA, 4 poles) associated with a system of magnetic field sensors Fluxgate.

Keywords: numerical methods – finite elements, magnetic moments, boundary integral; inverse problems, leakage flux, electrical machines, faults diagnosis, low magnetic field measurements, signal processing.