



HAL
open science

DISCRETION MAGNETIQUE DES MACHINES ELECTRIQUES DE PROPULSION NAVALE

Benoît Froidurot

► **To cite this version:**

Benoît Froidurot. DISCRETION MAGNETIQUE DES MACHINES ELECTRIQUES DE PROPULSION NAVALE. Sciences de l'ingénieur [physics]. Institut National Polytechnique de Grenoble - INPG, 2002. Français. NNT: . tel-00473509

HAL Id: tel-00473509

<https://theses.hal.science/tel-00473509>

Submitted on 15 Apr 2010

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

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

INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE GRENOBLE

N° attribué par la bibliothèque

/ / / / / / / / / / / / / /

THESE

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'INPG

Spécialité : « Génie électrique »

**Préparée au sein du Laboratoire de Magnétisme du Navire
et au Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble**

dans le cadre de l'Ecole Doctorale
« Electronique, Electrotechnique, Automatique, Télécommunication, Signal »

présentée et soutenue publiquement par

Benoît FROIDUROT

Ingénieur ENSIEG

Le 30 septembre 2002

**DISCRETION MAGNETIQUE DES MACHINES ELECTRIQUES
DE PROPULSION NAVALE**

Directeur de thèse : **Albert FOGGIA**

Madame	C. RANNOU	Présidente
Madame	L. L. ROUVE	Examinatrice
Messieurs	F. PIRIOU B. NOGAREDE A. FOGGIA	Rapporteur Rapporteur Examineur

1. Name: _____
2. Address: _____
3. City: _____
4. State: _____
5. Zip: _____

6. Telephone: _____
7. E-mail: _____
8. Date: _____

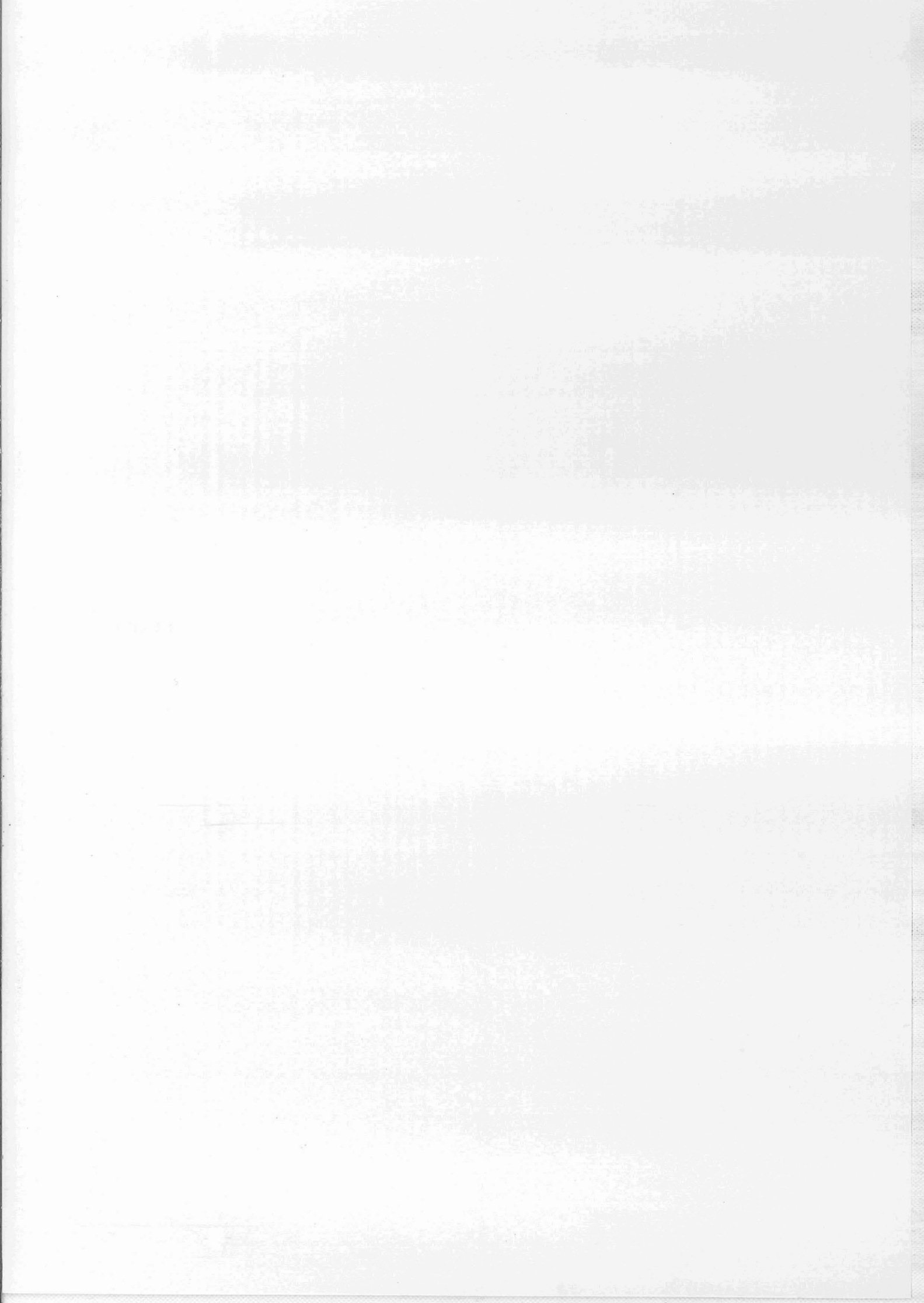
9. Signature: _____
10. Title: _____

11. Organization: _____
12. Project: _____
13. Purpose: _____

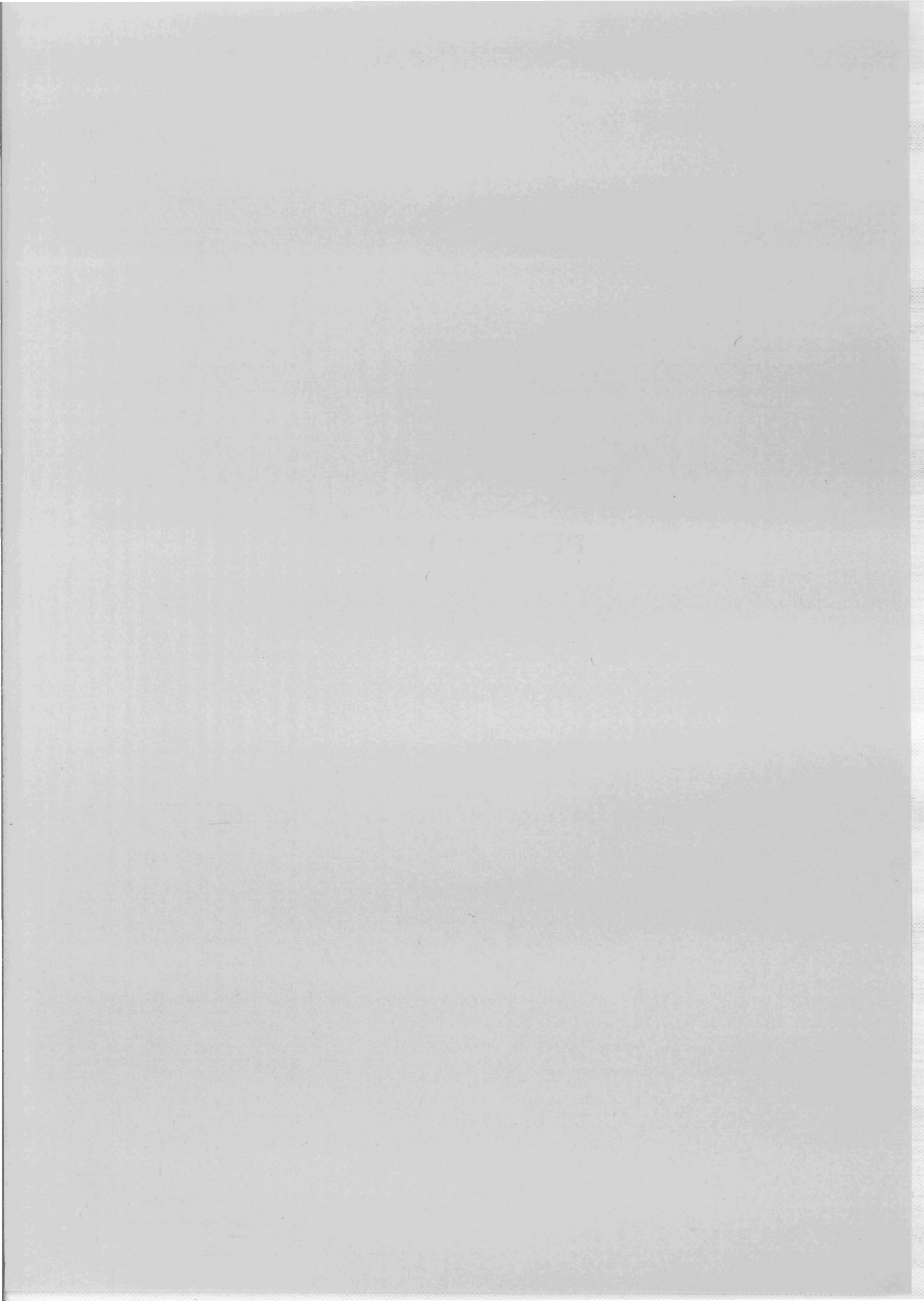
14. Contact: _____
15. Reference: _____

16. Remarks: _____
17. Date: _____

A Cécile...



REMERCIEMENTS



Remerciements

Voici donc l'épreuve finale qui conclut trois années de travail. Trois ans où énormément de monde a partagé mes joies, mes coups de gueule, mes coups de blues et surtout les parties de rigolade. Chapitre difficile qui est lu en premier par les connaissances et où il ne faut décevoir personne. Je me concentre...

De façon à rester organisé, je vais procéder par étapes. Je vais commencer mes remerciements avec les relations professionnelles.

Ma première intention va naturellement à Laure Line qui m'a apporté énormément sur un plan professionnel et qui désespère toujours de m'apprendre une formule mathématique. Les rares escarmouches ont vite été balayées par son rire sonore et communicatif autour d'un café. Je tenais à préciser que sa participation à ce travail a été plus qu'importante. Bien sûr, je souhaite tout le bonheur possible et la santé à la toute jeune Louise et au petit Gaspard.

Partons maintenant en Italie pour remercier mon directeur de thèse Albert Foggia. On comprend énormément de choses sur les machines électriques et les champs magnétiques lorsque ce sont les mains qui en parlent...

Je tiens aussi à remercier Corinne RANNOU qui a présidé mon jury de très belle façon, ainsi que messieurs PIRIOU et NOGAREDE qui ont eu la lourde tâche de corriger ma thèse.

Je me tourne maintenant vers les personnes du LMN. Merci à Jean Paul et ses conseils avisés. Les explications de Jean Louis ont aussi été de grand secours. Merci à Hervé et toutes les manips qu'il a monté à Herbeys. Je garde d'excellents souvenirs des voyages en camion avec un bateau sur le toit et les yeux ahuris des automobilistes. De même pour les apéros du vendredi à 11h30 et des repas de Noël toujours copieux et arrosés par le champagne de Gilou. Je n'oublie pas Philippe, sa gentillesse et ses installations sur les capteurs. Et enfin, merci au très prometteur Olivier, déjà cité dans de nombreuses conférences (Il a horreur qu'on parle de lui comme ça...). Bonne chance à Sébastien qui a repris seul le flambeau des thésards du LMN.

Mes relations au LEG ont été tout aussi excellentes. Merci d'abord à Jean Pierre et Pascal qui m'ont accueilli dans leur équipe. Merci à Patrice pour avoir résolu nombre de mes problèmes en modélisation. Je dois aussi une grosse partie du travail à Gérard qui a été au centre du développement de notre méthode de calcul. Les coups de main de Djidji et le savoir de Bruno ont été de grand renfort. Bien sûr, comme l'informatique est au cœur du travail, je dois beaucoup aux administrateurs.

Merci maintenant aux collègues qu'il a fallu que je me tape tous les jours, avec plaisir cela va de soit. Il a été facile d'aller au boulot tous les matins sachant qu'on aura au minimum une heure de rigolade dans la journée. Je pense particulièrement aux personnes de la plate forme CDI : Max, Jean Mich, Loïg (oui, avec un « g »), P'tiBen, Lole et son accent, Vince, Franck et mon phénoménal voisin de droite : David. Et aussi Laurent, le doyen de la salle qui n'a toujours pas trouvé le moyen de nous calmer. Un clin d'œil à Bertrand qui n'a jamais cessé de me rappeler ma grande taille chaque matin et dont la joie est de servir la science. Je pense aussi aux deux jeunes papas : Eric et Armando qui pouponnent leurs petites filles. Je n'oublie pas tous les autres thésards du LEG que j'ai côtoyé et dont il m'est impossible d'en citer la totalité (Jimmy, Goubs, Martin, Guillaume (x2), CCM, Ivan, Seb, Raph, Michael, Olivier, Coralie, Christophe, Nadège...)

Parmi le personnel du laboratoire, je pense qu'une simple liste de noms me simplifiera la tâche. Commençons par les dames : Flo, Marie-Thérèse, Danielle, Monique, Elise, Jacqueline, Etiennette, Edith et Afef. Malheureusement, les hommes sont trop nombreux pour être tous nommés. Comme ils sont tous des gentlemen, ils ne m'en voudront pas...

Maintenant, mes remerciements prennent un caractère plus personnel. En effet, je dois cette réussite essentiellement à mes parents. Ils assurent la logistique technique, financière et morale depuis plus de 27 ans et continuent à le faire de la plus belle manière. La recette est simple : de bons petits plats sur de grandes et belles tables, quelques grands crus de Bourgogne et quelques baffes de temps en temps pour remettre sur les rails. Mes deux frères, Damien et Laurent ont eux aussi testé la méthode, et l'ensemble est devenu une famille qui m'a soutenue dans mon travail et dans mes moments difficiles. Je fais aussi un petit clin d'œil à Céline.

Il y a aussi toute ma grande famille : mes oncles, mes tantes, mes cousins et cousines, mais la liste est encore une fois trop longue... En revanche, je voulais citer mes deux grands-mères, Renée et Jeannette, et j'ai une pensée particulière pour mes deux grands-pères dont l'absence est toujours aussi douloureuse : Marcel, ses combines et ses peintures et André, ses grands yeux bleus et ses blagues.

J'adresse une intention particulière à toute la famille Saas, qui est véritablement devenue ma famille d'adoption grenobloise. Des personnes généreuses et débordant de gentillesse à qui je dois beaucoup. Mon ami Matthieu a hérité de ces qualités et me les fait partager sans limites depuis plus de 7 ans maintenant. J'espère continuer longtemps à partir en virée avec lui dans les bars et les boîtes grenobloises, accompagnés de Ludivine. J'en profite pour souhaiter un beau petit à Greg et Caro dans quelques mois. A propos, je souhaite à Matéo de ressembler à ses parents si sympathiques et joviaux, Paco et Laure.

Et il y a les copains, tous les collègues de promo qui sont là aussi bien pour déconner et boire de canons que pour se serrer les coudes. Parmi eux, Rodolphe et Matthieu, Fab et Matt, P'tilu, Xav, Luce, Sandrine, Juliette, Guiche, Karim et les autres... C'est ensemble qu'on pense encore à notre amie Cécile disparue tragiquement à 24 ans un soir de Noël. Son sourire et ses blagues nous manquent et je tenais à lui dédier ma thèse.

Mon ami de maternelle Vincent et toute sa famille m'ont toujours été très sympathiques depuis l'âge de trois ans et je tenais à leur en témoigner.

Je n'oublie pas non plus les copains du rugby, mes entraîneurs, Olive, Eric et Lolo avec son fameux « cadrage débo », Dom et Colette, René, Manu, Tony, Jean Marc, Sylvain et tous les Catalans. Je suis persuadé que certains plaquages rugueux permettent de trouver des solutions au magnétisme du navire et donc de servir la science.

Pour finir, je voulais remercier les familles Chinal et Magnat avec qui j'ai passé d'agréables moments durant ces trois ans. Leur accueil chaleureux et sympathique m'a toujours revitalisé. La chasse, les observations de bouquetins et de chamois et les balades en jeep m'ont très souvent permis de décompresser des problèmes de modélisation. J'ai eu un véritable plaisir à côtoyer Aristide, ses explications techniques et ses randonnées de 11h (incroyable l'ancien), Odille sa gentillesse et ses excellentes sauces « triées » (je ne sais toujours pas ce que ça veut dire, mais c'est bon...), la petite Clarinette et son ENISE, Léa et Charlotte pour leurs attentions culinaires (les figolus, les caillettes et les essais de gateaux) ou encore Sylvain et ses histoires passionnantes agrémentées de « p'tits canons ». J'ai aussi une pensée pour Robert, véritable encyclopédie de la résistance dans le Vercors que j'écoutais avec respect et plaisir.

Remerciements

Il me reste à coller une bise à la personne qui a partagé ma vie durant ces trois années. Son dynamisme, son sourire et ses beaux yeux bleus ont rythmé mes soirées et mes week-ends. J'avoue que quelquefois j'aurai eu besoin de me poser quelques minutes, mais elle m'a fait passer trois ans à une vitesse phénoménale. Nos aventures, nos randonnées, nos voyages et nos moments de joie ont été de vrais bonheurs. Elle m'a fait découvrir et partager la montagne et toutes ses sensations extraordinaires que je conserve précieusement. Elle a désespéré de voir mes gamelles dans la poudreuse et elle a même assisté hilare à mes premiers pas sur des skis de fond qui faisaient, soit disant, penser à la naissance de Bambi.

Tout cela pour arriver au fait que j'espère lui avoir apporté autant qu'elle l'a fait pour moi et je garde soigneusement en tête le mont Aiguille, le grand Veymont et ses bouquetins, la Suisse, les traversées du Vercors et de la Chartreuse, la majestueuse aiguille Doran, la dent Parrachée, l'église de St Pierre d'Extravache, le lac du Mont Cenis, la statue de Termignon, le ski de fond à Bessans, la vue de l'Ouille de Tierce, le Thabor, la vallée Clarée et les Cerces, le roc rouge, Polset, Valfréjus et toute la Maurienne qui sont pour moi indissociables de la jolie *Jeannie*.

The first part of the report deals with the general situation of the country and the progress of the work. It is followed by a detailed account of the work done during the year, and a summary of the results. The report is divided into several sections, each dealing with a different aspect of the work. The first section deals with the general situation of the country, and the progress of the work. The second section deals with the work done during the year, and the results. The third section deals with the work done during the year, and the results. The fourth section deals with the work done during the year, and the results. The fifth section deals with the work done during the year, and the results. The sixth section deals with the work done during the year, and the results. The seventh section deals with the work done during the year, and the results. The eighth section deals with the work done during the year, and the results. The ninth section deals with the work done during the year, and the results. The tenth section deals with the work done during the year, and the results.

TABLE DES MATIERES

Table des matières

INTRODUCTION	1
CHAPITRE 1 CONTEXTE DE L'ETUDE.....	4
I. INTRODUCTION	4
II. LE NAVIRE TOUT ELECTRIQUE.....	5
II.1. AVANTAGES ET INCONVENIENTS DE LA PROPULSION ELECTRIQUE	6
II.1.a. Le navire civil.....	6
II.1.b. Le bâtiment de marine.....	8
II.2. LA DISCRETION MAGNETIQUE	9
II.2.a. La furtivité.....	9
II.2.b. Les sources d'anomalie magnétique	11
II.2.c. Contexte naval de la discrétion magnétique	12
II.2.d. Objectifs du travail de recherche	13
III. LES MOTEURS ELECTRIQUES	13
III.1. FONCTIONNEMENT GENERAL DES DIFFERENTS TYPES DE MOTEURS ELECTRIQUES	13
III.1.a. La machine à courant continu.....	13
III.1.b. La machine synchrone.....	14
III.1.c. La machine asynchrone ou à induction.....	15
III.2. LES MACHINES SYNCHRONES A AIMANTS PERMANENTS.....	16
III.2.a. Avantages pour la propulsion	16
III.2.b. Structures de machines à aimants permanents.....	17
III.2.c. Sources de flux	20
IV. ETAT DE L'ART DE L'ANALYSE DES CHAMPS DE FUITES EXTERNES.....	21
V. CONCLUSION	22

CHAPITRE 2 METHODE DES MOMENTS ETUDE ET VALIDATION .
.....23

I. INTRODUCTION23

II. NECESSITE D'UN NOUVEAU MODELE24

II.1. HYPOTHESES DU MODELE..... 24

II.2. CALCUL DE CHAMP PAR LES ELEMENTS FINIS 24

II.2.a. Modèle éléments finis 24

II.2.b. Approche discrète de la variable calculée 25

II.2.c. Equations d'un problème magnétostatique..... 26

II.2.d. Maillage 28

II.2.e. Les fonctions de forme 28

II.2.f. Calcul dans tout l'espace..... 29

II.3. LIMITE DES ELEMENTS FINIS 29

II.3.a. Définition d'un problème éléments finis..... 29

II.3.b. Problématique..... 30

III. METHODE DES MOMENTS MAGNETIQUES.....31

III.1. UTILISATION DE FLUX3D 31

III.2. RAPPELS DE MAGNETISME..... 32

III.2.a. L'aimantation..... 32

III.2.b. Les moments magnétiques 33

III.2.c. Calcul du champ émis 34

III.3. CONSTRUCTION DU MODELE 35

III.4. COMPARAISON AVEC FLUX3D STANDARD 36

IV. MOYENS DE MESURES MAGNETIQUES37

IV.1. MESURES DE CHAMPS FAIBLES..... 37

IV.1.a. Les perturbations magnétiques en milieu urbain 37

IV.1.b. Le LMMCF..... 38

IV.1.c. Capteurs et acquisition..... 39

IV.2. MOTEUR ETUDE POUR LA VALIDATION..... 40

IV.2.a. Caractéristiques géométriques et magnétiques du moteur étudié..... 40

IV.2.b. Les aimants au rotor 41

IV.2.c. Bobinage 41

IV.2.d. Alimentation des bobinages..... 42

IV.3. MODELISATION DU MOTEUR 44

IV.3.a. La méthode des moments..... 44

IV.4. PROTOCOLE DE MESURES..... 47

IV.4.a. Directions des axes de mesure : 47

IV.4.b. Position des capteurs 48

IV.4.c. Exploitation des mesures..... 49

V.	VALIDATION	53
V.1.	MESURES SUR LE ROTOR SEUL	53
<i>V.1.a.</i>	<i>Mesures autour du rotor dans le plan de symétrie.....</i>	<i>54</i>
<i>V.1.b.</i>	<i>Mesures sur l'axe parallèle à l'axe du rotor.....</i>	<i>56</i>
<i>V.1.c.</i>	<i>Analyse de Fourier.....</i>	<i>56</i>
V.2.	MESURES SUR LE STATOR SEUL.....	58
<i>V.2.a.</i>	<i>Mesures autour du stator dans le plan de symétrie.....</i>	<i>58</i>
<i>V.2.b.</i>	<i>Mesures sur l'axe parallèle à l'axe du rotor.....</i>	<i>62</i>
V.3.	MESURES SUR LE MOTEUR COMPLET	64
<i>V.3.a.</i>	<i>Mesures sur l'axe radial</i>	<i>65</i>

VI.	CONCLUSION SUR LA VALIDATION DU MODELE.....	80
------------	--	-----------

CHAPITRE 3	APPLICATIONS DU MODELE.....	81
-------------------	------------------------------------	-----------

I.	INTRODUCTION	81
-----------	---------------------------	-----------

II.	ETUDE DES PARAMETRES INTRINSEQUES	82
------------	--	-----------

II.1.	ETUDES DES BOBINAGES	82
--------------	-----------------------------------	-----------

<i>II.1.a.</i>	<i>Différents types de bobinages.....</i>	<i>82</i>
----------------	---	-----------

<i>II.1.b.</i>	<i>Analyse des différentes signatures</i>	<i>84</i>
----------------	---	-----------

II.2.	CHOIX DE REPARTITIONS DES AIMANTATIONS PERMANENTES DES AIMANTS LE LONG DES POLES DU ROTOR.....	85
--------------	---	-----------

II.3.	INFLUENCE DES PERMEABILITES DES PARTIES FERROMAGNETIQUES SUR LA SIGNATURE	87
--------------	--	-----------

<i>II.3.a.</i>	<i>Effets des aimants.....</i>	<i>87</i>
----------------	--------------------------------	-----------

<i>II.3.b.</i>	<i>Effets des courants</i>	<i>89</i>
----------------	----------------------------------	-----------

<i>II.3.c.</i>	<i>Conclusion</i>	<i>89</i>
----------------	-------------------------	-----------

III.	MOTEUR EN ROTATION.....	90
III.1.	NECESSITE D'UN MODELE DYNAMIQUE.....	90
III.2.	CONSTRUCTION DU MODELE DYNAMIQUE	90
III.2.a.	<i>Fonctionnement du moteur.....</i>	<i>90</i>
III.2.b.	<i>Dissociation des moments</i>	<i>91</i>
III.2.c.	<i>Source magnétique : aimants</i>	<i>92</i>
III.2.d.	<i>Source magnétique : courants.....</i>	<i>93</i>
III.2.e.	<i>Superposition.....</i>	<i>94</i>
III.2.f.	<i>Assemblage des modèles</i>	<i>96</i>
III.2.g.	<i>Réduction du modèle dynamique.....</i>	<i>96</i>
III.3.	APPLICATIONS DU MODELE DYNAMIQUE	99
III.3.a.	<i>Influence de l'angle de déphasage</i>	<i>99</i>
III.3.b.	<i>Influences des harmoniques</i>	<i>101</i>
IV.	ETUDE DES DECROISSANCES DE L'INDUCTION	103
IV.1.	COMPARAISON DU MODELE AVEC LES MESURES	103
IV.1.a.	<i>Comparaisons entre modèle et mesures</i>	<i>103</i>
IV.1.b.	<i>Analyse multipolaire</i>	<i>105</i>
V.	CONCLUSION	108

CHAPITRE 4 ETUDE THEORIQUE DE LA COMPENSATION.....109

I.	INTRODUCTION	109
II.	LES TYPES DE BLINDAGES	110
II.1.	LES BLINDAGES PASSIFS	110
II.2.	LES BLINDAGES ACTIFS.....	110
III.	PROPOSITION DE BLINDAGE ACTIF.....	110
III.1.	LE REGIME DE FONCTIONNEMENT	110
III.2.	CALCUL ANALYTIQUE DE L'INDUCTION TOTALE.....	111
III.3.	BOBINAGE DE COMPENSATION	112
III.4.	ETUDE DE LA COMPENSATION	114
III.4.a.	<i>Etude de l'atténuation selon la distance de calcul</i>	<i>115</i>
III.4.b.	<i>Champs compensés en fonction du rayon du bobinage de compensation.....</i>	<i>116</i>

IV. CONCLUSION119

CONCLUSION120

CONCERNING THE

...

...

...

...

INTRODUCTION

Introduction

Depuis une dizaine d'années, le concept de navire tout électrique prend une importance toute particulière qui a conduit à un grand nombre de réalisations à la fois civiles et militaires. Le principe est de faire de l'électricité l'unique vecteur de transport de la puissance sur les navires. Les groupes principaux de production d'énergie électrique sont communs à tous les consommateurs de bord (appareils propulsifs, réseaux électriques de bord, armes futures...). Par conséquent, la propulsion navale électrique a subi un essor considérable ces dernières années et plusieurs navires civils sont déjà propulsés électriquement.

Ce type de propulsion présente de nombreux avantages en termes de maniabilité du bâtiment, de maintenance ou encore de bruit acoustique. Bien sûr, les marines militaires se sont intéressées à ce moyen de propulser les navires. Cependant, d'autres contraintes sont apparues. Parmi ces contraintes, la discrétion magnétique du bâtiment est directement liée à l'utilisation d'un moteur électrique qui intrinsèquement crée autour de lui des champs magnétiques basses fréquences pouvant être détectés.

La discrétion magnétique est une préoccupation permanente de la Marine depuis la seconde guerre mondiale. A l'époque, des mines dont le déclenchement était basé sur la variation du champ magnétique terrestre sont apparues, causant de graves dommages. En effet, les bâtiments sont constitués principalement de matériau ferromagnétique qui s'aimante sous l'effet du champ magnétique terrestre, créant à leur tour un champ (anomalie locale) source d'indiscrétion. Ces techniques de détection ont été depuis améliorées ainsi que les techniques de contre mesure. Ces dernières consistent à compenser l'anomalie magnétique des navires avec des boucles de courants placées à bord. Ce sont les boucles d'immunisation [CHADEBEC 01] dont l'inventeur est Louis Néel.

Malgré tout, ces boucles d'immunisation sont prévues pour limiter la signature magnétique statique des bâtiments. Elles ne permettent pas de compenser les champs électromagnétiques basses fréquences, et notamment ceux émis par un moteur électrique. Des blindages existent pour compenser ces champs, mais ils sont généralement conçus empiriquement et présentent une compensation non suffisante pour les niveaux de détection actuels, d'où un problème de sécurité pour le bâtiment (proximité d'une mine par exemple). Aujourd'hui, il n'existe pas de méthode efficace et systématique pour compenser les champs externes d'une machine électrique. En conséquence, le besoin de rendre les machines électriques magnétiquement silencieuses est une des préoccupations majeures à la fois des constructeurs et de l'ensemble des marines civiles et militaires. C'est le but de notre travail.

La démarche qui est suivie consiste tout d'abord à faire une étude des champs créés par une machine. Dans les études électrotechniques, il est peu commun de se préoccuper des fuites externes des machines électriques. Il est coutume de considérer ces fuites comme secondaires. Un modèle précis et efficace des champs externes d'une machine est mis en œuvre. Avec ce modèle, il est possible d'analyser les champs générés afin de les compenser efficacement. L'étude porte sur une machine électrique synchrone à aimants permanents. Ce type de machines est le plus probable pour la propulsion électrique des navires militaires à cause des fortes performances qu'elles présentent.

Ce mémoire est divisé en quatre parties concernant des études distinctes mais complémentaires des champs créés par une machine électrique.

Le premier chapitre pose le contexte général de l'étude. Le concept du navire tout électrique et les différents aspects de la propulsion électrique y sont abordés. Parmi eux, les problèmes généraux de discrétion sont soulevés et plus particulièrement la discrétion magnétique basse fréquence avec les sources d'anomalie magnétique. Ensuite, une étude sur les différents types de machines permet de mettre en évidence les avantages des machines synchrones à aimants pour la propulsion électrique. Enfin, un état de l'art de la discrétion magnétique des machines électriques est exposé.

Le corps de l'étude est contenu dans le chapitre deux. Le besoin d'un nouveau modèle pour l'étude des champs magnétique externes est démontré ce qui a conduit à l'établissement d'un nouveau modèle basé sur des moments magnétiques. Il permet de modéliser le moteur à un instant précis de son fonctionnement (modèle statique). Ce modèle est ensuite comparé avec des mesures dans un but de validation. Le protocole de mesure constitue une partie importante du chapitre. Avec les comparaisons, quelques analyses sont présentées notamment sur l'état magnétique des matériaux.

Avec ce nouveau modèle satisfaisant, le chapitre trois montre ses applications. Avant de procéder à des études de blindages, nous étudions l'effet des paramètres intrinsèques sur la signature, tels que les perméabilités des matériaux ou l'effet de différents types de bobinages, de façon à obtenir une machine la plus magnétiquement discrète possible.

Ensuite, le modèle initialement statique, est développé vers un modèle dynamique dans le but de faire apparaître des effets temporels sur la signature. Ce modèle prend aussi en compte l'angle de déphasage entre les deux champs rotor et stator de la machine et permet de modéliser son influence sur la signature magnétique. Enfin, ce chapitre présente une étude sur l'ordre de décroissance de l'induction en s'éloignant de la machine. Ce point est important par la suite pour la propagation des champs dans le milieu sous marin. Le moteur est identifié avec des ensembles élémentaires de dipôles, ce qui ouvre sur une étude de la compensation des champs.

Cette compensation est présentée dans le chapitre quatre. Une proposition de système de compensation est faite sur un blindage actif constitué de bobines disposées autour du moteur. Les courants d'alimentation sont étudiés ainsi que l'encombrement du système. Ce blindage fait effet seulement d'une étude théorique et des mesures ultérieures pourront être prévues afin de valider cette technique.

La conclusion est un récapitulatif du travail effectué et donne des perspectives sur les études à venir.

The first part of the study was a pilot study to determine the reliability of the measure. The pilot study was conducted with 20 participants and the results showed that the measure was reliable. The second part of the study was a main study with 100 participants. The results of the main study showed that the measure was a valid and reliable measure of the construct. The measure was found to be significantly correlated with other measures of the construct. The results of the study suggest that the measure is a useful tool for assessing the construct in a variety of settings.

The study was conducted in a laboratory setting. The participants were all college students. The study was approved by the Institutional Review Board. The results of the study are presented in the following table.

Measure	Mean	SD	Reliability
Construct Measure	4.5	1.2	0.85
Control Measure	3.8	1.0	0.78
Comparison Measure	4.2	1.1	0.82

The results of the study indicate that the measure is a valid and reliable measure of the construct. The measure was found to be significantly correlated with other measures of the construct. The results of the study suggest that the measure is a useful tool for assessing the construct in a variety of settings.

The study was limited in several ways. First, the study was conducted in a laboratory setting. Second, the participants were all college students. Third, the study was limited to a single measure of the construct. Fourth, the study did not include a comparison group. Finally, the study did not include a follow-up study.

Future research should investigate the measure in a variety of settings. Future research should also investigate the measure in a variety of populations. Future research should also investigate the measure in a variety of contexts. Finally, future research should investigate the measure in a variety of ways.

CHAPITRE I
CONTEXTE DE L'ETUDE

Chapitre 1 Contexte de l'étude

I. Introduction

La tendance actuelle pour la propulsion des véhicules terrestres ou des bâtiments de la marine est tournée vers le mode électrique. Le secteur automobile en est le meilleur exemple. Les constructeurs de voitures effectuent des recherches sur des véhicules hybrides ou électriques. Ceci correspond à une politique mondiale d'économies d'énergie et à des contraintes écologiques qui deviennent de plus en plus importantes dans notre société. Beaucoup de transports en commun de grandes villes sont demandeurs de véhicules propulsés par des énergies dites propres. L'énergie électrique en est une.

Dans le domaine naval, l'électricité est déjà mise en œuvre sur des bateaux civils. C'est le concept du navire tout électrique qui a été le sujet de plusieurs conférences et qui fait état de nombreux plans de recherche. Déjà, plusieurs paquebots de croisière sont équipés de façon " tout électrique " et d'autres sont actuellement en construction.

Au niveau de la propulsion, le développement de nouveaux moteurs électriques et de leurs systèmes de commande a rendu possible l'utilisation de cette énergie. Ce moyen de propulsion des bateaux présente de nombreux avantages majeurs. Bien sûr, les marines militaires sont intéressées par ces avantages, mais quelques inconvénients d'ordre stratégique surviennent avec le mode tout électrique. Le principal inconvénient concerne la furtivité des navires. Sur le plan acoustique, en comparaison avec les moteurs thermiques, le moteur électrique est plus discret. En revanche, en ce qui concerne la discrétion magnétique indispensable aux bâtiments de la Marine, les moteurs électriques présentent bien plus de champs de fuite, ce qui est un inconvénient majeur pour la furtivité des navires.

Les nouveaux aimants constitués à base de Terre rare ont des performances remarquables. Leurs puissances volumiques ont été augmentées avec la découverte de nouveaux modes de fabrication. Cette amélioration a conduit à une diminution considérable de la taille des moteurs électriques. Les rapports poids/puissance des moteurs ont été diminués.

De plus, de nouveaux types de moteurs avec des géométries particulières ont été imaginés et ont aussi contribué à la réduction des volumes et des poids.

II. Le navire tout électrique

L'électricité à bord des navires est un concept centenaire. En effet, dès 1900, les premières propulsions électriques étaient montées sur des appareils sous marins. Avec la " Grande guerre ", le développement de ce type de propulsion a été appliqué aux navires de surface de l'US Navy et par la suite aux porte-avions au début des années 20. Les Etats Unis ont continué le développement de la propulsion électrique pendant la seconde guerre mondiale. Ce type de propulsion a laissé place à la propulsion thermique pour les navires de surface dans les années 50, plus compétitive notamment grâce à de nouvelles technologies de réducteurs mécaniques. L'élan donné à l'électronique de puissance dans l'industrie durant les années 60 n'a pas eu réellement de répercussion sur les flottes civiles ou militaires. Seulement quelques navires de recherche ou encore des brise-glaces ont profité du mode électrique de propulsion.

Le concept de navire tout électrique (NTE) est apparu au début des années 90 sur des navires de croisière. Un intérêt supplémentaire a émergé avec l'application de ce concept aux marines militaires. En France, les premières études sur la propulsion électrique militaire de plus de 20MWatts par ligne d'arbre ont commencé en 1987. De 1992 à 1994, une étude sur la conception de futurs systèmes concernant le concept tout électrique a été engagée. Les premiers développements ont été lancés en 1995, tandis qu'un programme préparatoire sur le navire tout électrique s'est établi en 1997. Ce programme est devenu un projet de la DGA depuis 1998 [LEBRETON 00].

Le NTE a été le sujet de plusieurs conférences internationales depuis 1995. Ces conférences ont été le moyen de montrer les avantages et les inconvénients de bâtiments exclusivement équipés d'appareils électriques. Les contraintes de coût, de fiabilité et de rendement y ont été étudiées. Elles ont aussi permis de définir des coopérations entre partenaires de l'OTAN afin de mettre en commun les connaissances technologiques et mener à bien le projet. Déjà, des nouveaux " Ferry-boat " ainsi que quelques navires de croisières utilisent exclusivement le mode électrique de propulsion.

Lors de ces conférences, des discussions ont notamment porté sur la faisabilité et les intérêts de navires militaires tous électriques [NIENHUIS 00]. Les bâtiments civils n'ont pas de contraintes aussi ardues que les vaisseaux de guerre. Des études techniques et économiques sont de nos jours en cours pour favoriser le mode électrique dans le grand renouvellement des frégates françaises prévu pour 2008 [LETOT 00].

II.1. Avantages et inconvénients de la propulsion électrique

II.1.a. Le navire civil

Le moteur diesel est au cœur des systèmes de propulsion classique. Les principaux inconvénients de ce type de propulsion directement palliés par une propulsion électrique sont la pollution et le bruit acoustique. Le fait de monter des moteurs électriques au cœur de la chaîne de propulsion présente un certain nombre d'autres intérêts au niveau civil.

La relative petite taille des moteurs électriques par rapport aux moteurs thermiques classiques est un grand atout [RADAELLI 97]. Elle offre la possibilité de réduire la chaîne de propulsion en enlevant quelques éléments des lignes d'arbre tels que des joints de cardan, des renvois d'angle ou d'autres systèmes d'engrenages pour la transmission (Fig. II-1). De plus, le moteur électrique et ses circuits de commande permettent la suppression des réducteurs et des variateurs de vitesse mécaniques. Tout cela diminue le poids total et le volume de toute la chaîne de propulsion, avantage considérable à bord. Les pertes mécaniques et de température dans chaque élément de transmission ou de réduction sont donc diminuées. Le rendement total de la chaîne de transmission et sa fiabilité s'en trouvent ainsi améliorés [PARKER 97].

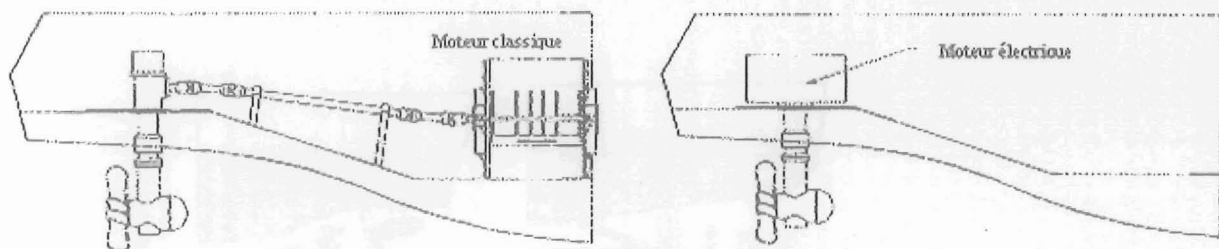


Fig. II-1 Diminution de la ligne d'arbre [LETELLIER 00]

La petite taille des moteurs électriques offre aussi la possibilité d'installer le moteur dans une nacelle, aussi appelée POD (Fig. II-2). Un POD est doté d'un mouvement de rotation d'axe vertical qui permet de contrôler la direction de l'hélice dans le plan horizontal. Le gouvernail est alors supprimé et la maniabilité du bateau est améliorée (Fig. II-3). De plus, la transmission de puissance est directe sur l'arbre du moteur (fiabilité et rendement encore améliorés).

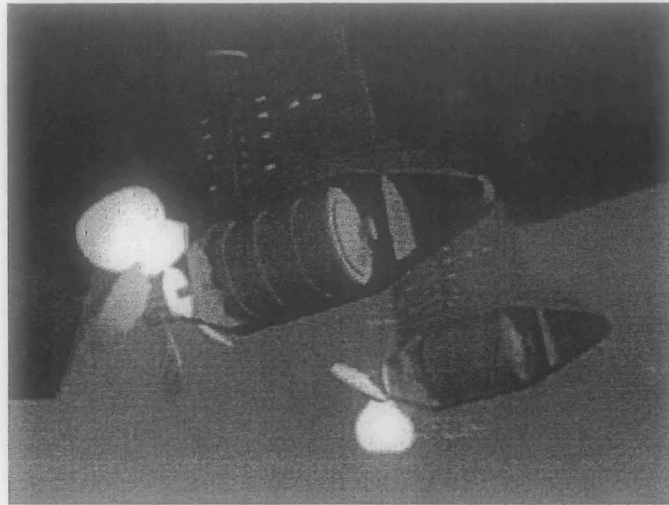


Fig. II-2 Moteurs montés en Nacelle ou POD (Photo American Superconductor)

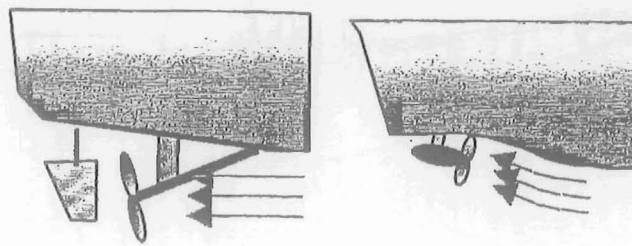


Fig. II-3 Suppression du gouvernail par montage en POD [LETOT 00]

D'un point de vue mécanique, les moteurs de propulsion navale sont prévus pour tourner à des vitesses de rotation lentes. Les performances d'un moteur électrique à faible vitesse sont nettement meilleures que celles d'un moteur diesel. Les moteurs électriques à grand nombre de paires de pôles sont nominalement conçus pour tourner à de faibles vitesses de rotation. Pour une machine synchrone, la relation entre la fréquence f des courants d'alimentation et la vitesse de rotation Ω du moteur dépend du nombre de paires de pôles P .

$$\Omega_{tr/min} = \frac{60 \cdot f_{Hz}}{P}$$

Autre avantage, les temps de réponse d'un moteur électrique sont beaucoup plus rapides. L'inversion du sens de rotation se fait aussi plus facilement. Le bateau se contrôle alors plus aisément et la maniabilité est encore une fois améliorée.

Enfin, les moteurs électriques sont pilotés par des grandeurs physiques facilement mesurables. L'analyse de ces grandeurs physiques est utile pour la localisation de défauts ou d'anomalies dans la machine et facilite donc les opérations de maintenance.

Bien sûr, quelques inconvénients se dégagent dans ce mode de propulsion. Tout d'abord, le coût des matériaux de construction (aimants, cuivre...) d'un moteur électrique est plus élevé. Cet élément est important dans le cadre d'une industrialisation.

Pour la maintenance des moteurs, les opérateurs doivent être d'une meilleure qualification [BARLAS 00].

II.1.b. Le bâtiment de marine

Tous les avantages cités pour les navires civils s'appliquent aussi aux bâtiments de guerre. Cependant, d'autres contraintes apparaissent sur ces navires qui n'ont pas lieu d'être sur des navires civils [NORTON 00].

Les équipements militaires en général doivent présenter une certaine résistance aux chocs. La construction élémentaire du moteur électrique le dote d'une indéniable robustesse non négligeable pour un matériel de combat. Dans le cas d'une détérioration lors d'une attaque, le moteur électrique est capable de fournir un fonctionnement dégradé permettant la survie du bâtiment et des marins. Par opposition, un moteur diesel est constitué d'ensembles mécaniques plus élaborés (pistons, bielle, soupapes...) et est donc plus vulnérable. Sa construction est donc elle-même rédhibitoire quand à sa résistance aux chocs. Un moteur diesel endommagé a moins de chance de fonctionner en mode dégradé.

La diminution des lignes d'arbres et des dispositifs mécaniques entourant un moteur diesel diminue la probabilité de panne lors d'un choc et donc diminue la vulnérabilité du navire.

Un autre point mécanique intervient comme un avantage pour le moteur électrique. En effet, le moteur thermique est essentiellement constitué de pièces mobiles en contact, ce qui provoque une certaine usure du moteur, alors que la partie mobile en rotation des moteurs électriques est montée sur des roulements.

La température est un élément important pour éviter la détection du bâtiment. Bien sûr, un moteur à combustion interne chauffe énormément par rapport à un moteur électrique et est plus facilement détectable par infra rouge.

La réduction du bruit acoustique occasionnée par la propulsion électrique est un atout majeur pour un navire de guerre. Il est en effet très facile d'imaginer l'amélioration apportée par rapport à une propulsion diesel, non seulement sur le plan acoustique mais également sur le plan vibratoire. Certaines techniques de dimensionnement et de construction permettent aussi de réduire les vibrations des machines électriques [DEROU 92].

II.2. La discrétion magnétique

II.2.a. La furtivité

La furtivité est un élément essentiel pour un bâtiment de guerre. Celle-ci se présente sous différents aspects. La discrétion acoustique est essentielle notamment pour les sous-marins. La propagation du son dans l'eau est en effet plus rapide que dans l'air. La distance de détection acoustique est alors très grande. Le développement de sons dans l'eau doit donc être complètement maîtrisé ce qui fait appel à des études techniques très pointues. Par exemple, la coque des sous-marins est usinée de façon à éviter toute turbulence sur le bâtiment. L'aspect hydrodynamique intervient, mais aussi l'aspect acoustique.

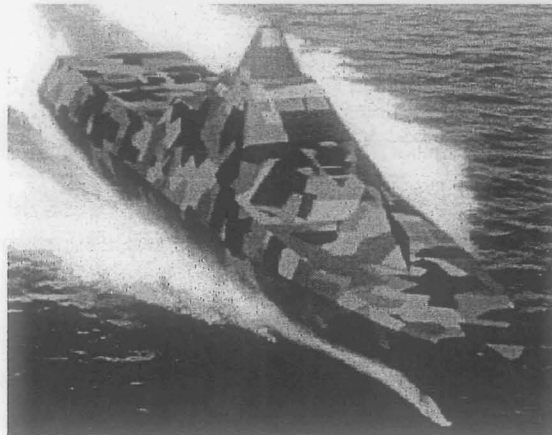


Fig. II-4 Corvette furtive à facettes (www.naval-technology.com)

Un autre moyen de détection des navires est le radar (Fig. II-5). Le principe du radar consiste à envoyer des ondes électromagnétiques hautes fréquences dans une direction donnée. La présence d'un bâtiment est détectée si cette onde est réfléchiée et revient à sa source. La technique moderne est à attribuer aux Anglais durant la seconde guerre mondiale.

Pour éviter d'être détecté, le navire doit donc avoir une signature radar très faible. Le moyen de contre mesures radar est d'utiliser des formes spéciales de coques et des peintures particulières permettant de pallier en partie ce problème. Le principe est de faire un bateau à facettes réfléchissant les ondes électromagnétiques dans toutes les directions en éparpillant la puissance du signal initial émis. L'avion bombardier américain Lockheed F-117 est le meilleur exemple de la forme géométrique d'appareils à faible signature radar, mais rendons la création du principe du radar aux chauves-souris...

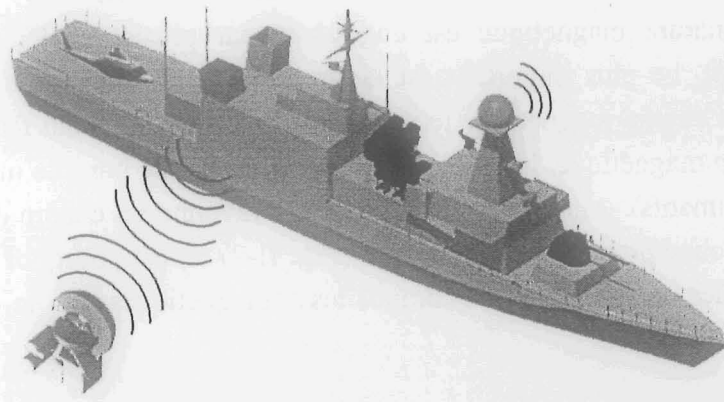


Fig. II-5 Détection radar [IDS]

Un troisième type de discrétion est requis pour les bâtiments de combat. C'est la discrétion magnétique. La signature est électromagnétique, mais contrairement à la signature radar, elle se situe aux basses fréquences (de 0 à 3 kHz). Le Laboratoire de Magnétisme du Navire étudie essentiellement les rayonnements magnétiques compris dans ces gammes de fréquences. La discrétion magnétique est nécessaire pour éviter le repérage du bâtiment par un avion équipé de capteurs magnétiques. Ces avions spéciaux mesurent des anomalies du champ magnétique terrestre qui caractérisent la présence d'une masse métallique dans l'eau et non visible à l'œil nu (Fig. II-6). La seconde nécessité d'une discrétion magnétique concerne la prévention contre des mines magnétiques. En effet, celles-ci se déclenchent lorsqu'elles enregistrent une variation locale du champ magnétique terrestre. Par conséquent, un chasseur de mine doit présenter une anomalie magnétique la plus faible possible.

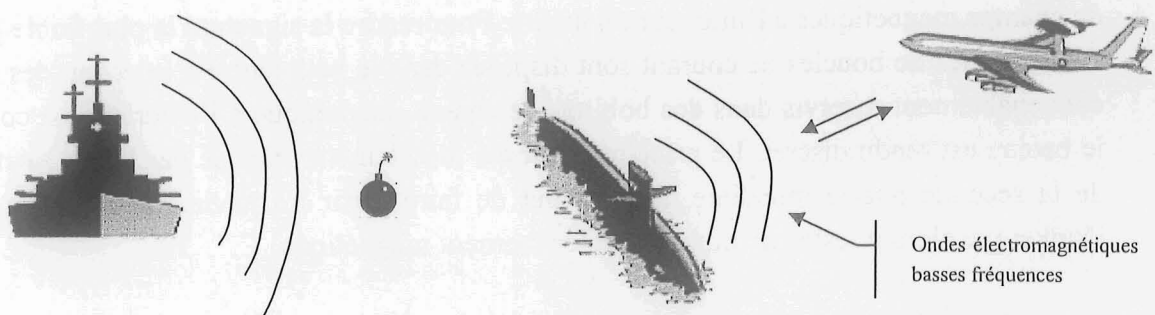


Fig. II-6 Nécessité de la discrétion magnétique des navires

II.2.b. Les sources d'anomalie magnétique

Les phénomènes Basses Fréquences (0 - 10 Hz)

La signature magnétique est engendrée par plusieurs éléments à bord du navire [RANNOU 00]. Le plus important est la structure même du navire. En effet, le navire est plongé dans le champ magnétique terrestre. Comme tout matériau ferromagnétique immergé dans un champ magnétique, la coque et les équipements de bord de même nature s'aimantent (comme des aimants). Ainsi, le bateau lui-même rayonne un champ magnétique qui modifie localement le champ magnétique terrestre (Fig. II-7). C'est pourquoi les chasseurs de mines ont des coques en matériaux composites amagnétiques et le minimum d'éléments ferromagnétiques à bord.

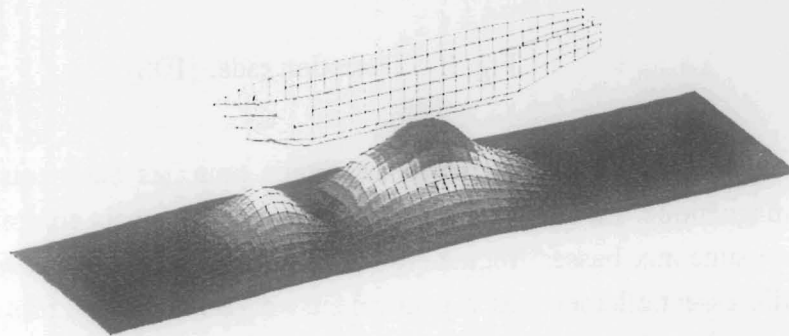


Fig. II-7 Signature d'une maquette de coque de bateau sous l'effet d'un champ magnétique

La coque du bateau fait l'objet d'études très conséquentes pour la rendre discrète. Ceci a fait l'effet d'une thèse soutenue en juin 2001 [CHADEBEC 01]. L'aimantation de la coque sous l'effet du champ terrestre y a été étudiée. Le travail a consisté à prédire le champ rayonné par la coque en reconstituant l'aimantation des aciers de la coque à l'aide de mesures de champs magnétiques à l'intérieur du navire. Pour rendre la signature la plus faible possible, des systèmes de boucles de courant sont disposés dans le bâtiment. En injectant des courants convenablement asservis dans des bobines, le champ magnétique à l'extérieur est contrôlé et le bateau est rendu discret. Le principe avait été initialement proposé par Louis Néel à la fin de la seconde guerre mondiale, dans le but de faire sortir les navires alliés de la rade de Dunkerque alors infestée de mines à déclenchement magnétique.

Les effets magnétiques statiques de la coque et de dispositifs passifs ont été convenablement cernés. Mais l'effet de la coque en mouvement dans le champ magnétique terrestre est encore sujet à des études approfondies.

Un autre effet local se produit dans les matériaux de la coque et est à l'origine d'anomalies magnétiques. En effet, les propriétés d'oxydoréduction de la coque (acier) et de l'hélice (bronze) engendrent l'apparition de champs électriques et donc de courants se rebouclant dans le milieu conducteur qu'est l'eau salée. Ces courants statiques génèrent un champ magnétique perturbateur détectable, au même titre que celui généré par la coque. Il existe également des courants d'extrêmes basses fréquences modulés par la rotation de l'hélice et plus particulièrement par la variation de résistance électrique de l'arbre sur ses roulements. Ces courants très basses fréquences génèrent aussi une anomalie magnétique

□ Les phénomènes Moyennes Fréquences (10 - 3 kHz)

Avec l'essor du navire tout électrique, de nouveaux éléments susceptibles de perturber le champ magnétique local ont été ajoutés. Les appareils et dispositifs électriques de fortes puissances tels que le réseau électrique du bâtiment, les transformateurs et les moteurs électriques de propulsion sont sources de champs magnétodynamiques et sont à même de modifier le champ magnétique à proximité du navire.

La discrétion du bâtiment se fait avec différents moyens. Le comportement magnétique global de la coque est contrôlé par action sur les courants alimentant les bobines de compensation disposées dans le navire. Mais le contrôle du champ par des bobines est assez complexe et ne peut pas pallier à des variations locales du champ dues aux équipements de bord. Les effets de ces sources sont directement atténués et agissent très peu sur le comportement global de la coque.

II.2.c. Contexte naval de la discrétion magnétique

L'application navale de ces travaux de discrétion magnétique laisse penser qu'une analyse du champ magnétique dans l'eau est nécessaire. Des problèmes de propagation de champs magnétiques en milieu sous marin sont donc à considérer. Ce travail est effectué par le Groupe d'Etudes Sous Marines de l'Atlantique (GESMA) basé à Brest et dépendant de la Délégation Générale pour l'Armement (DGA).

Notre travail se situe en amont des études de propagation de champ. Il réside essentiellement dans la caractérisation des sources électromagnétiques des navires. L'étude des champs magnétiques peut donc se faire dans l'air pour spécifier l'intensité et l'orientation des différentes sources. Avec ces résultats, l'étude de la propagation est alors possible.

Les harmoniques sphériques sont aussi utilisées pour la caractérisation de sources magnétiques. Elles présentent une reconstitution des sources magnétiques par des moments magnétiques discrets [LEGRIS92]. Ces harmoniques donnent une identification magnétique du système ferromagnétique étudié, mais n'en donne pas une image physique.

II.2.d. Objectifs du travail de recherche

La discrétion des appareils électriques de bord nous amène plus particulièrement sur le cas des moteurs de propulsion navale. La recherche effectuée concerne l'étude des champs de fuites externes des moteurs électriques en général. Ces champs externes découlent de l'étude des sources magnétiques donnant une image magnétique de l'objet étudié. La détermination des sources magnétiques demande des modèles mathématiques particuliers pour la modélisation de champs très faibles qui serviront ensuite au dimensionnement d'un système de compensation.

III. Les moteurs électriques

Naturellement, l'étude des champs magnétiques externes créés par un moteur électrique, nous amène à l'étude même du moteur. Dans un premier temps, il est nécessaire d'étudier les différentes technologies existantes de moteurs. Leurs caractéristiques vont permettre de définir quel type de machines est le mieux approprié à la propulsion navale et aux contraintes militaires [MITCHAM 95].

III.1. Fonctionnement général des différents types de moteurs électriques

La fonction du moteur, quelle que soit sa technologie, est de transmettre un mouvement de rotation ou de translation avec une certaine puissance. Un moteur électrique transforme l'énergie électrique en énergie mécanique.

III.1.a. La machine à courant continu

La première machine électrique ayant existé est la machine à courant continu. Le principe est de créer une interaction entre deux systèmes de bobines alimentées au rotor et au stator. Les bobines (ou aimants) au stator sont fixes et créent un champ statique à l'intérieur du moteur. Les bobines alimentées du rotor aimantent le matériau ferromagnétique qui interagit avec le champ du stator. L'alimentation des bobines rotoriques se fait de telle sorte que l'aimantation résultante dans le rotor soit orthogonale au champ stator. Ainsi, sur la matière aimantée du rotor, il s'exerce une force magnétique, résultat du couplage entre l'aimantation du fer rotorique et le champ stator. Ces forces produisent donc un couple sur le rotor qui est entraîné en rotation. De façon à garder le même sens de rotation, un collecteur permet de changer les sens des courants dans les conducteurs rotoriques.

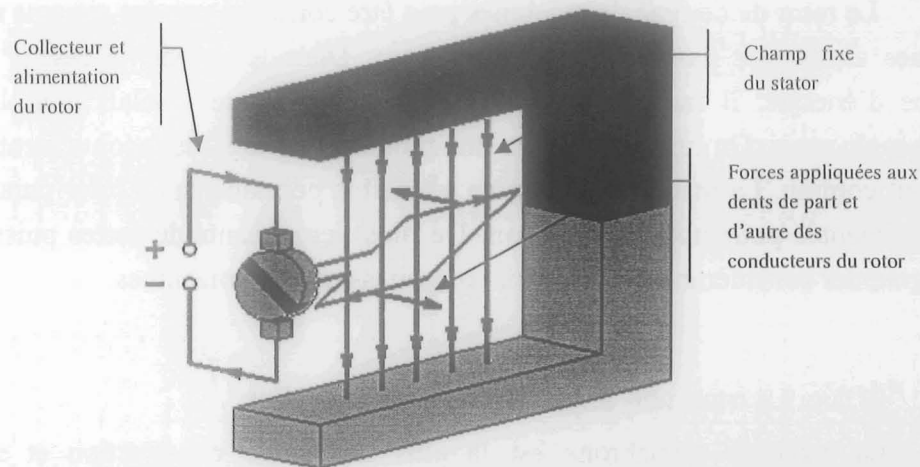


Fig. III-1 Schéma de principe d'une machine à courant continu

L'inconvénient majeur de cette machine est la maintenance. En effet, pour obtenir le champ rotorique, il faut un collecteur pour transmettre le courant dans les conducteurs en rotation. Des balais frottent sur celui-ci et demandent à être souvent remplacés. Il s'y développe aussi des arcs électriques lors des changements de sens des courants. Ces arcs sont destructifs et sont d'autant plus importants que la machine est de forte puissance. Dans le cadre de la Marine, ce collecteur est très fragile et non recommandé. De plus, il ne supporte pas l'atmosphère salée.

III.1.b. La machine synchrone

La machine synchrone peut être considérée comme une machine à courant continu inversée. En effet, un champ fixe est lié cette fois au rotor et le champ en rotation provient du stator. Le champ tournant à l'intérieur du stator est engendré par une disposition de bobines fixes au stator alimentées par un système de courants alternatifs triphasés. Ce champ tourne perpendiculairement à l'axe du moteur à une vitesse constante dite de synchronisme. Cette vitesse dépend de la fréquence d'alimentation des courants statoriques et du nombre de pôles de la machine. Le rotor va alors être entraîné en rotation à cause de l'interaction entre les deux champs. En revanche, le champ rotorique doit "accrocher" le champ tournant statorique pour être entraîné en rotation à la vitesse de synchronisme et pour y rester. La machine synchrone doit alors être pilotée par un système de contrôle utilisant des interrupteurs statiques et un capteur de position du rotor. Ce système alimente convenablement la machine selon la position du rotor.

Le rotor de ce type de machines peut être constitué par des aimants mais aussi par des bobines alimentées par des courants continus. Dans le deuxième cas, il faut une seconde source d'énergie. Il faut aussi prévoir un système bague - balais pour l'alimentation des bobines du rotor. On rejoint ici, dans une moindre mesure, les inconvénients de la machine à courant continu. La machine synchrone à aimants permanents au rotor paraît comme étant la mieux adaptée pour notre application. De plus, les aimants de fortes puissances permettent d'augmenter considérablement la puissance massique des machines.

III.1.c. La machine asynchrone ou à induction

La machine asynchrone est la plus simple de construction et souvent la moins onéreuse. La constitution du stator est la même que pour la machine synchrone. La différence réside seulement dans la constitution du rotor. Dans le champ tournant du stator, on plonge un ensemble de conducteurs en court circuit ou une "cage d'écureuil" (Fig. III-2). Par la loi de Lenz, des courants s'y développent par opposition au champ tournant qui les crée. Ces courants dans les barres de la cage vont créer un champ qui va interagir avec le champ tournant et donner naissance à des forces. Celles-ci vont s'exercer sur le rotor, alors entraîné en rotation.

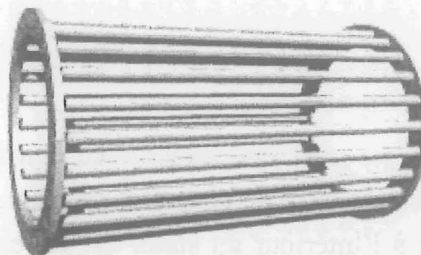


Fig. III-2 Rotor de machine asynchrone en cage d'écureuil

Dans le cadre de la discrétion acoustique, le faible entrefer de ces machines engendre un fort niveau de bruit acoustique. Cependant, une première étude de la discrétion magnétique des machines électriques asynchrones a été effectuée sur ce type de machines utilisées comme moteurs auxiliaires de chasseurs de mines [LE COAT 97]. Les résultats sont présentés à la fin de ce chapitre.

III.2. Les machines synchrones à aimants permanents

III.2.a. Avantages pour la propulsion

De tous les types de machines, les machines synchrones à aimants permanents sont de loin les plus intéressantes. L'utilisation d'aimants permanents dans les machines électriques a permis d'augmenter considérablement leur puissance massique. Ces machines répondent à des critères de robustesse et de fiabilité essentiels pour la Marine. Elles présentent aussi des avantages supplémentaires pouvant être intéressants sur d'autres points de vue :

- ✓ Ces moteurs ne présentent pas de sources d'excitation ce qui élimine un circuit d'alimentation.
- ✓ Il n'y a pas de collecteur, d'où un entretien réduit et une robustesse accrue.
- ✓ Le rotor ne présente pas de pertes cuivre et peu de pertes fer. Il en découle une amélioration de l'efficacité et un meilleur rendement.
- ✓ Une diminution potentielle de la masse et de la taille est envisageable par rapport aux machines à induction.
- ✓ Possibilité de fonctionner en mode dégradé.
- ✓ Fort nombre de paires de pôles d'où une faible vitesse nominale de rotation et un entraînement direct envisageable.

Cependant, l'inconvénient de mettre des aimants dans un moteur est d'ordre financier. En effet, les aimants Terre rare sont des produits onéreux.

D'un point de vue magnétique, on peut s'interroger sur la discrétion des moteurs synchrones à aimants permanents. En effet, le fait qu'ils présentent une source d'aimantation permanente dans leur structure les rend moins discrets que les moteurs à rotor bobiné dont on peut supprimer l'alimentation lorsque le moteur ne fonctionne pas. Le tout est de déterminer l'ordre de grandeur de cette indiscretion potentielle.

En comparaison avec une machine synchrone classique à rotor bobiné, les machines à aimants permanents totalisent 4 à 5 fois plus de paires de pôles, ce qui est intéressant pour un moteur de propulsion, lent par définition. L'autre atout pour la discrétion est que l'induction externe décroît d'autant plus vite qu'il y a de paires de pôles [LE COAT 97].

De plus, le gain de poids est d'environ 30%. Ce gain sur le rapport massique est dû à la polarité élevée des machines à aimants permanents, permettant une réduction des épaisseurs de culasse, des rotors et des développantes.

III.2.b. Structures de machines à aimants permanents

La construction d'une machine à aimants classique est cylindrique. Depuis quelques années de nouvelles géométries sont apparues présentant des avantages particuliers. Les poids et les volumes à puissance égale ont été nettement diminués avec ces nouvelles géométries [PARKER 97].

□ Les machines discoïdes :

Dans ces machines, le flux est dirigé de façon axiale. Le rotor est en forme de disque sur lequel sont collés des aimants de polarité alternée nord et sud. L'aimantation des aimants est axiale. Le stator est bobiné de façon à créer lui aussi, un flux axial. Les conducteurs actifs sont disposés de façon radiale par rapport à l'axe de la machine. Le bobinage est donc réalisé de manière à constituer un disque (Fig. III-3). Le principal avantage de cette structure réside dans le fait que la surface d'échange des flux est très étendue. La surface d'entrefer effective pour la conversion de la puissance est lui aussi plus grande. On peut utiliser de machines multi disques afin d'accroître le couple généré par la machine.

La disposition des disques rotor et stator peut aussi être inversée pour donner un moteur à rotor externe, aussi appelé moteur roue. Ce type de machine est utilisé sur certains véhicules terrestres.

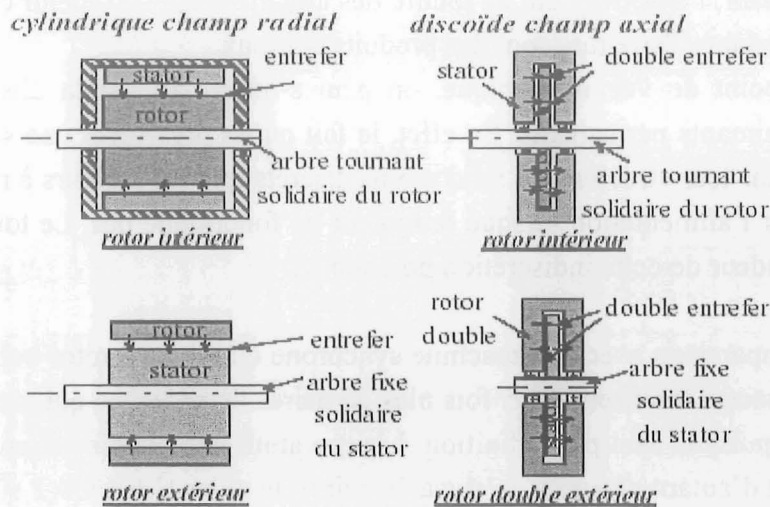


Fig. III-3 Comparaison des structures cylindriques et disques [MULTON 99]

En comparaison avec les machines à aimants permanents cylindriques à flux radial, les machines discoïdes présentent de nombreux avantages [LETELLIER 00] :

- ✓ Le couple massique est accru. Pour deux machines de types différents et de performances égales, la machine discoïde est plus petite et plus légère (Tableau 1).

Moteur	Masse globale	Diamètre ext.	Longueur totale
Conventionnel	120 tonnes	5600 mm	3600 mm
Discoïde	52 tonnes	2500 mm	2500 mm

Tableau 1 Moteurs de propulsion 20 MWatts – 180 tr/mn [LETELLIER 00]

- ✓ Au niveau magnétique, il a été prouvé expérimentalement sur des machines asynchrones que l'induction magnétique extérieure décroît d'autant plus vite que le nombre de paires de pôles est élevé [LE COAT 97]. Cette propriété a été démontrée sur des machines à structures radiales. En étendant cette considération aux machines synchrones, la machine discoïde de propulsion est intéressante par le fait qu'elle présente beaucoup plus de pôles qu'une machine radiale conventionnelle.
- ✓ Le grand nombre de paires de pôles implique une faible vitesse de rotation à une fréquence donnée, ce qui s'applique directement aux moteurs de propulsion.
- ✓ Pour augmenter la puissance d'une machine discoïde, il suffit de rajouter des disques rotoriques. Ainsi, on augmente seulement la longueur de la machine. Ceci est intéressant si les machines sont montées dans des nacelles (POD).

La grande difficulté de ces machines réside dans le montage de ses disques rotoriques. Les aimants puissants montés sur les disques exercent, lors du montage, des efforts axiaux importants qu'il importe de maîtriser. En effet, un voilage du disque lors du montage serait préjudiciable au fonctionnement des machines. L'entrefer serait alors dissymétrique et les disques rotor et stator pourraient entrer en contact et créer des efforts locaux très importants.

Grâce aux aimants permanents de fortes puissances et aux structures disques, les performances accessibles avec ce type de machines sont de 1,2 MWatts par m³ en ce qui concerne la puissance volumique, et de 0,5 MWatts par tonne pour la puissance massique. Les pertes de puissance par échauffement sont facilement dissipées grâce à la structure même des machines à disques. Les disques rotoriques favorisent une ventilation centrifuge de l'air. De plus, le stator étant divisé en galettes, les surfaces d'échange sont plus importantes.

Les machines à flux transverse :

Ce sont des machines à aimants permanents de structure radicalement différente des précédentes machines synchrones. La structure présente des similarités avec les machines synchrones à réluctance variable. Le rotor est constitué d'aimants dirigés de façon à obtenir un flux radial. Ce flux peut être directement créé par les aimants aimantés radialement ou par des pièces polaires canalisant le flux [MITCHAM 94].

D'un point de vue statorique, chaque phase est constituée d'un anneau dont l'axe normal est confondu avec l'axe du rotor. Le flux créé par le courant passant dans les anneaux conducteurs est canalisé par des parties ferromagnétiques en forme de U (pièces polaires), de manière à interagir avec le flux radial des aimants rotoriques, et ainsi produire le couple. Une machine polyphasée est constituée de plusieurs machines monophasées montées sur le même arbre et judicieusement déphasées (Fig. III-4).

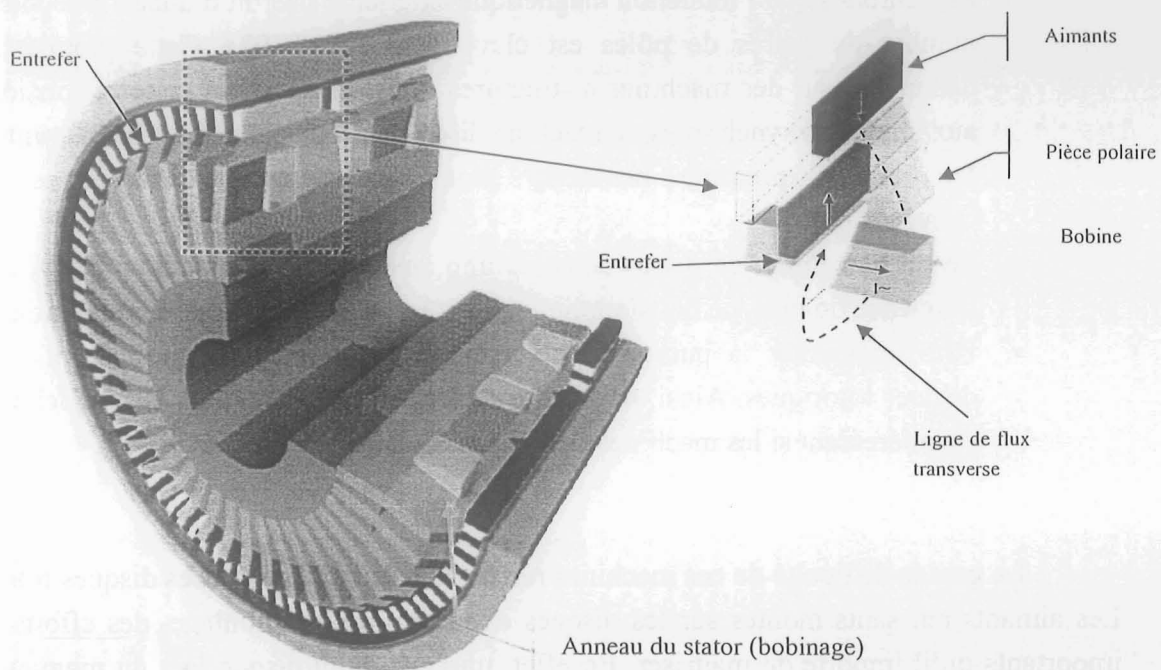


Fig. III-4 Exemple de structure de Machine à Flux Transverse (MFT) [BLISSENBACH 00]

En comparaison avec les moteurs radiaux et discoïdes, un moteur à flux transverse a les caractéristiques suivantes :

Moteur	Masse globale	Diamètre ext.	Longueur totale
Discoïde	52 tonnes	2500 mm	2500 mm
Transverse	40 tonnes	2600 mm	2600 mm

Tableau 2 Moteurs de propulsion 20 MWatts – 180 tr/mn [LETELLIER 00]

Le rapport massique est nettement meilleur que celui du moteur à flux axial, mais le rapport volumique est du même ordre de grandeur. Ces rapports restent meilleurs que ceux de la machine classique.

III.2.c. Sources de flux

Quelle que soit la structure retenue, la propulsion électrique est avantageuse avec des moteurs synchrones à aimants permanents. Si nous revenons à notre objectif de discrétion magnétique, il faut déterminer les sources de flux de ce type de machines (Fig. III-5).

Les aimants au rotor constituent la source principale de flux dans la machine. Le bobinage statorique va constituer la deuxième source de flux faisant tourner la machine. Le flux de fuite émanant de la machine est à l'image de la géométrie des sources dans le moteur. En analysant ce flux, il est donc possible de déterminer certaines caractéristiques de la machine étudiée comme le nombre de paires de pôles.

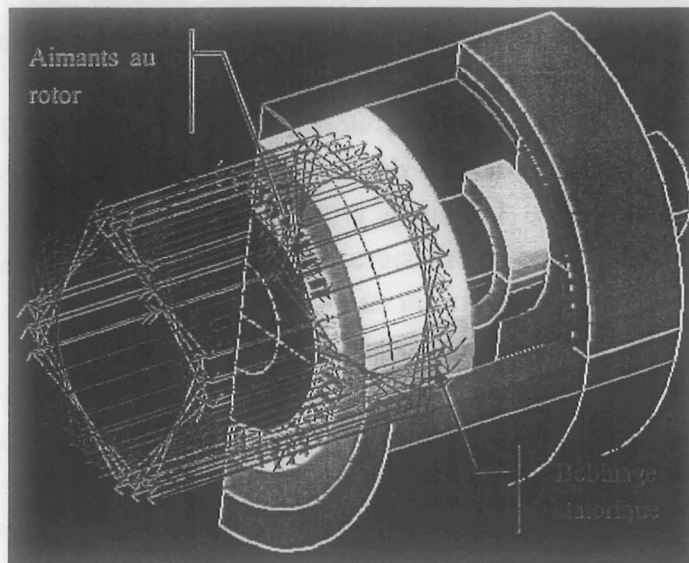


Fig. III-5 Sources magnétiques d'une machine à aimants permanents

Le flux étudié pour la discrétion magnétique de la machine est essentiellement un flux de fuite externe. Ce flux de fuite est le résidu de flux n'ayant pas été canalisé par le stator et la carcasse et dont les lignes se referment par l'air autour de la machine. Le terme de flux rayonné serait moins exact car il n'implique pas la notion de fermeture des lignes de champ. Cependant, le terme flux de fuite est très utilisé en électrotechnique pour exprimer la part de flux ne traversant pas l'entrefer et ne participant donc pas à la création du couple. On parle alors par exemple de fuites d'encoche, ou de fuites "zigzag" (entre les dents). Dans notre application, nous appellerons "flux externe", le flux émanant de la machine car nos considérations ne portent pas sur l'aspect électrotechnique des moteurs.

IV. Etat de l'art de l'analyse des champs de fuites externes

La discrétion magnétique des machines tournantes a préalablement fait l'effet d'une thèse au LMN en collaboration avec le LEG [LE COAT 97]. Cette thèse a porté sur des machines asynchrones et a permis dans un premier temps de quantifier les champs magnétiques émis par un moteur électrique. L'étude préalable a porté sur l'élaboration d'un modèle numérique 2D de machine. Cependant, ce modèle a nécessité le besoin d'être ajusté (perméabilités, géométries) avec des mesures expérimentales des champs externes de la machine. Le modèle était donc plutôt quantitatif et permettait un diagnostic rapide du rayonnement magnétique de telle ou telle partie du moteur. De plus, il a permis de définir une propriété liant le nombre de paires de pôles d'une machine et la décroissance de l'induction le long d'une droite radiale perpendiculaire à l'axe du moteur. La vitesse de décroissance de l'induction le long de cette droite est d'autant plus rapide que le nombre de paires de pôles est élevé. Pourtant, l'aspect tridimensionnel des machines n'était pas pris en compte. Les flux de fuites engendrés par les têtes de bobines n'étaient par exemple pas pris en compte dans le modèle. Par ailleurs, le fait d'avoir à comparer le modèle avec des mesures a permis de mettre en place un banc d'essais et un protocole de mesures.

Un modèle 3D par éléments finis a alors été élaboré et a donné des résultats plus concluant sur la signature. Dans le cas du moteur au complet, des problèmes de bruits numériques dus au maillage de la région d'air autour de la machine ont empêché la comparaison des simulations avec des mesures lointaines de champ. Inversement, en champ proche, le domaine où les calculs étaient le moins bruités correspondait au domaine de saturation des capteurs. D'où une impossibilité de comparaison et de validation par les mesures. Cependant, le moteur sans rotor donnait des résultats corrects. Les niveaux de champs à proximité du moteur étaient alors suffisamment forts pour ne pas être trop numériquement bruités. D'autre part, ils étaient suffisamment faibles pour ne pas saturer les capteurs de mesure. La comparaison fut alors possible et donnait des résultats satisfaisants.

Gwenaëlle Le Coat [LE COAT 97] s'est alors naturellement tournée vers la recherche d'un modèle analytique de façon à s'affranchir des bruits numériques. Ce modèle consistait à faire une identification de la machine avec l'aide de quelques dipôles magnétiques judicieusement disposés et évalués. Le but ultime était de construire un modèle autonome permettant de calculer précisément l'induction rayonnée sans avoir le besoin de l'ajuster avec des mesures de champ. Elle a ainsi ouvert la voie sur un modèle composé essentiellement de dipôles magnétiques représentatif de l'état magnétique de la machine considérée. Avec Gérard Meunier, un modèle constitué de moments magnétiques s'appuyant sur les calculs par éléments finis a donc été développé. Ce modèle fait principalement l'objet de la thèse présentée ici.

V. Conclusion

Ce chapitre a permis de préciser le contexte général de la thèse. Il s'agit du concept du Navire Tout Electrique dont nous avons établi les avantages et les inconvénients. Les avantages sont nombreux comme le démontre la large percée du tout électrique dans le domaine civil. Cependant, si un certain nombre de technologies sont au point aujourd'hui, l'application au militaire n'est pas forcément immédiate, étant donné les contraintes spécifiques, de furtivité notamment, et de discrétion magnétique en particulier.

Si la signature magnétostatique de la coque et des équipements de bord est aujourd'hui contrôlable, tout reste à faire en ce qui concerne la détermination des signatures basses fréquences (< 3 kHz) émises par les gros équipements du NTE comme le moteur de propulsion. D'où l'objectif de cette thèse qui est de proposer des outils numériques et des méthodes expérimentales pour étudier cette signature magnétique et la réduire. Cette approche très générale va être appliquée à différentes structures de moteurs à aimants permanents, vu leurs avantages, mais pourrait être aussi appliquée à tout autre dispositif électromagnétique.

The first part of the document discusses the importance of maintaining accurate records. It emphasizes that proper record-keeping is essential for ensuring the integrity and reliability of the data collected. This section also outlines the various methods used to collect and analyze the data, highlighting the challenges faced during the process.

The second part of the document provides a detailed description of the experimental setup. It includes information about the equipment used, the procedures followed, and the conditions under which the data was collected. This section is crucial for understanding the context and limitations of the study.

The third part of the document presents the results of the study. It includes a series of tables and graphs that illustrate the findings. The data shows a clear trend, indicating that the variables studied are significantly related. The results are discussed in detail, with an emphasis on the implications of the findings.

The final part of the document concludes the study and provides recommendations for future research. It suggests that further investigation is needed to explore the underlying mechanisms of the observed phenomena. The authors also express their appreciation to the funding agencies and the participants who made the study possible.

CHAPITRE II
VALIDATION DU MODELE

Chapitre 2 Méthode des moments

Etude et Validation

I. Introduction

La problématique du calcul de champs magnétiques externes créés par un dispositif électromécanique (Moteur, transformateur, contacteur ...) réside principalement dans le fait que les niveaux de champs calculés sont faibles. Un modèle dédié à ce calcul doit être capable de concilier les forts niveaux de champ à l'intérieur du dispositif (de l'ordre de 1 Tesla dans un entrefer par exemple) et les faibles niveaux de champ extérieurs (quelques 10 000 nanoTeslas). En l'absence de modèle analytique satisfaisant, nous avons décidé d'utiliser un modèle numérique.

Le logiciel de calcul numérique par éléments finis Flux3D est principalement employé pour le calcul de champs magnétiques à l'intérieur des dispositifs. Il s'avère que le calcul des champs externes peut être très bruité numériquement. Il a donc été nécessaire de développer un nouveau modèle permettant le calcul précis des champs externes par Flux3D, en s'affranchissant des bruits numériques.

Ce modèle de calcul de champs faibles, a ensuite été comparé avec les éléments finis standard afin de vérifier que les ordres de grandeur des champs obtenus étaient cohérents. En effet, même si la méthode des éléments finis est bruitée, elle nous donne un ordre de grandeur du champ lorsque celui-ci est relativement grand.

Notre application se portant sur des moteurs électriques, l'étape suivante a été de faire une validation des champs externes d'un moteur. Celle-ci consiste en la comparaison des résultats de notre modèle avec des mesures de champ sur un moteur synchrone (à flux radial).

Les mesures de champs magnétiques requièrent un environnement, une instrumentation et des méthodes très spécifiques dont nous exposerons les principes. Ces mesures ont été effectuées en utilisant les moyens d'essais de LMN et en particulier le LMMCF (Laboratoire de Métrologie Magnétique en Champs Faibles)

II. Nécessité d'un nouveau modèle

II.1. Hypothèses du modèle

En premier lieu, il est important de définir les hypothèses de modélisation pour l'analyse des champs externes. Le principal besoin de notre modèle est de correctement définir l'influence des sources magnétiques. Les perturbations sont donc à proscrire.

Les courants de Foucault sont une source de perturbations de la signature magnétique. Ils se développent principalement dans la partie massive du rotor. Or, cette pièce du moteur tourne à la même vitesse que le champ, ce qui restreint le développement de courants de Foucault. Le stator, quand à lui, est feuilleté pour limiter la création de ces courants. Le modèle est donc magnétostatique et ne prend pas en compte l'influence de ces courants. La modélisation du moteur est par conséquent représentative d'un instant t de son fonctionnement : le rotor est fixe et les courants d'alimentation du bobinage sont continus et significatifs d'un instant du régime d'alimentation triphasé.

Les lois magnétiques des matériaux constituent un point essentiel de la modélisation. Un moteur électrique est dimensionné de façon à ce que les différentes parties ferromagnétiques ne saturent pas lors de son fonctionnement. Nous prenons donc des lois magnétiques linéaires pour les matériaux constituant le moteur. Par ailleurs, le fait de prendre ce type de lois simplifie considérablement la modélisation. Les lois de saturation non linéaires posent des problèmes de convergence pour la résolution numérique des modèles. Néanmoins, nous gardons la possibilité d'implémenter des lois non linéaires dans notre modèle.

L'hystérésis est aussi une propriété des lois magnétiques de matériau. Pourtant, il ne nous est pas possible de prendre en compte cette caractéristique. Par la suite, les rémanents des matériaux nous poserons quelques problèmes pour la validation du modèle par des mesures car ils ne sont pas pris en compte.

II.2. Calcul de champ par les éléments finis

II.2.a. Modèle éléments finis

Dans le laboratoire, nous disposons d'un logiciel de modélisation par éléments finis de dispositifs électromagnétiques (Flux3D). Ce logiciel ayant été développé par une équipe du laboratoire, nous disposons des fichiers sources et des connaissances pour son développement.

Un modèle "éléments finis" est une représentation géométrique et physique du système étudié. Il prend en compte les formes plus ou moins complexes des différentes parties du dispositif modélisé, ainsi que les caractéristiques des matériaux (perméabilités, conductivités, saturations magnétiques ...) et les sources.

Les méthodes de calcul par éléments finis sont utilisées dans beaucoup de domaines afin de déterminer des variables physiques. En mécanique, elles permettent de calculer des contraintes, des températures en thermique ou encore des champs magnétiques en électromagnétisme.

II.2.b. Approche discrète de la variable calculée

Les méthodes numériques de résolution par éléments finis sont basées sur la résolution d'équations aux dérivées partielles. Le principe général est de réduire la taille du problème à résoudre en le discrétisant en sous domaines de formes géométriques simples. Résoudre le problème sur la totalité du domaine d'étude s'avère impossible sur des formes géométriques compliquées. On procède donc à une minimisation du problème en le discrétisant.

En première approximation, la méthode des éléments finis peut être simplement introduite par la méthode des différences finies. Cette méthode consiste à approcher les dérivées apparaissant dans l'équation définissant la variable calculée u (Fig. II-1). Connaissant l'équation f qui régit notre variable u ou ses dérivées, et connaissant ses valeurs aux bords du domaine ($u(a)$ et $u(b)$), il est possible d'approcher les valeurs réelles $u(x_i)$ de la variable par des valeurs discrètes u_i à des points x_i régulièrement répartis, d'où le nom de différences finies. Les valeurs discrètes u_i sont déduites d'un système linéaire où interviennent les valeurs aux bords du domaine. Une valeur u_i n'étant pas au bord du domaine est commune à deux éléments consécutifs. Ainsi le domaine est discrétisé et les valeurs de la variable sont approchées aux points de discrétisation du domaine (nœuds).

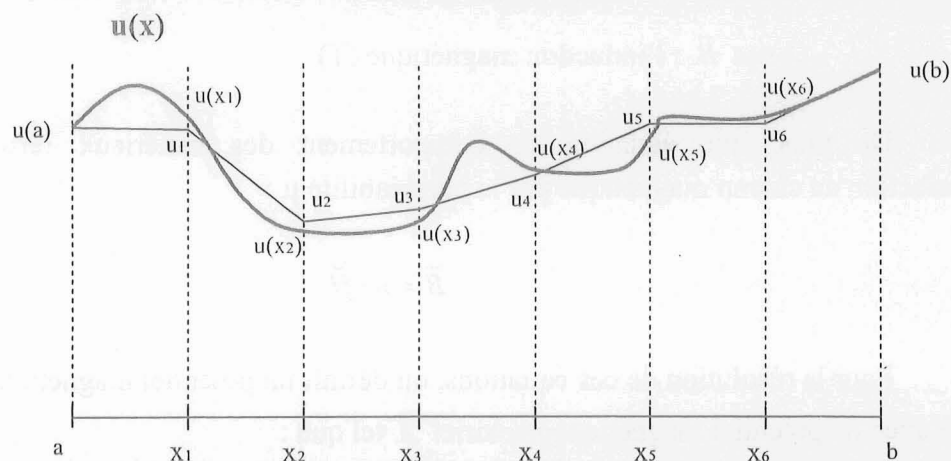


Fig. II-1 Approximation d'une variable par différences finies.

La méthode des éléments finis calcule aussi les valeurs de la variable en un certain nombre de points discrets appelés nœuds. Cependant, le calcul des ces valeurs est plus complexe. En considérant le fait que tout système magnétique à un point de fonctionnement correspond à un minimum d'énergie, la méthode applique cette minimisation de l'énergie en chaque nœud du maillage pour calculer les valeurs approchées discrètes, d'où un système matriciel à résoudre. Contrairement à la méthode des différences finies, la discrétisation n'a plus besoin d'être régulière. Ceci permet de prendre en compte des domaines de formes géométriquement complexes.

II.2.c. Equations d'un problème magnétostatique

Dans le cas du problème magnétostatique, les lois physiques sont régies par les équations de Maxwell. Un modèle simplifié constitué de deux équations fondamentales peut être considéré pour la description de modèles magnétostatiques :

- Equation de couplage magnétique :

$$\text{rot} \vec{H} = \vec{J} \quad \text{Eq. 1}$$

Avec \vec{H} : le champ magnétique (A/m)

\vec{J} : la densité de courant totale (A/m²)

- Equation de conservation des flux :

$$\text{div} \vec{B} = 0 \quad \text{Eq. 2}$$

Avec \vec{B} : l'induction magnétique (T)

De plus, une équation de comportement des matériaux ferromagnétiques lie l'induction au champ magnétique par la perméabilité μ :

$$\vec{B} = \mu \cdot \vec{H} \quad \text{Eq. 3}$$

Pour la résolution de ces équations, on définit un potentiel magnétique de deux façons. Soit avec un potentiel magnétique vectoriel \vec{A} tel que :

$$\vec{B} = \text{rot} \vec{A} \quad \text{Eq. 4}$$

Dans ce cas et d'après les Eq. 1 et Eq. 3, l'équation magnétostatique du problème à résoudre par les éléments finis est :

$$\text{rot} \left(\frac{1}{\mu} \cdot \text{rot} \vec{A} \right) = \vec{J} \quad \text{Eq. 5}$$

Soit avec un potentiel magnétique scalaire noté φ tel que :

$$\vec{H} = -\text{grad} \varphi \quad \text{Eq. 6}$$

L'équation globale du problème est alors déduite des Eq. 2 et Eq. 3:

$$\operatorname{div}(\mu \cdot \operatorname{grad}\varphi) = 0 \quad \text{Eq. 7}$$

Le choix du type de potentiel dépend directement du problème magnétostatique à résoudre. Le potentiel magnétique vectoriel présente l'avantage de prendre en compte les courants électriques contenus dans le problème. Par contre, le fait de travailler avec des grandeurs vectorielles est informatiquement lourd (3 composantes par variable) et des problèmes de convergence peuvent apparaître avec cette formulation.

Le potentiel scalaire est plus simple à "manipuler" du fait qu'il est défini par une seule variable. Or l'Eq. 6 est valable si on suppose $\operatorname{rot}\vec{H} = 0$, soit une densité de courant nulle d'après l'Eq. 1. Les courants sont pris en compte uniquement si on considère un potentiel scalaire réduit. On écrit alors le champ H comme la somme du champ des sources de courant (H_0) et du champ induit par la matière (H_{red}). De ce fait, on sépare les effets des sources de la réaction de la matière vis à vis de ces sources. L'Eq. 6 devient alors :

$$\vec{H} = \vec{H}_0 + \vec{H}_{red} = \vec{H}_0 - \operatorname{grad}\varphi_{red} \quad \text{Eq. 8}$$

Ce qui donne avec l'Eq. 7:

$$\operatorname{div}(\mu \cdot (\vec{H}_0 - \operatorname{grad}\varphi_{red})) = 0 \quad \text{Eq. 9}$$

L'Eq. 9 est donc l'équation du problème magnétostatique à résoudre avec un potentiel scalaire réduit dans le cas où le problème contient des inducteurs de courant.

Pourtant, les régions présentant de fortes perméabilités ($\mu_r > 100$) posent des problèmes pour la résolution en potentiel réduit. En effet, le champ à l'intérieur de ces régions est très faible. Comme il est le résultat d'une somme des deux champs H_0 et H_{red} dont les modules sont très importants et opposés, une forte imprécision apparaît à cause du problème de la différence de deux grands nombres. La technique consiste alors à associer un potentiel scalaire réduit aux régions d'air contenant les inducteurs de courant et de les coupler avec des potentiels scalaires non réduits associés aux régions présentant de fortes perméabilités.

II.2.d. Maillage

Etendu à un domaine volumique, la méthode des éléments finis impose non seulement le découpage de la géométrie du dispositif et mais aussi celui de l'air qui l'entoure. Ce découpage produit des éléments de forme hexaédrique ou tétraédrique. L'ensemble de ces éléments constitue le maillage (Fig. II-2). Ce maillage est une minimisation de la taille du problème par simplification élémentaire de la géométrie.

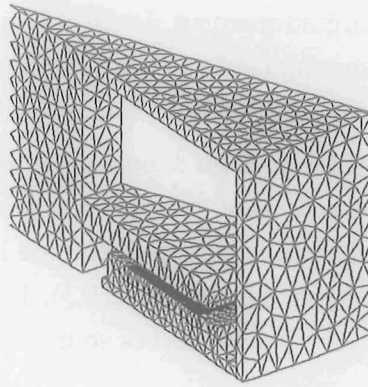


Fig. II-2 Maillage d'une géométrie

II.2.e. Les fonctions de forme

Entre deux valeurs discrètes u_i aux nœuds, la variable est approchée par des fonctions de forme polynomiales (Fig. II-3). La précision de calcul de la variable entre les nœuds est proportionnelle au degré de ce polynôme d'interpolation. Cependant, le coût de calcul est lui aussi proportionnel au degré du polynôme. Par conséquent, pour des problèmes complexes, les polynômes utilisés sont d'ordre zéro, un ou deux.

Il est important de noter que la précision du calcul va aussi dépendre de la finesse de la discrétisation du domaine. Si on redivise en deux l'élément représenté dans la Fig. II-3, l'approximation de la courbe par deux droites, est plus juste. L'approximation de la variable calculée par des fonctions de forme simples oblige un certain niveau de discrétisation capable de suivre les variations de celle-ci.

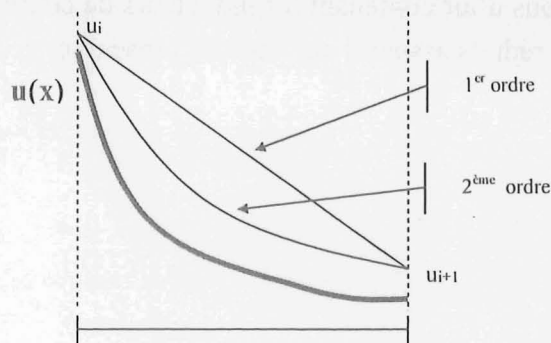


Fig. II-3 Variable approchée par des fonctions de forme

II.2.f. Calcul dans tout l'espace

La méthode des éléments finis calcule donc une valeur approchée de la variable à chaque nœud du maillage. Des fonctions de forme volumique permettent d'étendre le calcul à tout point de l'espace considéré.

A chaque nœud du maillage (sommets des éléments) est calculé le potentiel magnétique scalaire (φ) ou vectoriel (A) par les équations de Maxwell. A l'intérieur d'un élément, des fonctions de forme polynomiales α dépendantes de la forme même de l'élément (tétraèdre, hexaèdre, bulle...) propagent les valeurs du potentiel magnétique de chaque sommet de l'élément à l'intérieur de ce même élément (Fig. II-4). Par conséquent, le potentiel magnétique U (scalaire ou vectoriel) se calcule en tout point de l'espace par propagation des valeurs aux nœuds du maillage.

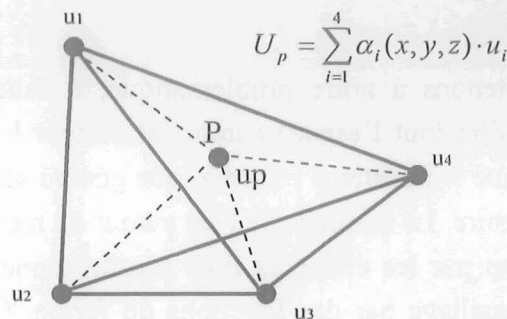


Fig. II-4 Propagation des valeurs aux nœuds à l'intérieur de l'élément

II.3. Limite des éléments finis

II.3.a. Définition d'un problème éléments finis

Pour les utilisateurs des éléments finis, il est coutumier de mailler finement les parties où le champ est étudié. De même, les zones de sources de flux magnétiques doivent être aussi finement maillées. En effet, nous avons vu que plus la densité de nœuds est importante, plus les calculs de potentiel sont précis. Cela tient d'une bonne approximation par les fonctions de forme.

Dans un problème classique, la région d'air autour du dispositif étudié est maillée de façon très lâche pour que le problème ne soit pas trop coûteux. En général, on ne se préoccupe pas des valeurs de champs dans cette région. Aussi, la région d'air est délimitée par une région spécifique nommée la "boîte infinie" (Fig. II-5). Cette boîte est une représentation mathématique de l'infini et transforme un domaine ouvert en un domaine fermé.

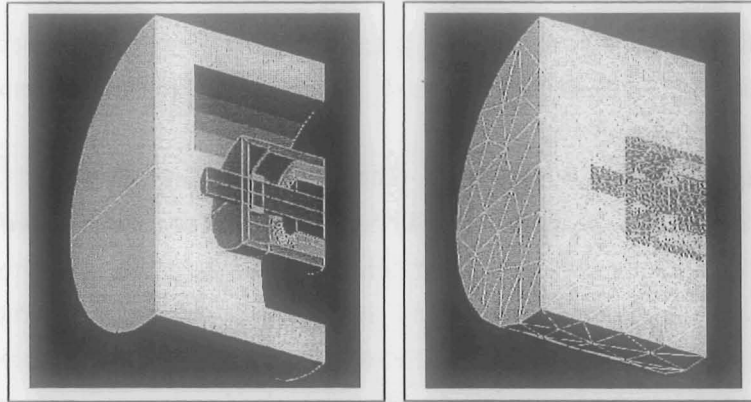


Fig. II-5 Boite infinie et Maillage de l'air autour du dispositif

II.3.b. Problématique

Si nous nous en tenons à notre problématique, il faudrait mailler finement notre domaine d'étude, c'est à dire tout l'espace autour du moteur ! Il va de soi que le domaine d'étude est trop grand et que le problème informatique généré serait trop coûteux en terme de temps de calcul et de mémoire. Le maillage de l'air autour du moteur doit donc rester lâche.

Le calcul de champ par les éléments finis résulte d'une propagation des valeurs du potentiel aux nœuds du maillage par des fonctions de forme. Ces fonctions d'interpolation sont des polynômes du premier ou du second ordre. Le potentiel dans chaque élément est donc approché de façon polynomiale au premier ou au second ordre. Comme le champ dérive du potentiel, celui-ci est d'ordre zéro ou un. Par conséquent, le champ est approché par des valeurs constantes ou par des droites dans un élément. La meilleure approximation se fait avec des polynômes du second ordre.

Sur un maillage lâche comme celui de l'air, l'approximation du champ engendre un bruit numérique. Ce bruit est constitué de " sauts " qui sont la conséquence des approximations faites d'un élément sur l'autre. De plus, nous avons remarqué que la transformation mathématique liée à la " boîte infinie " induisait une erreur supplémentaire dans le calcul du champ. Il est évident que le calcul est inexploitable lorsque le bruit numérique devient non négligeable par rapport à la valeur réelle du champ (Fig. II-6).

En plus des bruits provenant du maillage, un autre bruit provient des précisions numériques du logiciel de calcul par éléments finis. En effet, celui-ci est spécialement dédié aux calculs à l'intérieur des dispositifs électrotechniques où les valeurs de champ sont très élevées. Des imprécisions numériques subviennent alors pour des calculs de champ de faibles valeurs. Concilier les calculs de champs sur des plages de valeurs très grandes est difficile.

Nous avons montré ici la nécessité de développer un nouveau modèle s'affranchissant de tout bruit numérique et permettant le calcul précis de faibles valeurs de champs externes. Ce modèle sera dédié aux faibles valeurs de champs et viendra compléter les éléments finis.

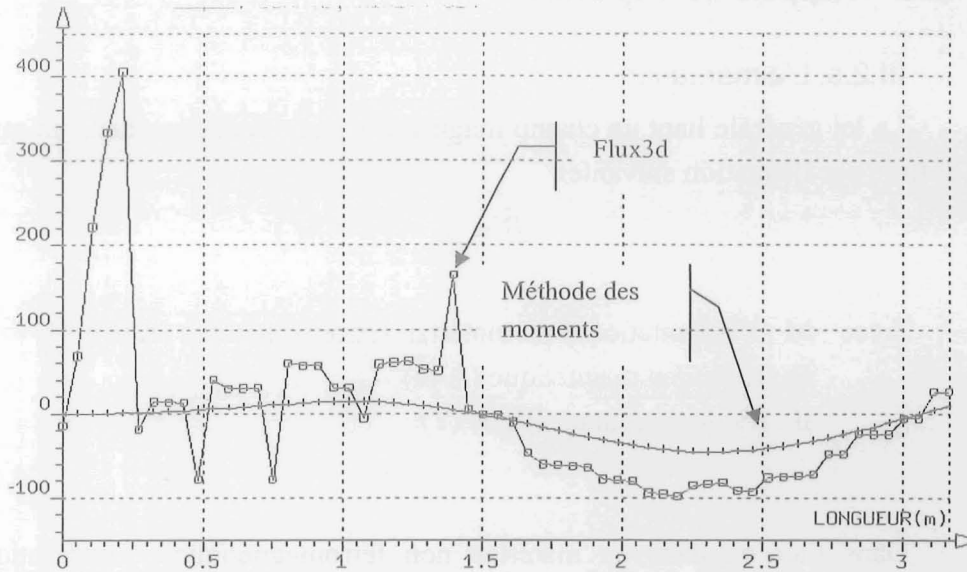


Fig. II-6 Bruit numérique de Flux3D éliminé par calcul avec les moments

III. Méthode des moments magnétiques

III.1. Utilisation de Flux3D

Notre objectif n'est assurément pas de refaire un logiciel de calcul de champs magnétiques, mais d'utiliser certains résultats de Flux3D pour développer notre nouveau modèle. La capacité de Flux3D à résoudre de nombreuses applications n'est plus à démontrer. Nous supposons en particulier que les grandeurs magnétiques à l'intérieur des dispositifs où les valeurs de champs sont fortes et où le maillage est relativement fin sont toujours correctement calculées. Cela concerne aussi bien les calculs dans l'air interne (entrefer par exemple) que dans les parties ferromagnétiques des dispositifs. A partir de ces grandeurs, une étude précise de son comportement électromécanique (calcul de couple dans un moteur par exemple) ou encore une analyse des champs à l'intérieur sont alors possibles. Dans notre cas, nous nous intéresserons principalement au champ magnétique à l'extérieur du dispositif et non aux grandeurs électrotechniques du dispositif. Cependant, nous allons utiliser le calcul du champ à l'intérieur du dispositif pour en déduire le champ externe de façon analytique. Ainsi, nous utilisons les qualités de Flux3D comme bases afin de construire un modèle de calcul précis des champs externes.

III.2. Rappels de magnétisme

III.2.a. L'aimantation

La loi générale liant un champ magnétique à une induction dans un milieu quelconque est définie par l'équation suivante:

$$\vec{B} = \mu_0 \cdot (\vec{H} + \vec{M}) \quad \text{Eq. 10}$$

Avec M : l'aimantation d'un matériau ferromagnétique (A/m)

H : le champ magnétique (A/m)

B : l'induction magnétique (T)

Dans l'air ou dans un matériau non ferromagnétique, l'aimantation M est nulle. L'induction magnétique B est liée au champ magnétique H seulement par la perméabilité du vide μ_0 . La loi générale devient alors :

$$\vec{B} = \mu_0 \cdot \vec{H} \quad \text{Eq. 11}$$

Un principe de base du magnétisme énonce qu'un objet constitué d'un matériau ferromagnétique soumis à l'action d'un champ magnétique acquiert une aimantation M et se transforme lui même en source de champ. Des caractéristiques magnétiques particulières définissent le comportement du matériau vis à vis des champs magnétiques. Son aptitude à s'aimanter est définie par sa perméabilité relative μ_r . Elle a la particularité de ne pas être linéaire et diminue lorsque le champ d'excitation est trop élevé (saturation). Elle dépend donc de l'excitation magnétique apportée au matériau. A l'intérieur de cet objet constitué d'un matériau ferromagnétique, la perméabilité relative du matériau lie le champ magnétique H (excitation) à l'induction B , par la relation :

$$\vec{B} = \mu_0 \cdot (\vec{H} + \vec{M}) = \mu_0 \mu_r(H) \cdot \vec{H} \quad \text{Eq. 12}$$

Avec μ_0 : la perméabilité du vide.

$\mu_r(H)$: la perméabilité relative du matériau dépendante de l'excitation magnétique.

Ainsi, le terme $\mu_0 H$ représente l'induction créée par les sources d'excitation quelconques. Le matériau se comportant comme un aimant, $\mu_0 M$ est l'induction induite par l'objet lui même (polarisation). De ce fait, on dissocie l'effet des sources magnétiques qui, a priori, sont connues dans le dispositif étudié, et l'effet des parties ferromagnétiques. L'objet est alors magnétiquement défini par son aimantation M .

III.2.b. Les moments magnétiques

Afin de calculer le champ externe à un objet de façon discrète, on utilise le fait que l'aimantation est définie comme une densité volumique de moments magnétiques m .

$$\vec{M} = \frac{d\vec{m}}{dV} \quad \text{Eq. 13}$$

On peut ainsi calculer, par exemple, le moment équivalent associé à un volume élémentaire aimanté :

$$\vec{m} = \iiint_{Vol} \vec{M}(x, y, z) \cdot dV \quad \text{Eq. 14}$$

Dans Flux3D, l'intégration de l'aimantation sur le volume aimanté se fait de façon numérique par une méthode de Gauss. L'intégrale sur le volume aimanté est convertie en une somme d'intégrales sur des volumes élémentaires (éléments du maillage). Cette méthode s'appuie sur des points particuliers qui sont les points de Gauss. Le choix du nombre de points de Gauss dépend de l'ordre de la fonction intégrée. Par exemple, une aimantation constante dans tout le volume (premier ordre), s'intègre avec un seul point de Gauss. Dans ce cas, le volume d'intégration est le même que le volume élémentaire considéré et l'Eq. 14 devient alors :

$$\vec{m} = \vec{M} \cdot \iiint_{Vol} dV \quad \text{Eq. 15}$$

Le moment magnétique équivalent au volume considéré s'écrit alors en fonction de l'aimantation et du poids PG au point de Gauss PG avec l'Eq. 16 :

$$\vec{m} = \vec{M} \cdot PG \quad \text{Eq. 16}$$

Selon l'ordre de la fonction à intégrer, le nombre de points de Gauss est choisi de façon à obtenir une intégration de Gauss strictement équivalente à l'intégrale volumique initiale. A chaque point de Gauss est associée une aimantation constante \vec{M}_i et un poids de Gauss PG_i , image du sous volume d'intégration lié au point de Gauss. L'intégrale initiale est donc transformée de façon discrète avec un nombre de points de Gauss suffisant à sa résolution exacte, dépendant de l'ordre de la fonction à intégrer :

$$\iiint_{Vol} \vec{M} \cdot dV = \sum_{i=1}^{nb_{PG}} \vec{M}_i \cdot PG_i = \sum_{i=1}^{nb_{PG}} \vec{m}_i \quad \text{Eq. 17}$$

Les points de Gauss sont judicieusement placés dans un élément selon sa forme. Par exemple, dans un élément tétraédrique, on peut définir soit un point de Gauss au centre de l'élément, soit quatre points de Gauss aux nœuds, soit 15 points de Gauss au centre, aux nœuds, au milieu des arêtes et au centre des faces (Fig. III-1). On intègre ainsi de façon exacte des fonctions respectivement du premier, second et troisième ordre.

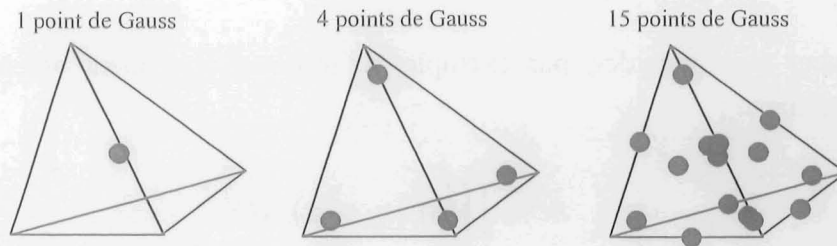


Fig. III-1 Points de Gauss dans un élément tétraédrique

III.2.c. Calcul du champ émis

Un moment magnétique m crée une induction Bm en un point P distant de r du moment selon l'Eq. 18 (Fig. III-2).

$$\vec{B}m(P) = \frac{\mu_0}{4\pi} \left(3 \frac{\vec{m} \cdot \vec{r}}{r^5} \vec{r} - \frac{\vec{m}}{r^3} \right) \quad \text{Eq. 18}$$

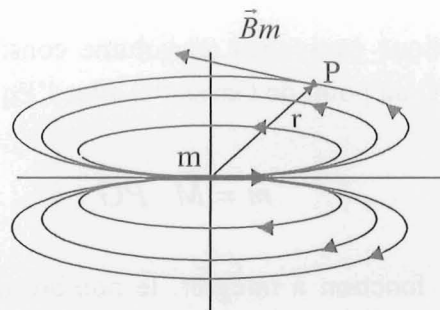


Fig. III-2 Induction créée par un moment magnétique

Dans le cas de plusieurs moments, le calcul de l'induction externe B_{ext} en un point P de l'espace à l'extérieur de l'objet s'écrit avec l' Eq. 19. Les moments m_i se situent à des points Q_i de l'objet, (Fig. III-3).

$$\vec{B}_{ext}(P) = \frac{\mu_0}{4\pi} \sum_i \left(3 \frac{\vec{m}_i(Q_i) \cdot \vec{Q}_i P}{Q_i P^5} \vec{Q}_i P - \frac{\vec{m}_i(Q_i)}{Q_i P^3} \right) \quad \text{Eq. 19}$$

En un point de l'espace, il est alors possible de calculer la contribution des moments définissant magnétiquement l'objet (Fig. III-3). L' Eq. 19 étant calculée numériquement par une intégrale de Gauss, cela revient à calculer l'induction avec une formule analytique, ce qui supprime les bruits magnétiques et rend le calcul de champs faibles beaucoup plus précis.

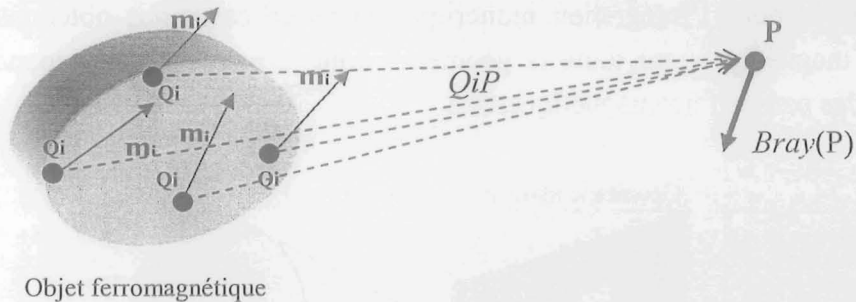


Fig. III-3 Calcul de l'induction Bray rayonnée par des moments m_i

III.3. Construction du modèle

L'idée principale de notre modèle est d'utiliser l'aimantation calculée dans la machine par les éléments finis pour en déduire l'induction à l'extérieur grâce à un calcul analytique. Le dispositif étudié est alors reconstruit à partir des moments magnétiques précédemment définis.

Le logiciel de calcul par éléments finis Flux3D calcule de façon précise le champ magnétique H à l'intérieur du dispositif modélisé. On utilise ensuite la caractéristique du matériau considéré (Fig. III-4) pour déterminer l'induction B . Avec l'Eq. 10, on obtient alors l'aimantation. En fonction de la loi $B(H)$ utilisée dans Flux3D, on peut tenir compte de la non linéarité des matériaux.

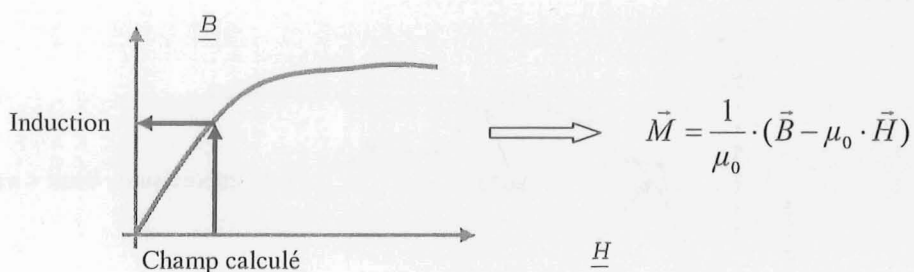


Fig. III-4 Caractéristique magnétique de matériau

Les parties ferromagnétiques dans lesquelles se développe l'aimantation sont finement maillées et le calcul y est précis. Dans ce cas, l'aimantation M calculée avec l'Eq. 10 est suffisamment bien approchée pour nous donner un modèle précis.

Les moments magnétiques m déduits de l'aimantation M par l'équation Eq. 12 dépendent de l'aimantation contenue dans un volume donné. Nous utilisons le maillage de Flux3D pour définir un ensemble de volumes élémentaires auxquels un ou plusieurs moments magnétiques sont associés (

Fig. III-5). Le nombre de moments dans un élément est lié au nombre de points de Gauss choisis pour l'intégration numérique. Dans ce cas, nous obtenons un ensemble de moments magnétiques sur toute la géométrie dont le nombre total dépend de la finesse du maillage des parties ferromagnétiques.

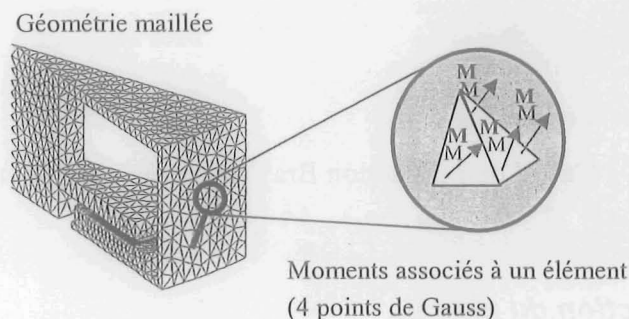


Fig. III-5 Détermination des moments

III.4. Comparaison avec Flux3D standard

La Fig. III-6 présente la comparaison entre une exploitation standard de Flux3D et une exploitation par la méthode des moments. On peut noter l'amélioration obtenue, le bruit numérique est supprimé. Il est donc évident que lorsque le bruit numérique engendré devient plus grand que la valeur du champ mesuré (grandes distances), il devient impossible d'extraire des résultats.

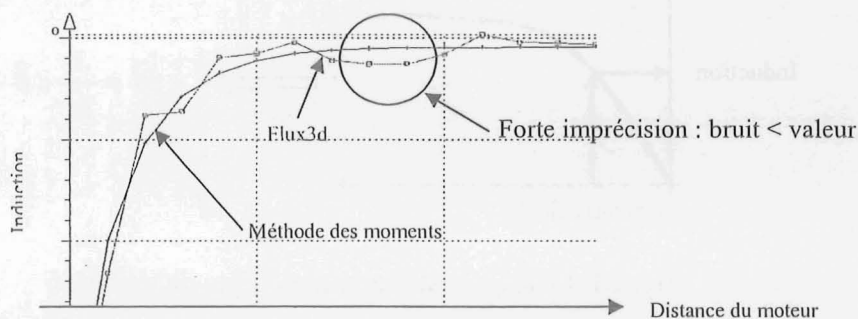


Fig. III-6 Comparaison des courbes Flux3d et Méthode des moments.

Le calcul du champ rayonné par Flux3D est très bruité. Cependant, lorsque la valeur réelle du champ est grande devant le bruit, Flux3D donne l'ordre de grandeur du champ. Ceci constitue alors un premier élément de comparaison de notre méthode pour les champs

proches. Cette comparaison nous a notamment servi à correctement élaborer notre modèle au cours de sa programmation.

La méthode des moments vient se superposer à la valeur moyenne du champ calculé par les éléments finis (Fig. III-7) dans ce cas favorable.

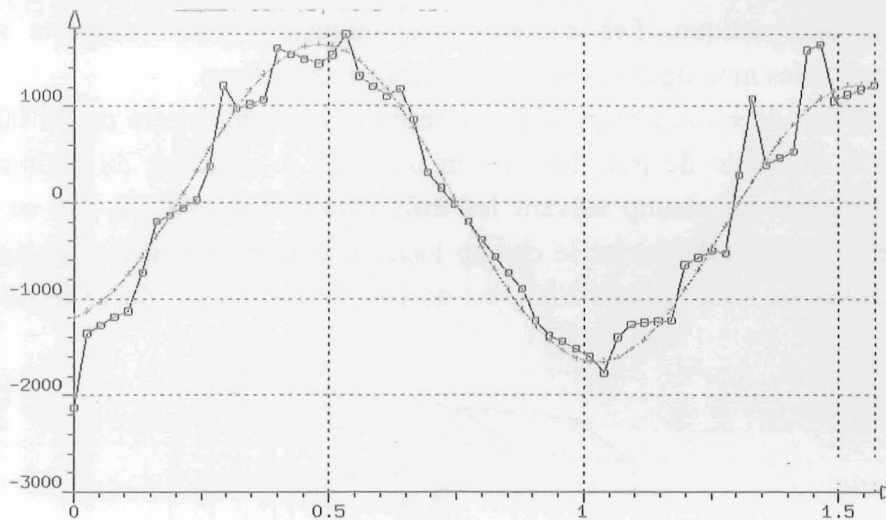


Fig. III-7 Comparaison des courbes Flux3d et méthode des moments

IV. Moyens de mesures magnétiques

IV.1. Mesures de champs faibles

IV.1.a. Les perturbations magnétiques en milieu urbain

Les sources de champs magnétiques en ville sont diverses et nombreuses. Le moindre courant dans un câble d'alimentation produit un champ magnétique. Dans un milieu urbain, de nombreuses installations électriques engendrent des champs importants. Les plus fortes perturbations proviennent des câbles enterrés constituant le réseau électrique de distribution, des lignes de train ou de tramway ou encore de l'éclairage public. De plus, tous les objets constitués de fer (voitures...) et plongés dans le champ magnétique terrestre se comportent comme des aimants et perturbent le champ local. Tous ces éléments constituent des gênes aux mesures de champ faibles et leurs influences sont plus ou moins négligeables.

Dans le but de s'affranchir au maximum de ces perturbations magnétiques, un laboratoire de mesures magnétiques a été construit à quelques kilomètres de Grenoble, à Herbeys, en pleine montagne. C'est le LMMCF : Laboratoire de Métrologie Magnétique en Champ Faible. En s'éloignant de la ville, les perturbations magnétiques dues aux installations électriques sont nettement diminuées. Des mesures précises sont alors possibles dans un environnement alors sain et contrôlé.

IV.1.b. Le LMMCF

La métrologie magnétique en champ faible se doit d'être affranchie de toute perturbation magnétique. Le laboratoire et les moyens de mesure eux mêmes ne doivent pas influencer les résultats. La structure du bâtiment ne doit donc pas présenter de pièces ferromagnétiques. L'architecture est alors essentiellement constituée de bois. Toute vis de fixation est amagnétique. Les capteurs magnétiques et leurs supports sont, bien sûr, amagnétiques et les montages utilisent des barres en aluminium.

Il subsiste le champ magnétique terrestre qui est de l'ordre de 50 000 nT sous nos latitudes. Un ensemble de trois bobines monté dans la structure du bâtiment (Fig. IV-1), permet de générer un champ suivant les trois composantes (X, Y, Z), ce qui permet de modifier et y compris d'annuler le champ local. L'ensemble a une longueur de 26m et un diamètre moyen de 8 m. la précision y est de 10^{-3} sur un volume de 15 m de long et 4 m de diamètre.

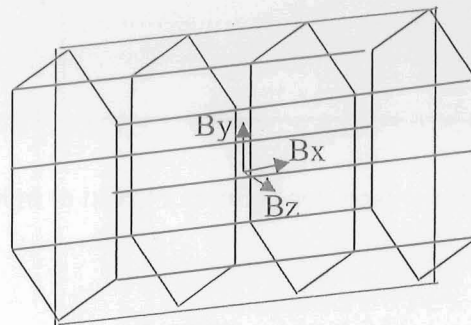


Fig. IV-1 Système de bobines permettant le contrôle du champ dans les trois directions

A l'intérieur des systèmes de bobines, un chariot central monté sur des rails permet de déplacer des objets de masse inférieure à une tonne à l'intérieur du bâtiment.

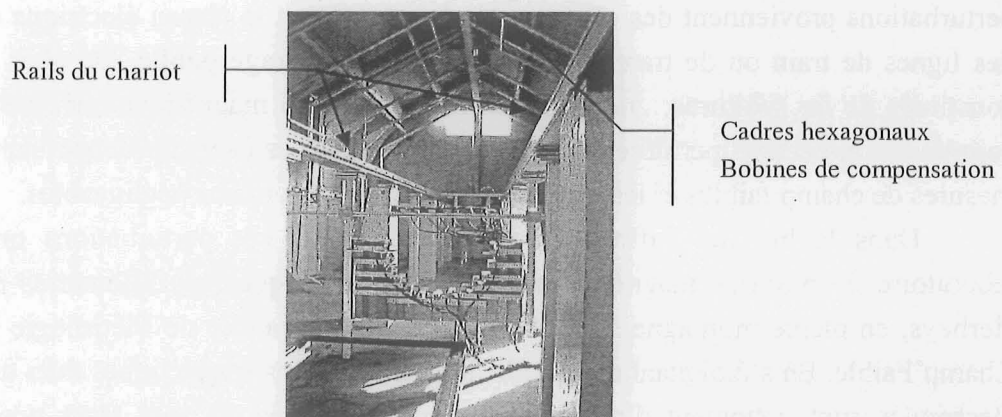


Fig. IV-2 Intérieur du LMMCF

IV.1.c. Capteurs et acquisition

□ Capteurs magnétiques

Les capteurs utilisés pour ces mesures sont des Magnétomètres 3 axes Crouzet 115 S3S de type miniature. Ce capteur est destiné à des mesures magnétiques sur un trièdre fixe. Sa faible dimension volumique permet son utilisation dans des zones de fort gradient magnétique. Le bruit de ce type de capteur est spécifié à 30 nT crête à crête. Chaque axe de mesure est composé d'une bobine montée sur un noyau ferromagnétique couplée à un asservissement et à un oscillateur. Il peut être soumis à une compensation, d'où la possibilité de supprimer l'offset dû au champ local statique terrestre, si celui-ci n'est pas compensé par les bobines du bâtiment.

Les caractéristiques principales de ce capteur sont les suivantes :

- Dynamique de mesure +/- 100 000 nT
- Sortie analogique +/- 10 Volts
- Linéarité $<10^{-3}$
- Bruit <30 nT CC dans la bande 0.01 à 10 Hz
- Erreur d'orthogonalité < 10 mrad
- Erreur d'homocentricité < 5 mm
- Erreur de zéro < 50 nT
- Dérive de température < 2 nT/°C
- Plage de température 10°C - 30°C
- Dérive du zéro à °T constante < 10 nT/min

□ Acquisition

On dispose d'une chaîne d'acquisition 16 bits, 64 voies de mesures à 100 kHz. Chaque capteur mesurant dans les trois directions de l'espace, il est alors possible de mesurer des champs sur 21 capteurs différents.

Cette chaîne d'acquisition est pilotée par le logiciel HP-vee installé sur une station HP. Cette chaîne n'étant pas totalement amagnétique, elle est suffisamment éloignée du banc de mesure de façon à ne pas perturber les champs mesurés.

IV.2. Moteur étudié pour la validation

Afin de valider notre modèle, nous avons choisi un moteur facilement manipulable (faible poids). Le moteur considéré est cylindrique à flux radial et à deux paires de pôles [DEROU 92]. Sa faible puissance (11kW) permet d'alimenter le moteur avec les commodités électriques du LMMCF.

IV.2.a. Caractéristiques géométriques et magnétiques du moteur étudié

□ Données générales :

Nombre de paires de pôles	$p = 2$
Puissance à 1500tr/min	$P = 11\text{kW}$

□ Perméabilités relatives anhystérétiques estimées:

Carcasse	5000
Stator	5000
Rotor	1000
Arbre	1000

□ Carcasse :

Longueur	$L_{fe} = 160 \text{ mm}$
Diamètre externe	$D_{aext} = 250 \text{ mm}$
Diamètre interne	$D_a = 240 \text{ mm}$

□ Stator :

Diamètre externe	$D_a = 240 \text{ mm}$
Diamètre interne	$D_i = 150 \text{ mm}$
Nombre d'encoches	$N = 36 \text{ (3 enc/pôle/phase)}$

□ Rotor :

Nombre d'aimants sous un pôle	$N_a = 7 \text{ rangées d'aimants}$
Dimension d'un aimant	$12.5 \text{ mm} * 3.4\text{mm} * 12\text{mm}$
Longueur du rotor	$L_{rot} = 75 \text{ mm}$
Diamètre rotor	$D_{rot} = 141.8 \text{ mm}$

□ Arbre:

Longueur de l'arbre	$L_{arbre} = 630 \text{ mm}$
Diamètre arbre	$D_{arbre} = 70.2 \text{ mm}$

IV.2.b. Les aimants au rotor

Ce moteur a été préalablement utilisé pour une étude vibratoire [DEROU 92]. Dans le but de le rendre silencieux, certaines propriétés lui ont été imposées, notamment une répartition sinusoïdale des aimantations rémanentes des sept aimants d'un pôle (Tableau 1). Ainsi, l'induction dans l'entrefer est sinusoïdale et décrit quatre alternances sur un tour. Cette propriété sera intéressante pour l'étude harmonique des signatures. Il est à noter que ces aimantations rémanentes sont estimées car nous n'avons guère d'informations sur leurs valeurs. Par ailleurs, les aimants du rotor sont relativement abîmés, ce qui peut conduire à une surestimation des signatures dues aux aimants par rapport au cas réel.

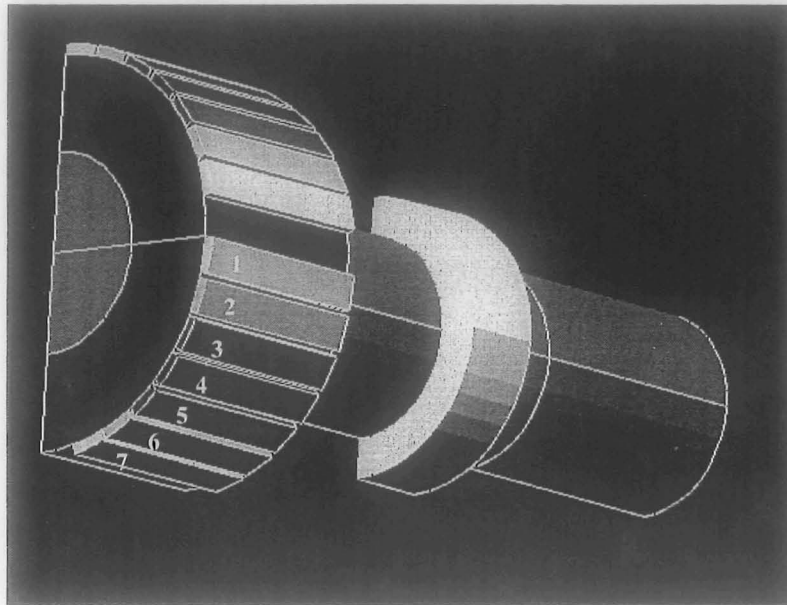


Fig. IV-3 : Géométrie du rotor

Aimant	1	2	3	4	5	6	7
Polarisation	0.52 T	0.87 T	1 T	1.07 T	1 T	0.87 T	0.52 T

Tableau 1 : Répartition sinusoïdale de l'aimantation rémanente des aimants – Pôle Nord (couleurs Fig. IV-3)

IV.2.c. Bobinage

Le bobinage au stator est triphasé à deux couches et à pas diamétral de type imbriqué. La construction totale du bobinage est la conséquence de la duplication d'un motif. Ce motif est constitué de 4 bobines réparties autour de l'axe moteur (Fig. IV-4 - gauche). A partir de ce motif, on compose toutes les bobines d'une même phase en le décalant d'un pas dentaire (10°). Notre bobinage est réparti sur trois dents pour une phase (Fig. IV-4 - droite). Une phase est alors construite. Dans le but de reconstruire l'ensemble du bobinage, les deux autres phases sont construites en décalant la première de 120° (phase V) puis de 240° (phase W) (Fig. IV-5).

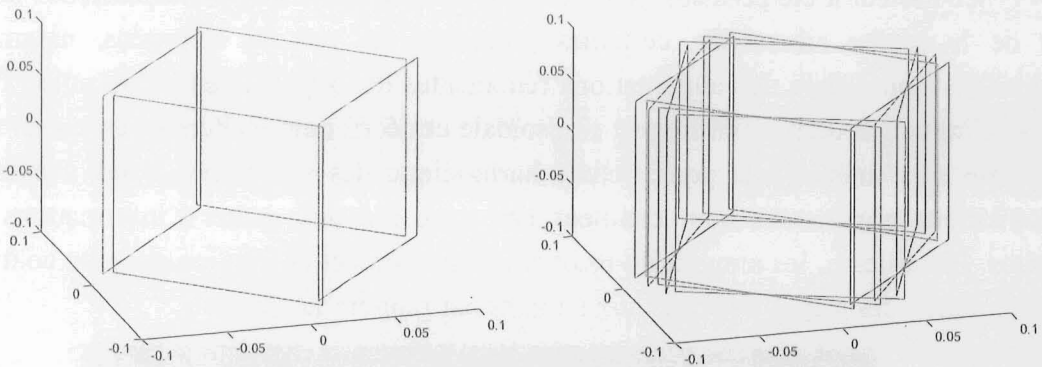


Fig. IV-4 Motif du bobinage et construction d'une phase

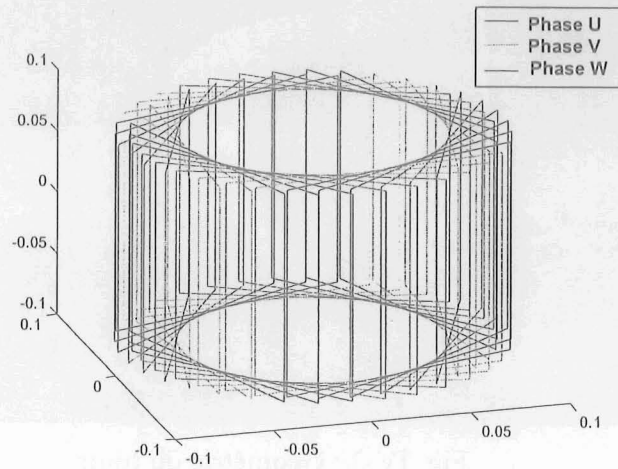


Fig. IV-5 Bobinage complet

IV.2.d. Alimentation des bobinages

Des essais avec et sans alimentation ont été effectués afin de mettre en évidence l'influence des courants statoriques sur le champ externe. Comme nous faisons des mesures statiques, nous ne pouvons que représenter le champ externe à un instant figé t du fonctionnement. Il suffit pour cela d'alimenter en courant continu les phases avec des valeurs bien précises correspondant au temps t considéré. Ainsi, il existe deux moments particuliers du mode dynamique pouvant être représentés aisément par des courants continus dans les 3 phases.

- $t = t_1$: Deux phases sont alimentées en série

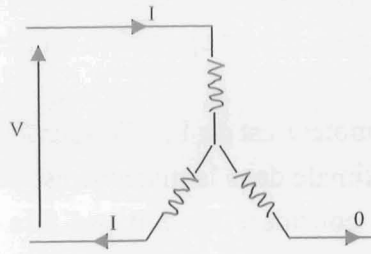


Fig. IV-6: Alimentation de deux phases ($t = t_1$)

- $t = t_2$: Les trois phases sont alimentées, une d'entre elles est en série avec les deux autres en parallèle.

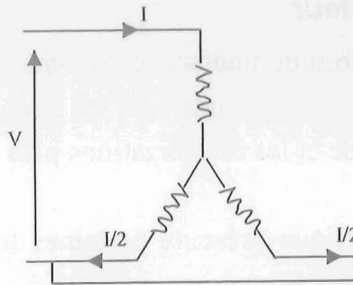


Fig. IV-7 : Alimentation de trois phases ($t = t_2$)

Les instants d'alimentations sont représentés sur l'échelle temporelle de la Fig. IV-8

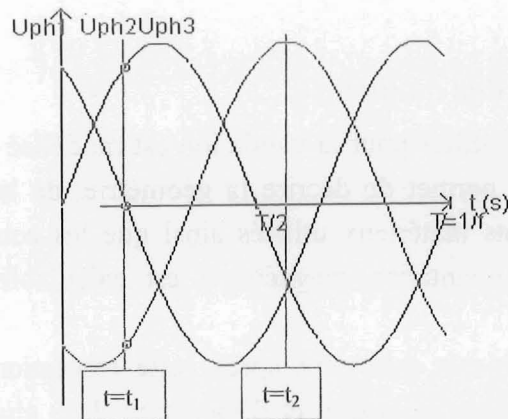


Fig. IV-8 : Instants simulés en statique

L'alimentation à deux phases (instant t_1) est privilégiée car le même courant passe obligatoirement dans les deux phases. Dans le cas où trois phases sont alimentées, si les résistances des phases sont différentes, il peut apparaître un déséquilibre entre deux phases en parallèle.

La puissance nominale du moteur est de 11 kW sous 220 V. Si on considère un $\cos(\phi)$ de 0.8, le courant d'amplitude maximale dans la machine est de 26 A par phase. Cependant, le schéma électrique de la machine considéré ne doit pas être le schéma de fonctionnement nominal car nos mesures se font en statique d'où peu d'inductance. La réactance due à la mutuelle stator / rotor n'a plus d'influence et il faut alimenter sous tension réduite afin d'avoir 26 A dans les conducteurs. On relève une tension de 3 V aux bornes d'une phase lorsqu'elle est alimentée avec 26 A en courant continu.

IV.3. Modélisation du moteur

Le fait de voir le moteur comme une source de champ va nous permettre de séparer l'effet de chaque source de flux magnétique que sont les aimants et les courants. L'analyse du champ rayonné est alors plus précise et les investigations plus complètes.

Le nouveau modèle magnétique présente certaines hypothèses de validité que nous rappelons ici :

- ✓ Le modèle est statique et aucun courant de Foucault n'est pris en compte.
- ✓ La modélisation représente le moteur à un instant t de son fonctionnement.
- ✓ Les matériaux sont supposés linéaires dans un premier temps, leur non linéarité peut cependant être prise en compte. Par contre, les lois magnétiques des matériaux sont anhystérétiques et les rémanents ne sont pas considérés.

IV.3.a. La méthode des moments

Le moteur cylindrique utilisé pour la validation est modélisé par éléments finis avec le logiciel Flux3d. Le logiciel permet de décrire la géométrie, de la mailler et de définir les caractéristiques des différents matériaux utilisés ainsi que les courants injectés (Fig. IV-9). Ainsi, après résolution, l'aimantation magnétique est calculable dans toutes les parties ferromagnétiques du moteur.

La méthode des moments intervient après cette résolution pour l'exploitation des résultats. Elle utilise les valeurs de champ et d'induction dans chaque élément du maillage pour réaliser un modèle magnétique équivalent constitué de moments magnétiques. Les champs dus aux courants sont calculés par la loi de Biot et Savart.

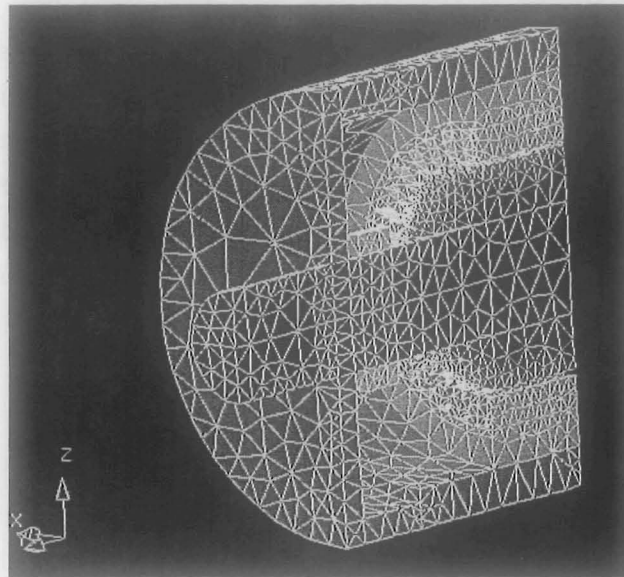


Fig. IV-9: Maillage Flux3d d'un quart du moteur

Le nombre total de moments magnétiques dépend de la finesse du maillage réalisé sous Flux3d. Ce nombre va conditionner la distance de validité de notre modèle. En effet, il n'est pas nécessaire de définir un nombre important de moments si on calcule un champ très lointain. A la limite, le moteur est alors équivalent à quelques dipôles magnétiques. D'un autre coté, plus le nombre de moments est élevé, plus le champ calculé à proximité du moteur est précis, sous réserve de convergence de la formule Eq. 19 de recalcul du champ. En effet, cette formule diverge lorsque le calcul du champ est trop proche. La distance QP tend alors vers 0 alors que la formule contient des termes en $1/QP^3$, d'où une divergence numérique (Fig. IV-11)..

Il suffit donc d'adapter le nombre d'éléments en fonction du domaine d'étude de la signature, domaine qui se situe entre un et plusieurs diamètres de moteur (Fig. IV-10). Cependant, Flux3d nécessite une taille maximale des mailles pour effectuer la résolution du problème. Cette taille maximale suffit à étudier le champ à proximité du moteur et permet de rentrer aisément dans notre domaine d'étude.

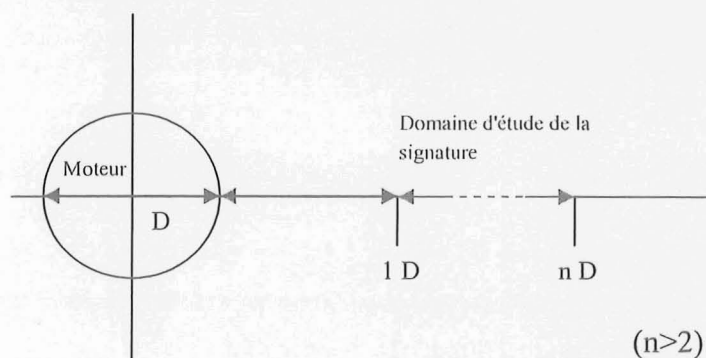


Fig. IV-10 : Domaine d'étude de la signature en fonction du diamètre du moteur.

La Fig. IV-11 illustre le fait que très près du moteur, la méthode des moments se comporte mal. Ceci est dû au fait qu'on utilise des lois en $1/r^3$ dans le calcul analytique du champ rayonné par des moments magnétiques. La divergence apparaît à quelques centimètres du bord extérieur de la carcasse du moteur. Pour ces zones, le calcul par éléments finis est préférable mais dans la majorité des cas, nous étudions les fuites "loin du moteur", i.e. entre une et plusieurs fois son diamètre (Fig. IV-10). Flux3d et la méthode des moments sont par conséquent complémentaires dans un domaine d'étude relativement proche.

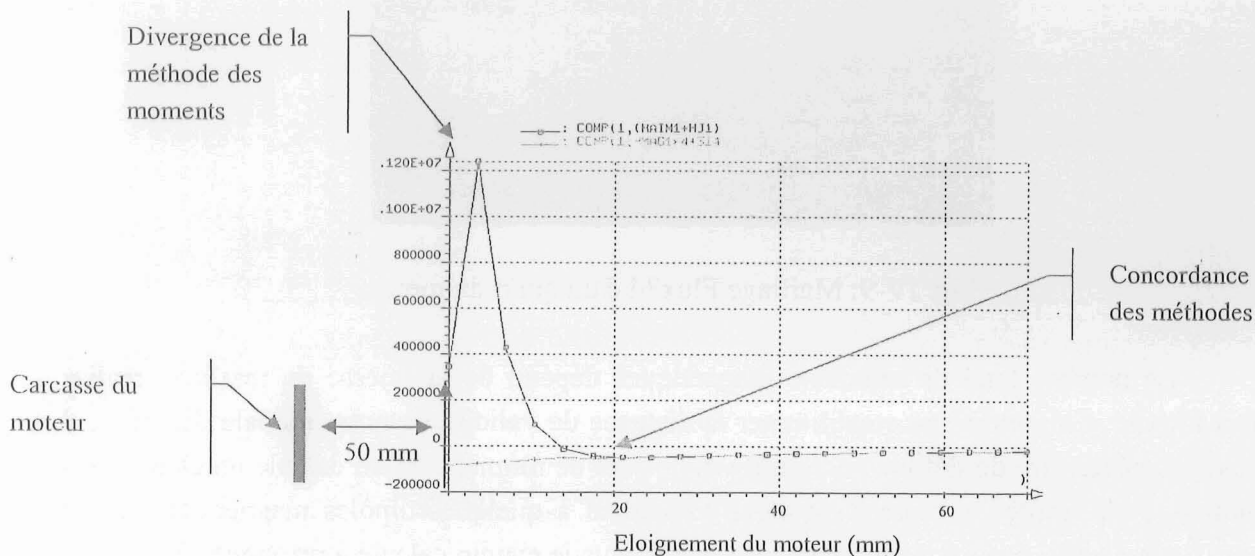


Fig. IV-11 : Divergence de la méthode des moments à proximité du moteur.

IV.4. Protocole de mesures

IV.4.a. Directions des axes de mesure :

Les mesures sur le moteur cylindrique sont effectuées afin de valider le modèle établi par la méthode des moments. Le but est de valider le modèle dans l'espace situé entre 1 et environ 3 diamètres autour du moteur. Néanmoins, des axes principaux se dégagent de la machine (Fig. IV-12) :

- Axe radial entre les pôles (q).
- Axe radial passant par le centre des pôles (d). L'induction maximale externe se trouve sur cet axe.
- Axe parallèle à l'axe du moteur pour les têtes de bobine.

Dans la réalité, deux axes suffisent. En effet, comme on maintient toujours les capteurs dans une position fixe et rigoureusement déterminée, c'est l'objet à mesurer qu'on déplace ici ; le moteur est entraîné en rotation autour de son axe. Avec un tour complet du moteur on obtient la mesure dans le plan perpendiculaire à l'axe du moteur et sur un cylindre autour. On obtient ainsi les mesures sur les axes d et q.

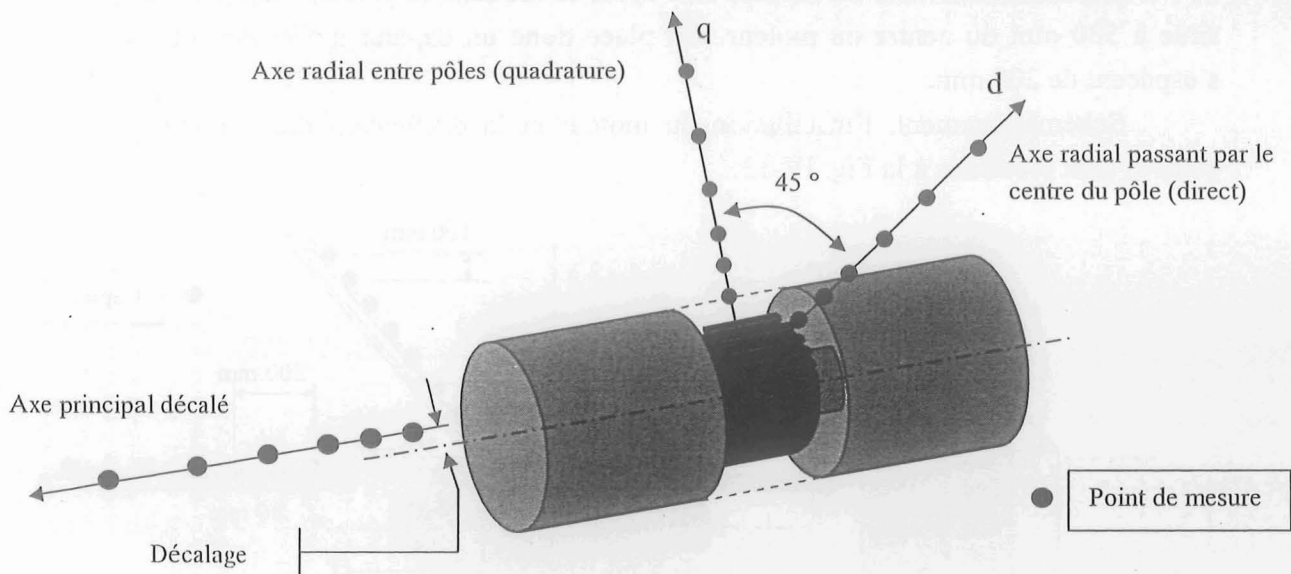


Fig. IV-12 : Axes de mesure

IV.4.b. Position des capteurs

L'emplacement des capteurs doit être le plus précis possible. De plus, il faut qu'ils soient fixes. Ces capteurs peuvent compenser le champ local. Ceci nous permet de ne pas prendre en compte le champ magnétique terrestre qui est non négligeable pour nos mesures. Il est négligeable en terme d'induit dans les parties ferromagnétiques la machine.

L'emplacement des capteurs est choisi de façon à ne pas atteindre leur saturation. Les Magnétomètres 3 axes Crouzet utilisés ont une dynamique de mesure de +/- 100 000 nT. Plusieurs essais vont être réalisés par la suite. Le but est de valider notre modèle de façon méthodique et nous avons pour cela choisi de procéder par étapes. Les premières mesures porteront sur le rotor seul signant dans l'air. Puis le stator seul sera étudié avant de regarder les champs émis par le moteur complet.

Le cas où le niveau d'induction mesuré est le plus fort demeure celui où le rotor est seul dans l'air. L'induction maximale est relevée dans le plan de symétrie du moteur. En supposant que notre modèle est juste, celui-ci calcule une induction de 100 000 nT à 450 mm du centre du moteur. En se donnant une marge de 2 cm, un capteur est placé à 470 mm du centre du moteur. Les différents capteurs sont placés dans le plan de symétrie successivement à 100 mm les uns des autres. L'ensemble des capteurs sur cet axe est placé à des distances comprises entre 270 et 970 mm du centre du moteur. Deux capteurs plus proches serviront à mesurer l'induction dans les autres cas (stator seul et moteur complet).

De même sur l'axe du moteur et d'après le modèle, le premier capteur non saturé se situe à 530 mm du centre du moteur. On place donc un capteur à 550 mm et les suivants s'espacent de 200 mm.

Schématiquement, l'installation du moteur et la disposition des capteurs autour de celui-ci sont présentés à la Fig. IV-13.

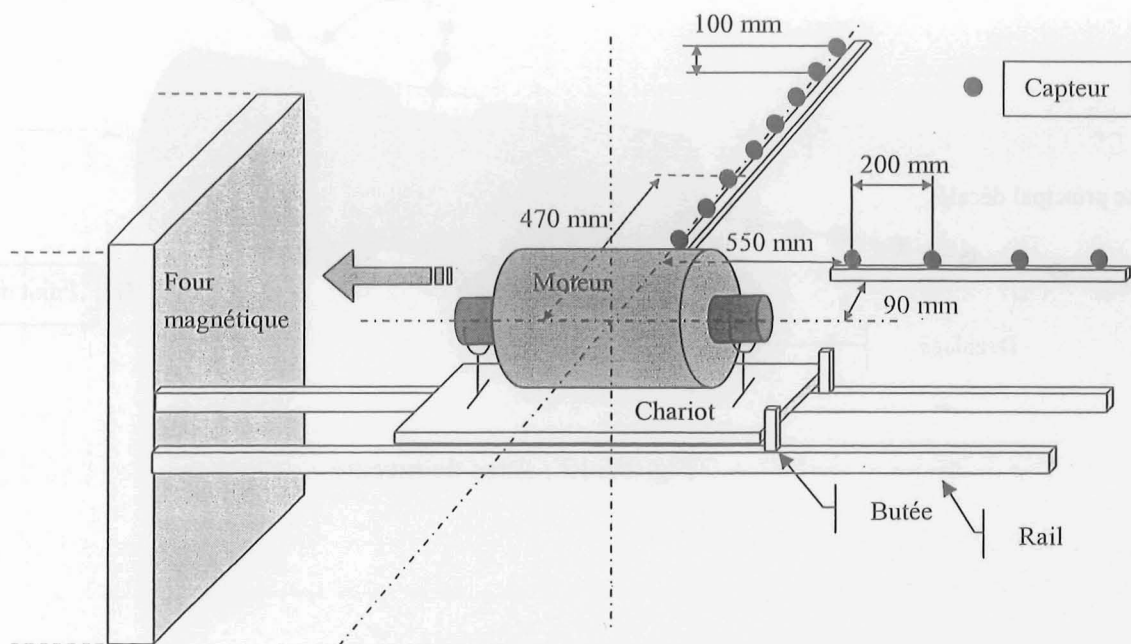


Fig. IV-13 Schéma de disposition du moteur et des capteurs de mesure

L'installation de mesure mise en œuvre au LMMCF est présentée sur la Fig. IV-14. Les barres de montage et de maintien du moteur sont en aluminium et donc amagnétiques. Le moteur est libre en rotation. Les parties rotor et stator peuvent être libres en rotation ou solidaires l'une de l'autre. Le chariot sur le quel est disposé le moteur est libre en translation sur un seul côté (symétrie du moteur).

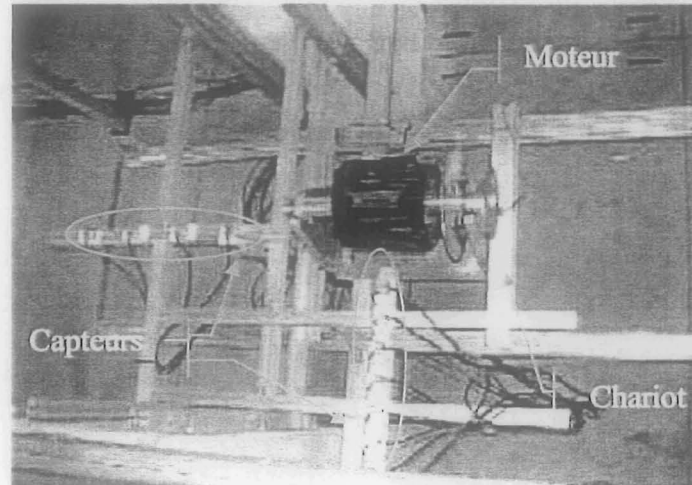


Fig. IV-14 : Installation du moteur au LMMCF

IV.4.c. Exploitation des mesures

Les capteurs disposés autour du moteur nous donnent des mesures brutes des champs magnétiques créés par le moteur. Avant toute mesure autour du moteur, on éloigne celui-ci à l'aide du chariot de façon à compenser les capteurs. Les mesures sont alors effectuées de manière différentielle.

De façon à correctement valider notre modèle par des mesures, il faut comparer les mesures aux effets modélisés. Certaines hypothèses de la modélisation font que seulement une part des mesures est comparable au modèle. Cela suppose donc d'extraire la part de la signature expérimentale non modélisée, ce qui concerne essentiellement les rémanents (matériaux linéaires et anhystérétiques pour le modèle) ou les mises en série des bobines (modèle constitué d'une géométrie périodique). L'extraction des parties intéressantes se fait de plusieurs manières :

Désaimantation

Pour atténuer l'effet des rémanents, notre laboratoire de métrologie magnétique (LMMCF) dispose d'un système de désaimantation d'objets ferromagnétiques : un four magnétique. Il s'agit d'un ensemble de bobines d'environ 1m^2 disposées sur un même axe. A l'intérieur de cet ensemble de bobines, le champ magnétique est relativement fort et il y est possible de "cycler" des objets ferromagnétiques de façon à leur enlever leurs rémanents. Cependant, sur notre moteur, les fortes sources d'induction le rendent impossible à désaimanter entièrement. Il reste toujours un rémanent conséquent et préjudiciable à la comparaison avec le modèle.

□ La méthode des "demi différences"

Cette méthode d'extraction des rémanents est uniquement basée sur des opérations portant sur des séries de mesures. Le principe est de soustraire des mesures faites dans deux états magnétiques opposés des sources étudiées.

Par exemple, dans le cas de la signature créée par une alimentation continue des bobinages du moteur, on extrait l'effet du courant par cette méthode. Une première série de mesures avec une alimentation positive (+I) est suivie d'une seconde série avec une alimentation négative (-I). Le moteur décrit alors un cycle d'hystérésis. Par demi différence, on déduit l'effet d'une alimentation positive sans rémanent (Fig. IV-15).

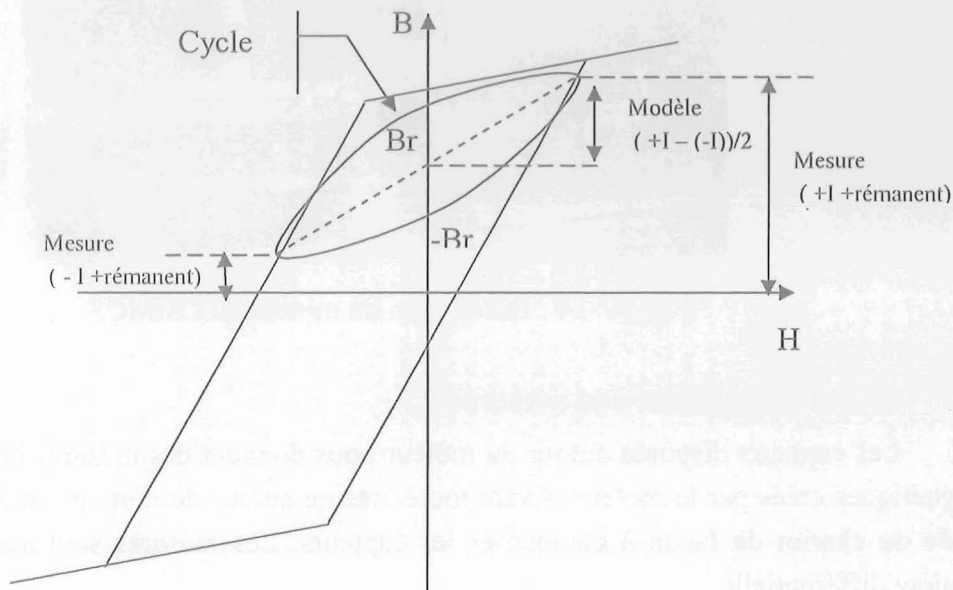


Fig. IV-15 : Lien entre le modèle et les mesures sur le moteur (caractéristique B(H))

Cette méthode d'extraction est aussi valable avec des états magnétiques imposés par des aimants (cas de l'étude avec les sources du rotor). Le changement d'état magnétique se fait alors par rotation du rotor de 90° géométriques (machine 4 pôles). Cependant, les rémanents anisotropes en rotation du rotor ne sont pas éliminés par cette méthode. La méthode élimine tous les états magnétiques non modifiés par rotation du rotor d'un quart de tour (Fig. IV-16).

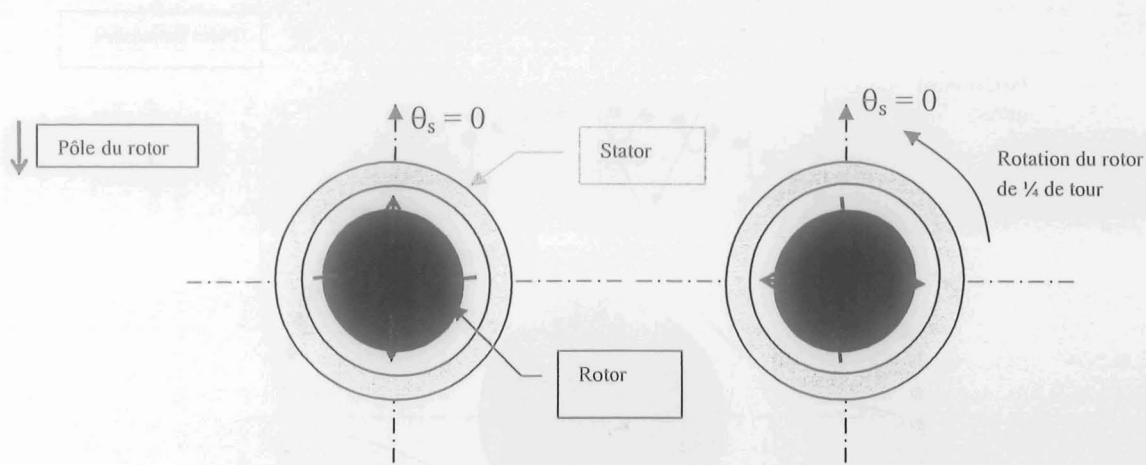


Fig. IV-16 : Méthode des demies différences appliquée au rotor

□ Traitement de Fourier sur les mesures

Dans le cas où des rémanents apparaissent encore dans les mesures après le traitement par demi différence des mesures, il est possible de les extraire avec un traitement mathématique basé sur une analyse spatiale des champs mesurés.

Une étude russo-américaine [VOLOKHOV] nous a dirigé sur une décomposition spectrale des différentes composantes spatiales de l'induction. En mesurant l'induction externe sur un tour, on s'attend à relever une signature sinusoïdale avec un nombre d'alternances lié au nombre de pôles du moteur. Sur notre moteur, nous avons 4 pôles. On attend donc deux alternances sur un tour.

D'autres harmoniques peuvent se superposer au fondamental dû aux pôles. D'après l'étude russo-américaine, le premier harmonique est un harmonique d'espace lié au rémanent du moteur et à sa forme (dissymétries, mises en série des conducteurs...). Les harmoniques d'ordre supérieur sont dus à des éléments géométriques récurrents sur un tour. Par exemple, les dents du stator peuvent engendrer un harmonique qui leur est propre (Fig. IV-17).

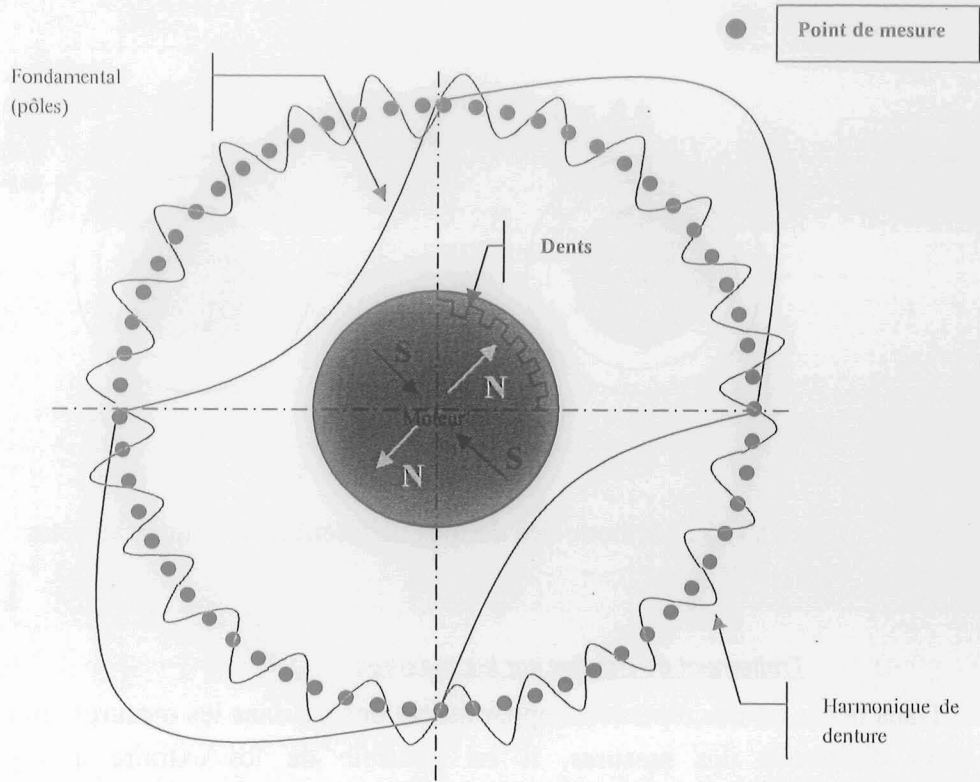


Fig. IV-17 Origine des harmoniques de la signature

V. Validation

Dans l'optique d'une démarche structurée, nous validons notre modèle en procédant à des étapes bien précises. La mesure sur le rotor seul présente une géométrie simple et de forts niveaux d'induction externes. L'étude du rotor seul permet avant tout de caler éventuellement certaines grandeurs magnétiques ou géométriques, notamment en ce qui concerne les aimants. Nous nous sommes alors rendu compte que ceux-ci sont pour la plupart en mauvais état, ce qui diminue sensiblement le volume total d'aimants. Les côtes des dimensions du rotor ont aussi été vérifiées pour avoir un modèle le plus représentatif possible de la géométrie. La comparaison avec le modèle est alors favorable et les mesures ne sont pas entachées du bruit des capteurs.

De même, le stator seul est étudié et plus particulièrement son bobinage. Les champs attendus sont de plus faibles valeurs et les mesures sont exploitables sur des capteurs plus proches qu'avec le rotor seul. La géométrie et la modélisation sont un peu plus délicates car elles font appel à des notions mathématiques particulières pour la modélisation (formulations en potentiel réduit à cause des inducteurs).

Après avoir remonté notre moteur, l'étape suivante de validation nous amène au cas du moteur complet. L'étude de l'influence respective des deux sources actives de champ est alors entreprise pour la validation du modèle.

V.1. Mesures sur le rotor seul

Dans le but d'analyser chaque partie du moteur, nous étudions à présent la signature due aux aimants et aux parties ferromagnétiques du rotor.

Le rotor se compose de ses aimants, de son circuit magnétique en acier et de son arbre (Fig. V-1). On va principalement mesurer l'effet des aimants dans l'air. Les valeurs d'induction attendues sont très grandes et les capteurs les plus proches vont saturer.

On vérifiera s'il existe une dispersion des aimants (géométrique et magnétique) et un rémanent de l'arbre ou du circuit magnétique.

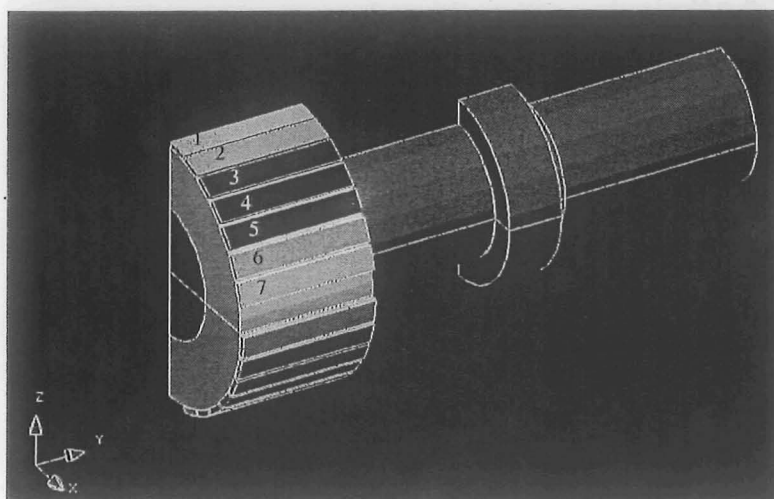


Fig. V-1 Modélisation du rotor seul

V.1.a. Mesures autour du rotor dans le plan de symétrie

Le capteur situé à 470mm du centre du rotor permet de mesurer l'induction la plus élevée compte tenu de la gamme de mesure des capteurs. En effet, les capteurs les plus proches sont saturés par une induction supérieure à 100000 nT. On compare des mesures à 470 mm du centre du rotor à des résultats de modélisation (Fig. V-2).

Les courbes respectives aux trois composantes des mesures et du modèle ont des formes identiques. La partie la plus importante de la signature du rotor est due aux aimants. Ceux-ci rayonnent dans l'air et les deux paramètres influents sont le volume d'aimants et l'aimantation rémanente. Les écarts enregistrés entre les courbes de mesure et la simulation sur la Fig. V-2 peuvent donc provenir soit d'une modification de l'aimantation rémanente des aimants (vieillessement...), soit d'une modification du volume des aimants (aimants cassés...). En effet, beaucoup d'aimants sont abîmés voire cassés, ce qui diminue le volume total d'aimants par rapport au cas modélisé. La signature est donc plus faible.

Une remarque peut être faite ici sur le protocole de mesures. La composante axiale nous renseigne sur le placement correct des capteurs. En effet, hors du plan de symétrie du moteur, la valeur de la composante axiale est nulle (valeur du modèle). Le fait que la valeur mesurée soit quasiment nulle prouve que les capteurs de mesure du champ sont bien placés dans le plan de symétrie.

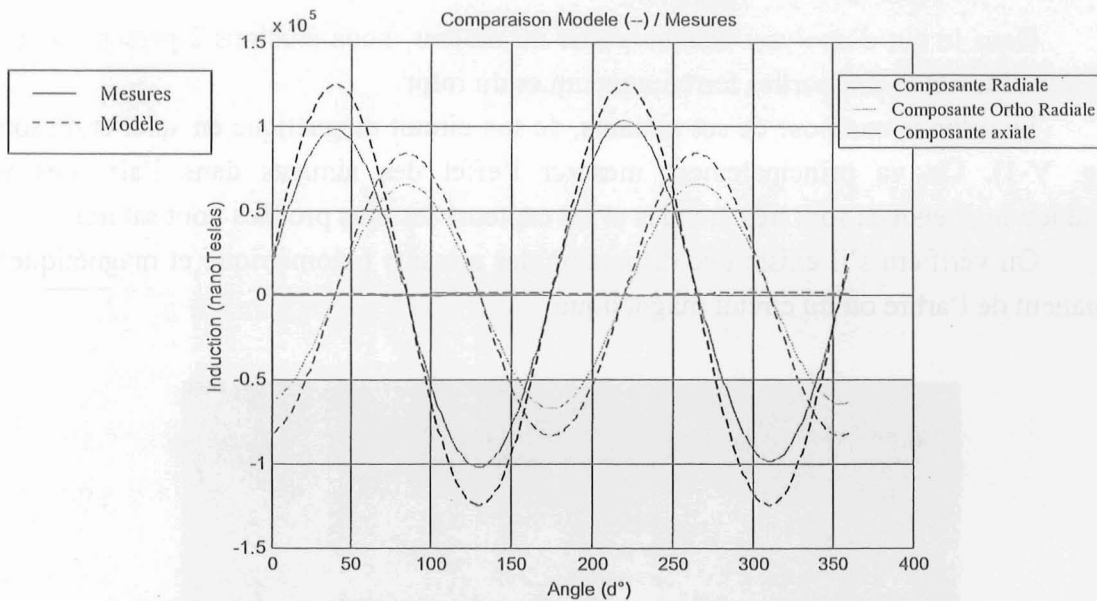


Fig. V-2 Comparaison modèle/Mesures dans le plan de symétrie à 470 mm de l'axe du moteur

□ Influence de l'aimantation rémanente

Une étude par calcul de l'influence de la variation du volume d'aimant est alors nécessaire. On a vu que le paramètre probablement modifié par rapport à la modélisation est le volume des aimants. Or, la géométrie exacte des volumes cassés ne peut pas être reproduite en modélisation. Sachant que changer l'induction rémanente des aimants est beaucoup plus facile et revient quasiment à modifier le volume, on peut évaluer la variation du volume en modifiant l'induction rémanente. En effectuant une diminution de 0.1T de l'aimantation rémanente des aimants (Tableau 2) cela revient à une réduction du volume des aimants un peu supérieure à 10% environ.

Aimant	1	2	3	4	5	6	7
Aimantation originale	0.52 T	0.87 T	1 T	1.07 T	1 T	0.87 T	0.52 T
Aimantation dérivée	0.42 T	0.77 T	0.9 T	0.97 T	0.9T	0.77 T	0.42 T

Tableau 2 : Répartition sinusoïdale de l'aimantation des aimants (Fig. V-1)

Le calcul de l'aimantation donne alors des signatures plus faibles que précédemment (Fig. V-3). La corrélation avec le modèle est alors meilleure.

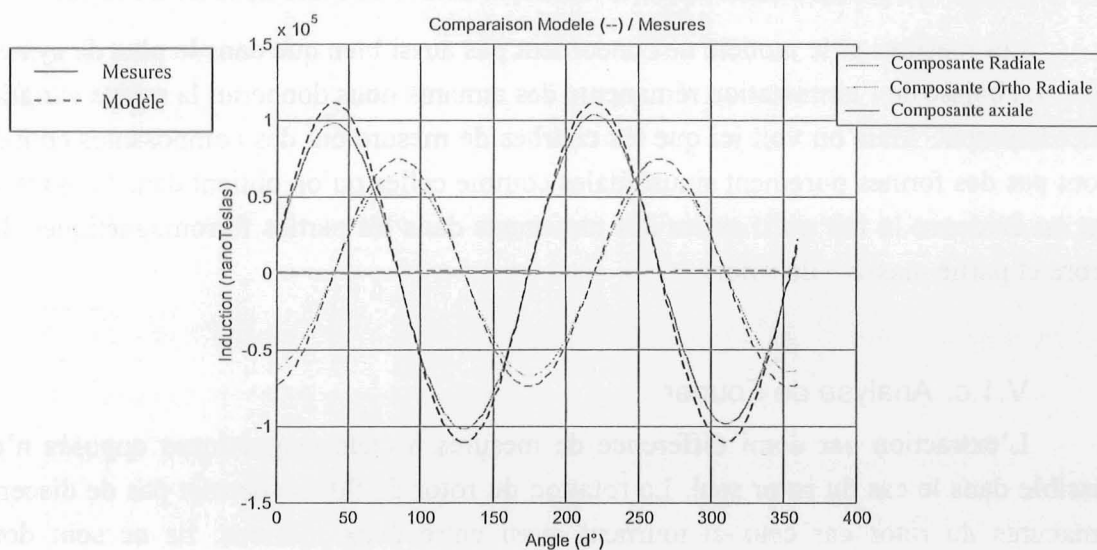


Fig. V-3 Comparaison modèle / Mesures après diminution de l'aimantation dans le plan de symétrie à 470 mm de l'axe du moteur

Nous avons mis en évidence ici que l'aimantation rémanente précise des aimants devra donc être connue pour évaluer la signature des futurs moteurs de propulsion navale.

V.1.b. Mesures sur l'axe parallèle à l'axe du rotor

Afin de mieux valider notre modèle rotor seul dans l'espace, nous avons étudié la signature sur l'axe parallèle à l'axe du rotor et distant de 90 mm, sur le capteur le plus proche situé à 550 mm (cf. protocole de mesure). La valeur des aimants est la valeur initiale. En comparant au modèle les mesures sur ce capteur, nous obtenons les courbes de la Fig. V-4.

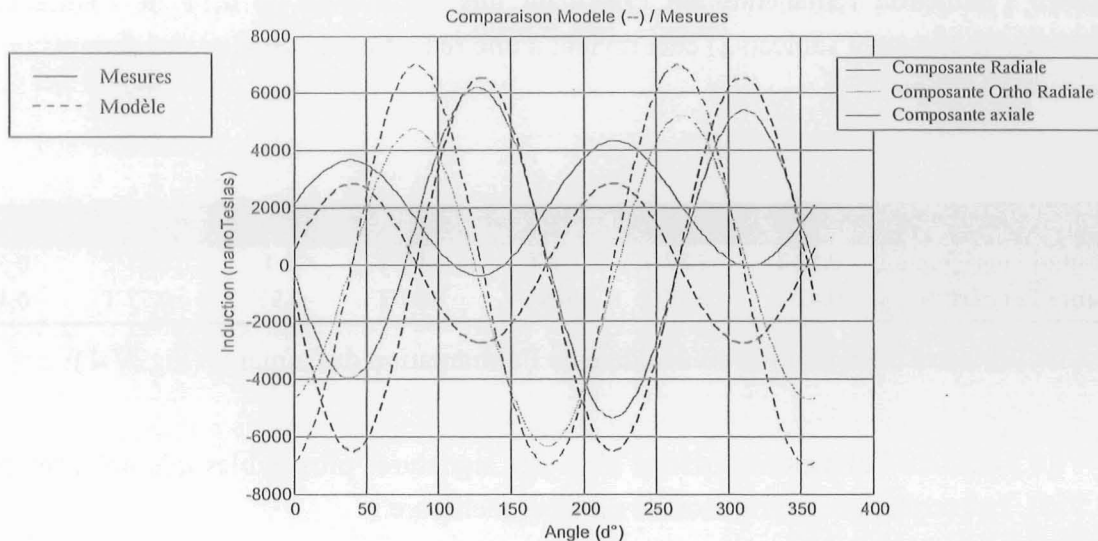


Fig. V-4 Comparaison modèle / Mesures autour de l'axe du rotor à 550 mm.

Les mesures et le modèle ne concordent pas aussi bien que dans le plan de symétrie du rotor. La baisse de l'aimantation rémanente des aimants nous donnerait la même variation que précédemment. Mais on voit ici que les courbes de mesure ont des composantes continues et n'ont pas des formes purement sinusoïdales comme celles qu'on obtient dans le modèle. Ceci met en évidence le fait qu'il existe des rémanents dans les parties ferromagnétiques du rotor (arbre et partie massive du rotor).

V.1.c. Analyse de Fourier

L'extraction par demi différence de mesures à états magnétiques opposés n'est pas possible dans le cas du rotor seul. La rotation du rotor de 90° ne permet pas de discerner les rémanents du rotor car ceux-ci tournent aussi entre deux mesures. Ils ne sont donc pas extraits.

En utilisant l'analyse spatiale de Fourier, nous allons dégager les rémanents en éliminant les harmoniques d'ordre inférieur à deux. Ainsi, on obtient une meilleure corrélation entre le modèle et les mesures réduites au deuxième harmonique (Fig. V-5).

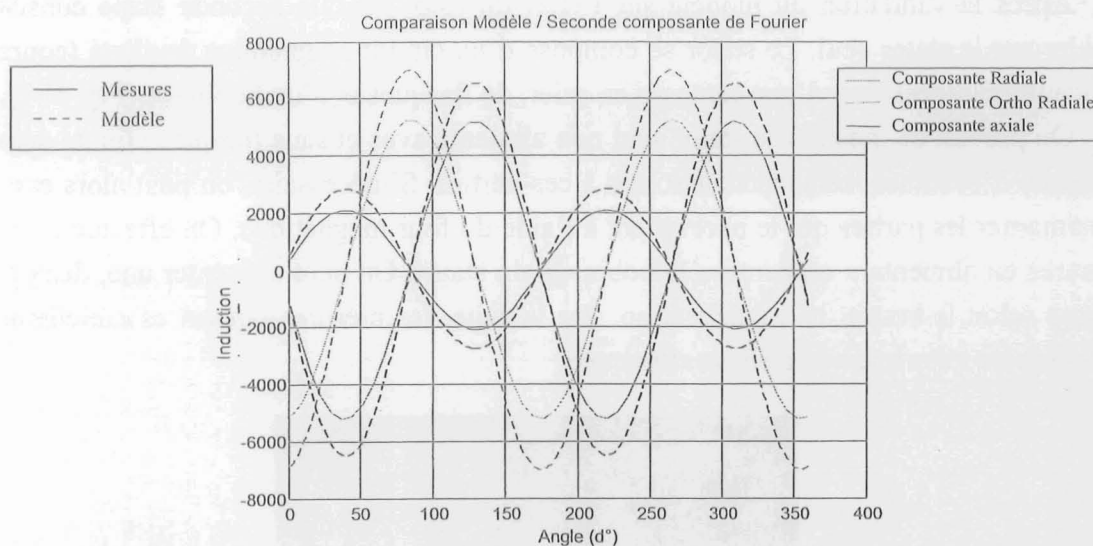


Fig. V-5 Comparaison modèle / Second harmonique de Fourier autour de l'axe du rotor

On peut remarquer que l'erreur obtenue sur la Fig. V-5 est du même ordre de grandeur que l'erreur obtenue sur la Fig. V-2. En jouant sur la valeur de l'aimantation rémanente des aimants, on arrive à une meilleure corrélation entre modèle et mesures comme sur la Fig. V-3.

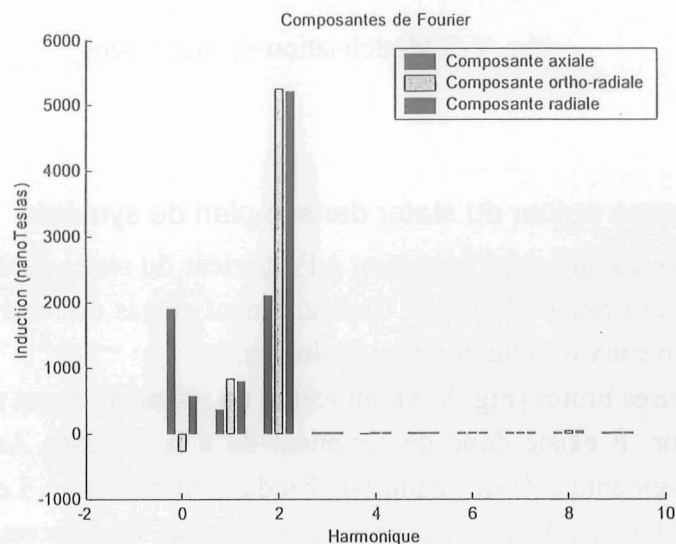


Fig. V-6 Bilan des harmoniques de Fourier

La Fig. V-6 montre que les mesures sont essentiellement constituées de trois composantes de Fourier. Les harmoniques supérieurs à deux (ordre principal dû aux pôles) sont très faibles.

En revanche, le fait que des harmoniques de rang inférieur à l'harmonique principal apparaissent peut aussi être dû à une dissymétrie des inductions rémanentes des aimants autour du moteur.

V.2. Mesures sur le stator seul

Après la validation du modèle sur l'effet du rotor seul, la seconde étape consiste à le valider sur le stator seul. Le stator se compose d'un circuit magnétique feuilleté (courants de Foucault négligeables), d'une carcasse en acier, de flasques et d'un bobinage (Fig. V-7).

On prévoit de mesurer le stator seul non alimenté avec et sans flasques afin de détecter la présence d'éventuels rémanents associés à ces parties. Si nécessaire, on peut alors essayer de désaimanter les parties qui le nécessitent à l'aide du four magnétique. On effectue ensuite des mesures en alimentant en continu le bobinage du stator. On peut alimenter une, deux ou trois phases selon le besoin en modélisation. Par la suite, les mesures portent essentiellement sur des mesures avec une seule phase alimentée.

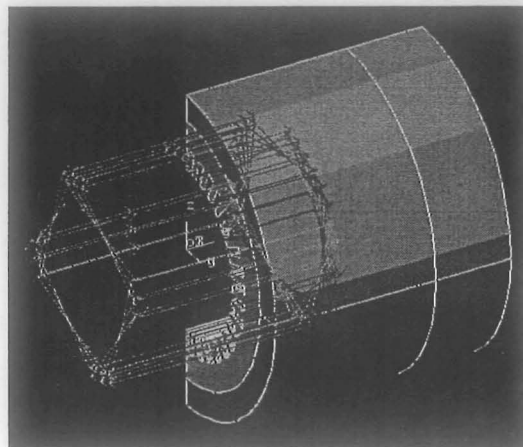


Fig. V-7 Modélisation du stator seul

V.2.a. Mesures autour du stator dans le plan de symétrie

Nous mesurons à présent l'induction à l'extérieur du stator seul sur le capteur le plus proche le long de l'axe radial (270mm). Contrairement au cas du rotor seul, ce capteur n'est plus saturé car les niveaux d'induction sont moindres.

Sur des mesures brutes (Fig. V-8), on relève un rémanent ayant une alternance relative aux pôles du moteur. Il existe donc un rémanent dû à la carcasse. Le fait d'alimenter une phase du moteur augmente (+I) ou réduit (-I) l'induction rayonnée. Le bobinage imbriqué à double couche est constitué de deux faisceaux par encoche. Un faisceau est composé de deux conducteurs, ce qui génère quatre conducteurs par encoche avec 26.5A par conducteur.

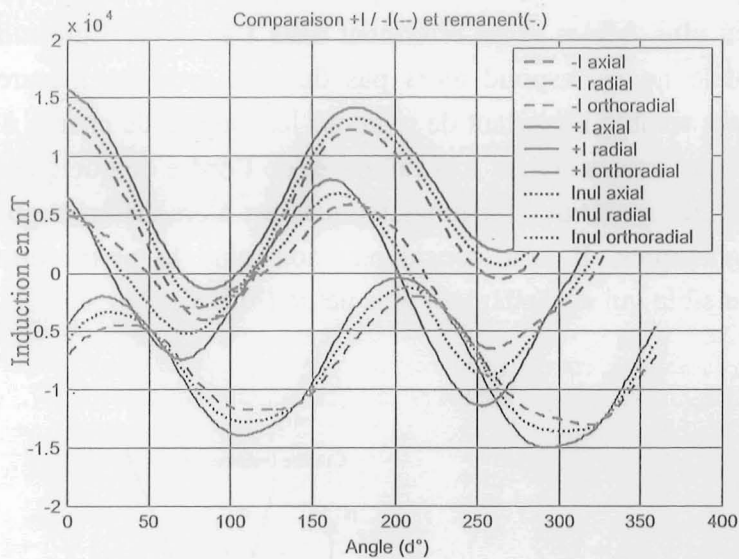


Fig. V-8 : Mesures “brutes” de l’induction à l’extérieur du stator dans le plan de symétrie à 270 mm de l’axe du moteur

Le modèle ne prend pas en compte des propriétés du matériau constituant le stator qui cependant ne sont pas négligeables. Le rémanent du stator n’est pas modélisable car il traduit un état dépendant du passé des matériaux ferromagnétiques. Ce passé n’est pas connu, il n’est donc guère modélisable. Les courbes “brutes” avec une alimentation positive (+I) et négative (-I) traduisent des mesures à deux états magnétiques. Elles sont donc utilisées pour faire une demi différence dans le but d’extraire d’éventuels rémanents.

Avec les courbes de la Fig. V-8, on obtient donc les courbes de la Fig. V-9, en faisant la demi-différence des mesures à +I et à -I.

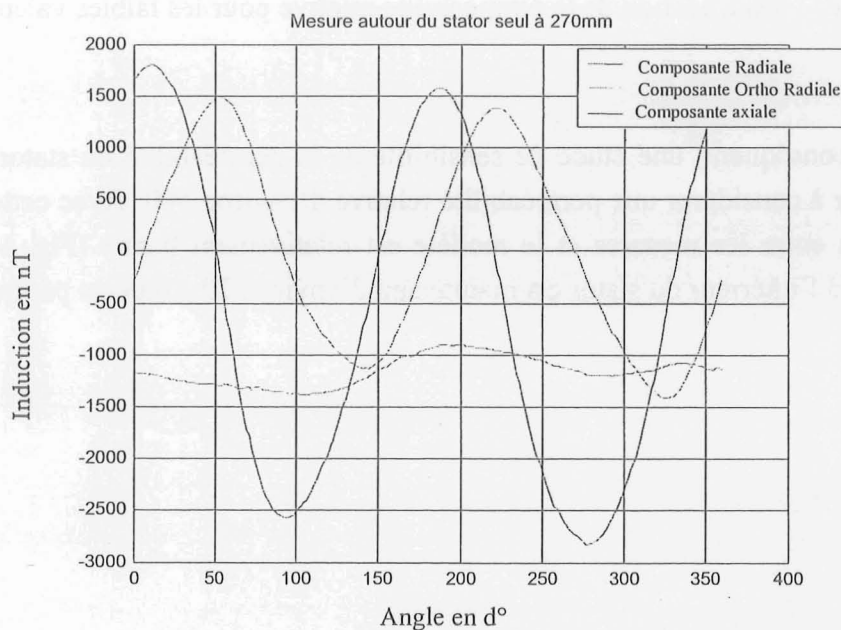


Fig. V-9 : Mesures de l’induction à 270mm autour du stator

La modélisation du stator seul est particulière dans le sens où, sans rotor, les flux magnétiques sont plus faibles et de referment dans l'air. Avec l'utilisation de perméabilités initiales, le modèle ne correspond alors pas du tout avec les mesures de champ. Après réflexion, il nous a semblé important de regarder les valeurs de champ à l'intérieur même du stator. Les valeurs obtenues étaient très faibles et de l'ordre de quelques Ampères par mètre. Le comportement des matériaux ferromagnétiques est alors différent pour les faibles valeurs de champs magnétiques. Il faut considérer, non plus la perméabilité relative, mais la perméabilité réversible qui est nettement plus petite (Fig. V-12).

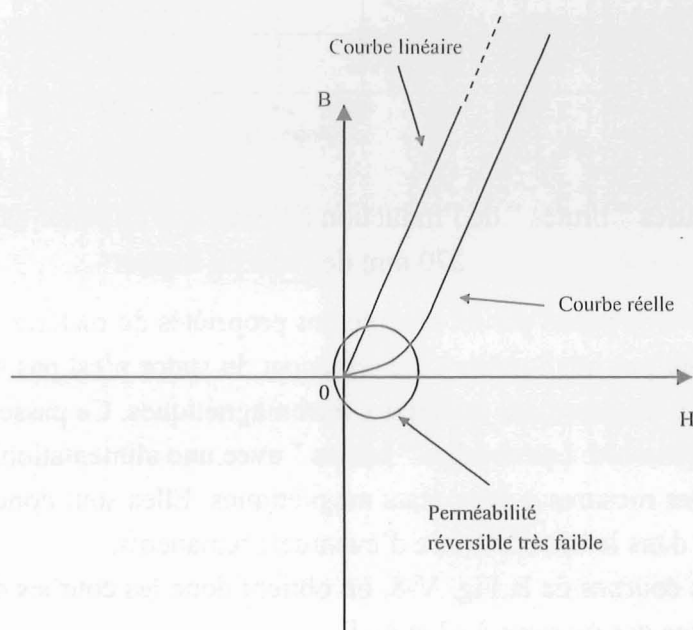


Fig. V-10 : Modification de la perméabilité relative pour les faibles valeurs de champ

Par conséquent, une étude de sensibilité de la perméabilité du stator a été faite pour nous amener à considérer une perméabilité relative d'environ 500. Avec cette valeur estimée, l'adéquation entre les mesures et le modèle est relativement bonne (Fig. V-11). Le champ magnétique à l'intérieur du stator est maintenant d'environ 20 Ampères par mètre.

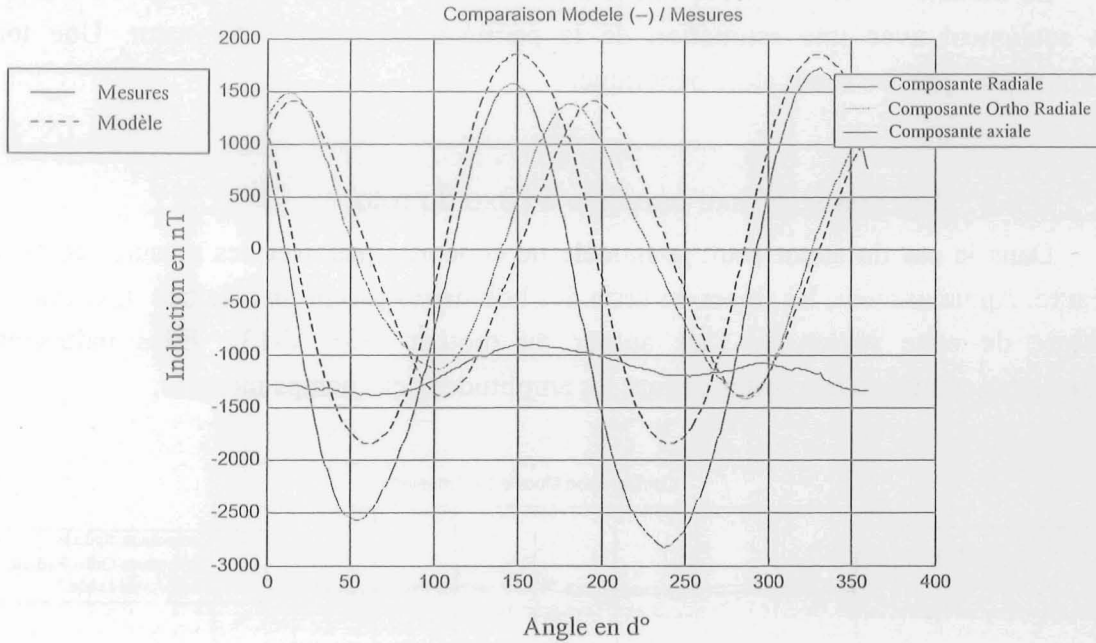


Fig. V-11 : Comparaison modèle/Mesures dans le plan de symétrie à 270 mm de l'axe du stator

Cependant, une composante continue apparaît sur la composante axiale et nous laisse penser qu'il existe un effet non négligeable dû aux alimentations des bobinages. Nous utilisons donc le traitement mathématique de Fourier pour corrélérer encore mieux le modèle aux mesures (Fig. V-12).

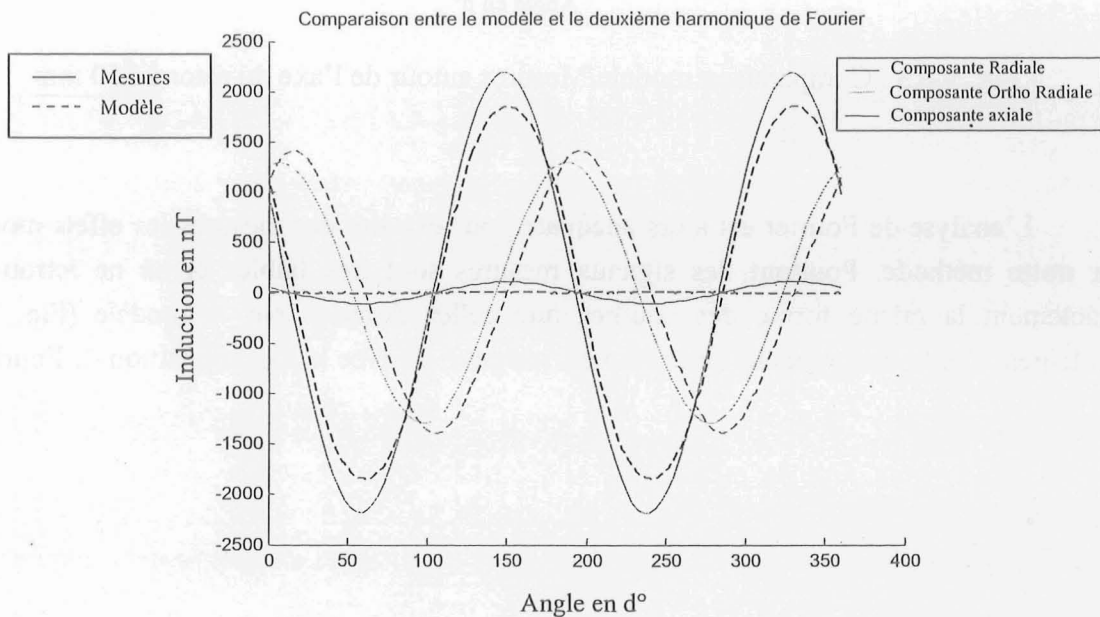


Fig. V-12 : Comparaison modèle / Second harmonique de Fourier dans le plan de symétrie à 270 mm de l'axe du stator

Le modèle est en meilleure adéquation avec les mesures dans le cas du stator seul, mais seulement avec une estimation de la perméabilité relative du stator. Une loi des matériaux plus précise serait alors bénéfique.

V.2.b. Mesures sur l'axe parallèle à l'axe du rotor

Dans le cas du stator seul, le modèle ne concorde pas avec les mesures et de façon flagrante. Apparemment, les mises en série des bobinages jouent un rôle très important sur la signature de cette région de l'air autour du moteur (Fig. V-13). Elles induisent des composantes continues très fortes devant les amplitudes des champs mesurés.

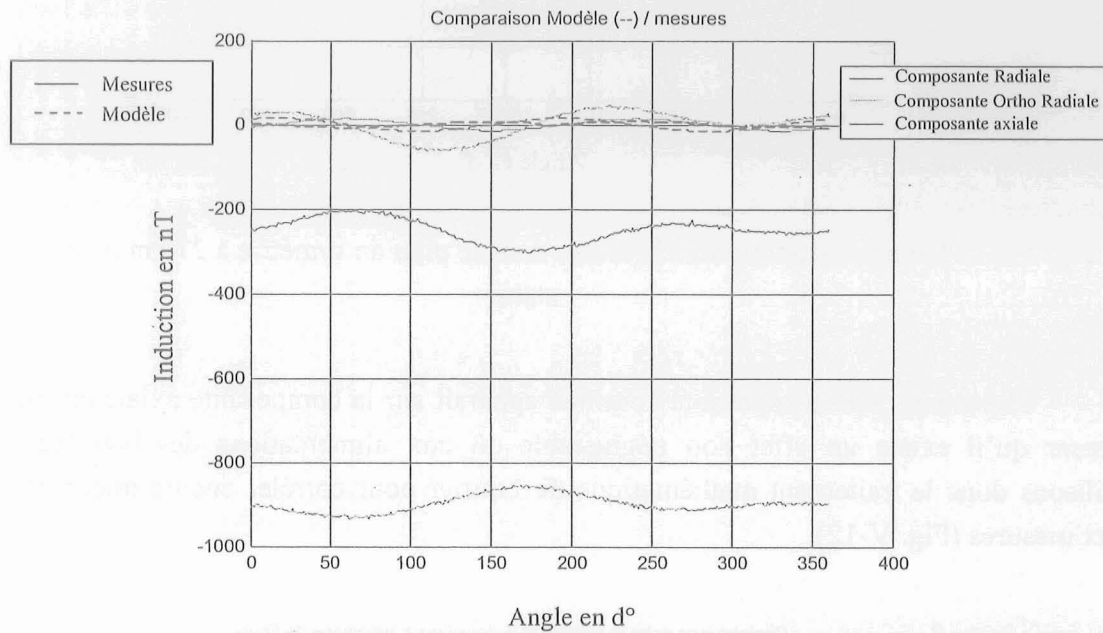


Fig. V-13 : Comparaison modèle/Mesures autour de l'axe du rotor à 550 mm.

L'analyse de Fourier est alors adéquate pour extraire des mesures les effets modélisés par notre méthode. Pourtant, les signaux mesurés sont très faibles et on ne retrouve pas exactement la même forme des courbes que celles données par le modèle (Fig. V-14). Seulement l'ordre de grandeur du champ est retrouvé ici avec la décomposition de Fourier.

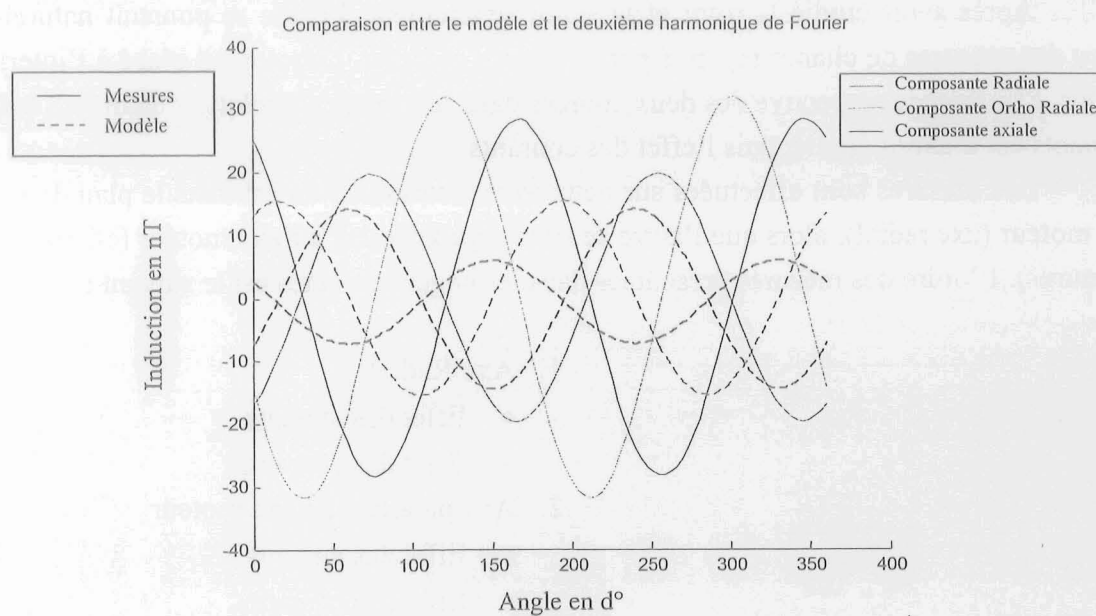


Fig. V-14 : Comparaison modèle/second harmonique de Fourier autour de l'axe du rotor, à 550 mm.

V.3. Mesures sur le moteur complet

Après avoir étudié le rotor et le stator séparément, l'étude se poursuit naturellement avec des mesures de champ rayonné par le moteur complet. Le rotor est placé à l'intérieur du stator. L'influence respective des deux sources dans le moteur complet est étudiée. L'effet des aimants est d'abord étudié, puis l'effet des courants.

Les mesures sont effectuées sur deux axes distincts. L'un est dans le plan de symétrie du moteur (axe radial), alors que l'autre se situe parallèlement à l'axe moteur (cf. protocole de mesures). L'ordre des mesures présentées dans les pages suivantes est le suivant :

1. Axe Radial
 - Effet des aimants
 - Effet des courants
2. Axe parallèle à l'axe moteur
 - Effet des aimants
 - Effet des courants

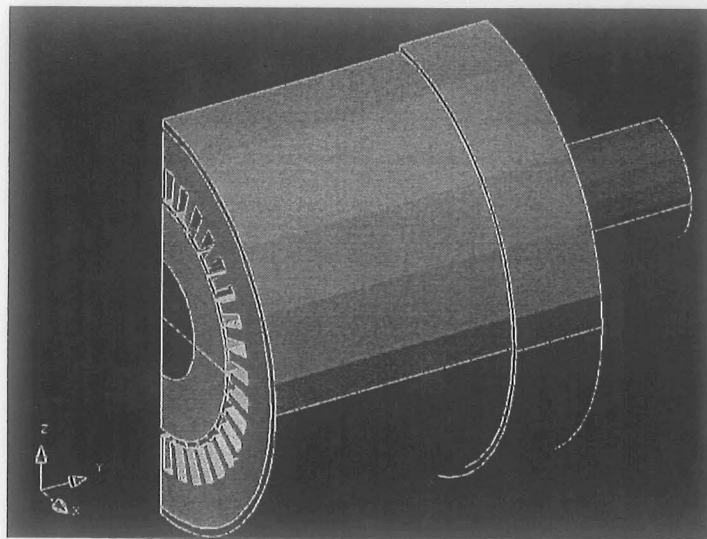


Fig. V-15 Modélisation du moteur complet

V.3.a. Mesures sur l'axe radial

□ Effet des aimants

Après avoir remonté le rotor à l'intérieur du stator, nous avons effectué des mesures autour du moteur complet. La première étape est d'analyser le moteur non alimenté afin de déterminer l'influence du stator et de la carcasse sur la signature des aimants du rotor (effet de blindage). Les mesures sont effectuées sur le capteur le plus proche (270 mm) qui ne sature pas. L'effet de blindage du stator fait que les valeurs d'induction mesurées sont plus faibles que dans le cas du rotor seul où les capteurs les plus proches saturent.

Dans le but d'éliminer le rémanent du stator, nous avons procédé à la méthode de la demi différence en tournant le rotor d'un quart de tour. Les deux séries de mesure pour les deux états magnétiques donnent des signatures quasiment égales en amplitude, mais sont opposées. La demi-différence entre deux mesures autour du moteur résultant des deux positions, à rotor fixe et à rotor décalé de 90° , nous donne la signature propre du moteur (Fig. V-16). On s'affranchit ainsi des rémanents du stator. Seul le rémanent éventuel du rotor n'est pas éliminé par cette méthode de la demi-différence, car ce rémanent a aussi changé de position (90°) entre les deux mesures (sauf si ce rémanent est isotrope par rotation).

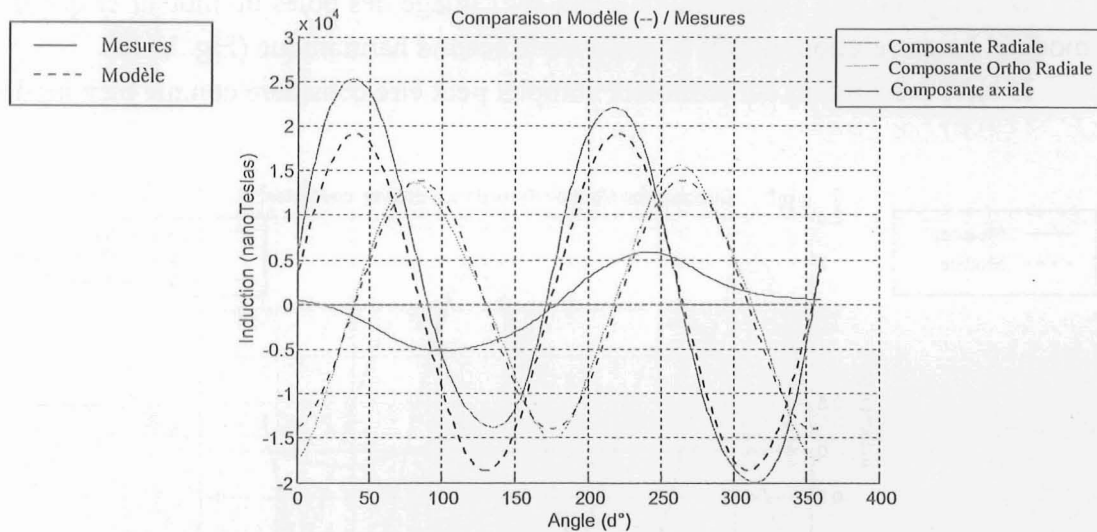


Fig. V-16 Comparaison modèle / Mesures sur le moteur complet non alimenté dans le plan de symétrie à 270 mm de l'axe du moteur

A première vue, la comparaison est plutôt bonne. Il apparaît pourtant quelques irrégularités sur les mesures qui semblent être dues à des "défauts" du moteur. Ces défauts peuvent être soit le rémanent des parties massives du rotor, non éliminé par demi différence, soit une dissymétrie des aimantations rémanentes des aimants déjà observée dans le cas du rotor seul. On applique une fois de plus l'analyse de Fourier que nous avons appliquée sur le stator seul et sur le rotor seul. Ainsi, on supprime les harmoniques indésirables du spectre de Fourier (Fig. V-17).

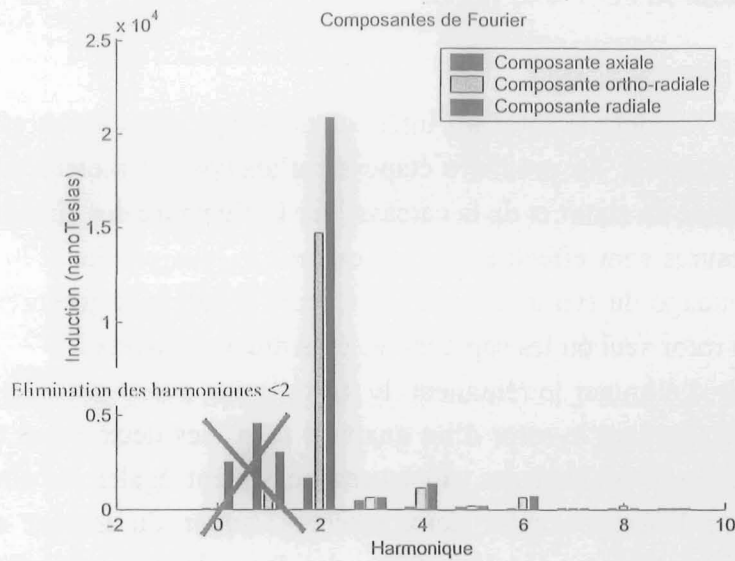


Fig. V-17 Bilan des harmoniques de Fourier sur les trois composantes, sources = aimants, plan de symétrie à 270 mm.

On ne garde que l'harmonique 2 qui est l'image des pôles du moteur et qui est relatif au modèle. La corrélation est très bonne avec le second harmonique (Fig. V-18).

L'effet des aimants sur le moteur complet peut être considéré comme bien modélisé.

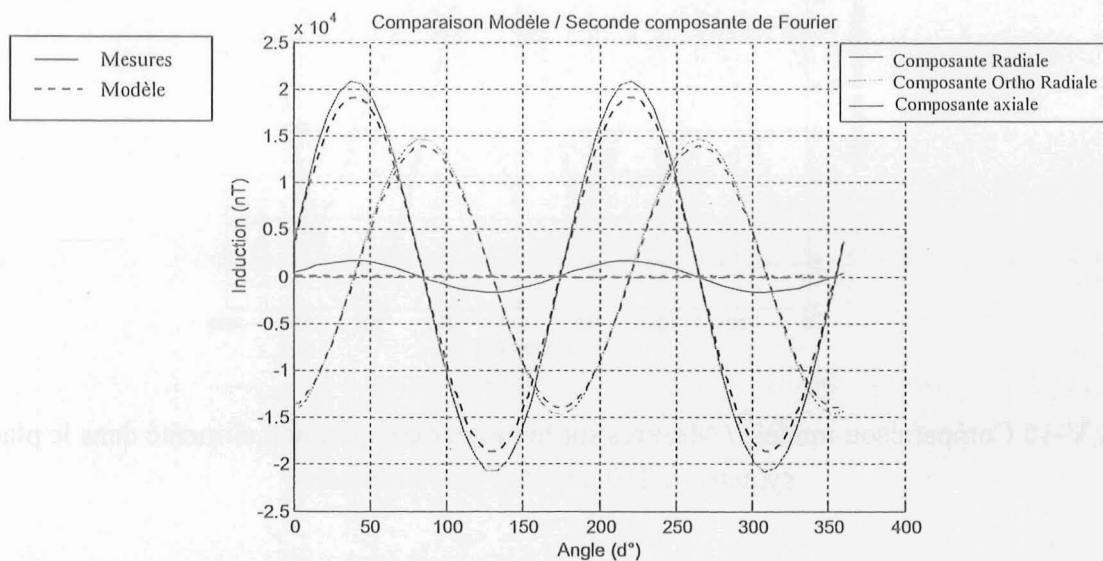


Fig. V-18 Comparaison Modèle / Second harmonique de Fourier sur le moteur complet non alimenté, dans le plan de symétrie à 270 mm de l'axe du moteur

□ Influence de l'aimantation rémanente

Comme dans le cas du rotor seul, l'influence des aimantations rémanentes des aimants sur la signature peut être étudiée. Nous avons modifié les aimantations rémanentes de chaque aimant de la même manière que pour le rotor seul. La variation sur la signature est sensiblement la même dans le cas du moteur complet (Fig. V-19). Cela renforce le fait que les aimantations rémanentes doivent être correctement connues et réalisées.

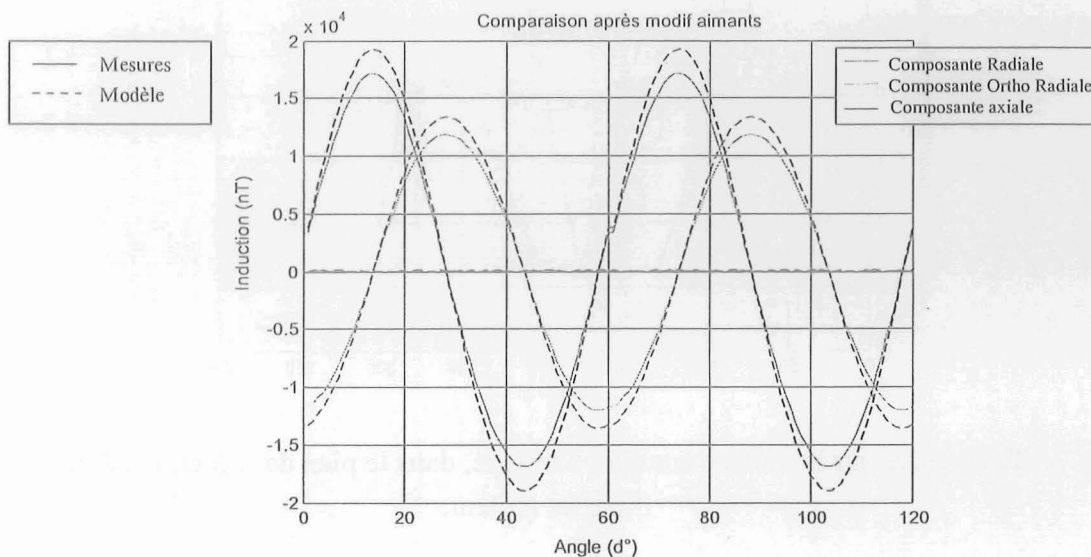


Fig. V-19 Etude de l'effet de la variation des aimantation rémanentes des aimants sur le moteur complet non alimenté, dans le plan de symétrie à 270 mm de l'axe du moteur.

□ Effet des courants

Le moteur complet est maintenant alimenté par un courant sur une phase du bobinage. Le fait d'alimenter une seule phase réduit le nombre de conducteurs d'alimentation pouvant perturber la mesure. De plus, ceci permet de modéliser seulement une phase du bobinage dans un premier temps.

Les mesures brutes superposent à la fois la contribution de cette source et celle des aimants. Par demi-différence entre signatures, on parvient à extraire seulement la signature propre de cette phase alimentée. Par rapport à l'effet des aimants, on ne bouge plus le rotor de 90° . On reprend l'idée d'alimenter le bobinage avec un courant positif (+I) puis négatif (-I), et de faire la demi-différence des signatures obtenues. Cette méthode est la même que celle appliquée pour le stator seul. Les aimants doivent être fixes entre les deux mesures pour pouvoir en éliminer l'influence. Le fait d'alimenter le stator amène le rotor à une position stable en rotation. Le champ des aimants vient s'aligner avec le champ de la phase alimentée. Le changement de polarité de la phase alimentée amène le rotor à tourner d'un quart de tour (un pôle), d'où la nécessité de bloquer le rotor en rotation lors du changement de polarité de la phase alimentée.

L'effet des aimants est donc éliminé par différence à défaut de pouvoir l'éliminer physiquement. Ainsi, seul l'effet des courants est observable. La Fig. V-20 montre la signature créée par ces courants.

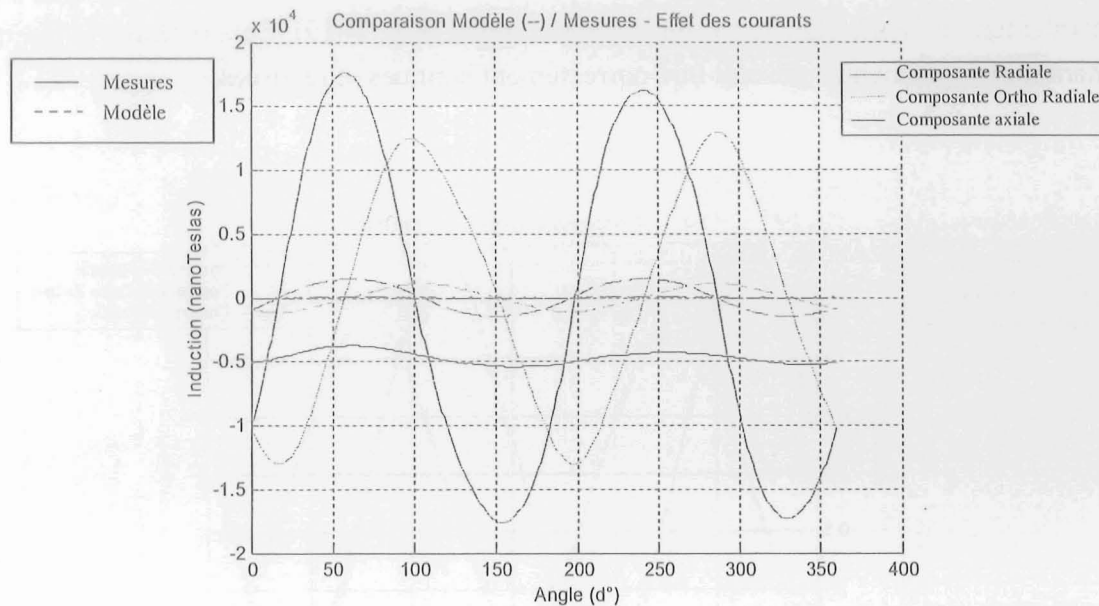


Fig. V-20 Mesures sur le moteur complet alimenté, dans le plan de symétrie à 270 mm de l'axe du moteur.

La corrélation avec le modèle est alors totalement fautive. Les résultats donnés par le modèle sont dix fois plus petits que les mesures (Fig. V-20). En observant les mesures, on s'aperçoit que les courants dans les bobines donnent une signature aussi forte que celle des aimants. Pourtant, dans l'entrefer, les aimants fournissent une induction de 0,8 T, alors que les courants n'en donnent que 0,1 T au maximum. Il est donc étonnant qu'une source de faible influence dans l'entrefer ait une telle action sur la signature.

Il faut alors reconsidérer les valeurs des perméabilités utilisées. En effet, une saturation du stator ou, plus généralement, une diminution de sa perméabilité peuvent entraîner une hausse des fuites externes à la machine. Par modélisation avec les éléments finis, il est possible de voir l'état magnétique général du stator lorsqu'il est soumis à l'effet des aimants (polarisation du moteur sous l'effet des aimants). La Fig. V-21 montre que l'induction est majoritairement répartie autour de 1,3 T entre deux pôles. Elle est d'environ 1,4 T dans les dents en face des pôles. La perméabilité du stator est de 5000. L'induction dans le rotor ne dépasse pas les 0,8 T.

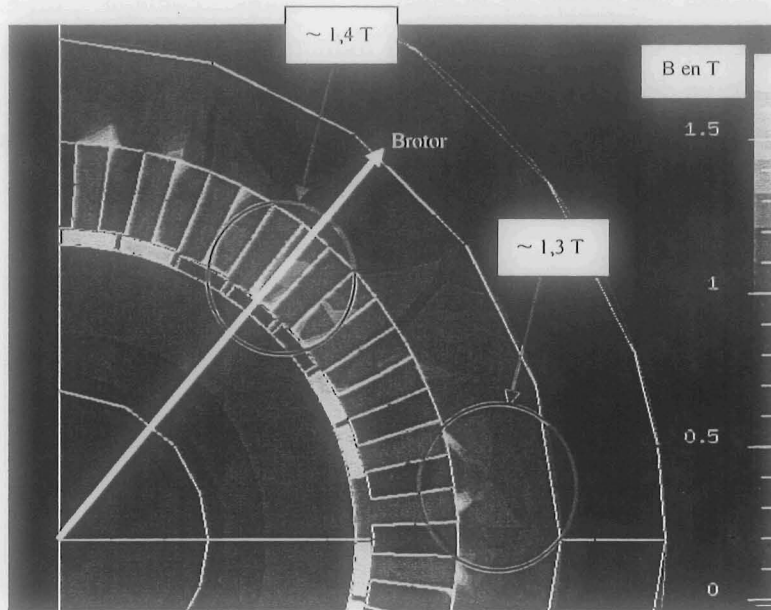


Fig. V-21 Etat magnétique du stator ($\mu_r = 5000$) engendré par les aimants

Des mesures de champs externes nous permettent d'étudier le comportement magnétique des matériaux dans la machine. Le principe consiste à alimenter le moteur sur une ou plusieurs phases avec une rampe de courant. Ensuite, il suffit de comparer la forme de ce courant avec la forme des champs à l'extérieur de la machine. On peut alors observer l'hystérésis et les saturations existant sur les matériaux du moteur.

Dans le but de se placer dans le cas de saturation maximale, on aligne les champs rotorique et statorique de la machine simplement en alimentant une ou plusieurs phases. Le champ des aimants du rotor vient naturellement s'aligner avec le champ créé par les bobines du stator. Le rotor est ensuite bloqué dans cette position. Une fois les champs alignés, on vient les présenter face à l'axe radial des capteurs (Fig. V-22).

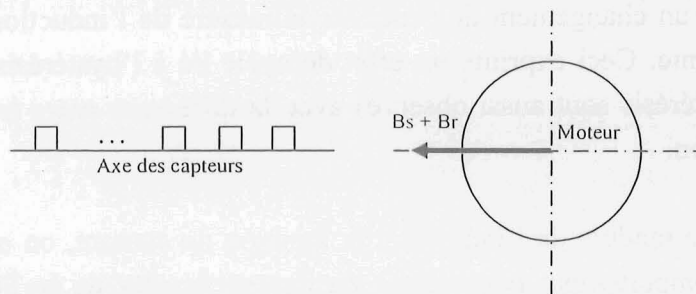


Fig. V-22 Alignement des champs stator et rotor sur l'axe des capteurs

Avant toute mesure, le moteur est "cyclé" de façon à placer les matériaux sur des cycles stables et ainsi éviter les phénomènes de reptation. Il s'agit simplement d'alimenter plusieurs fois le moteur consécutivement avec des courants de signes opposés.

En alimentant une phase de la machine et après "cyclage", on compare la forme du courant à celle de la composante radiale de l'induction (Fig. V-23). La composante radiale est la plus représentative de l'état de saturation. Un courant maximal de 30A est appliqué, ce qui correspond au plus grand champ statorique possible (limite de l'alimentation).

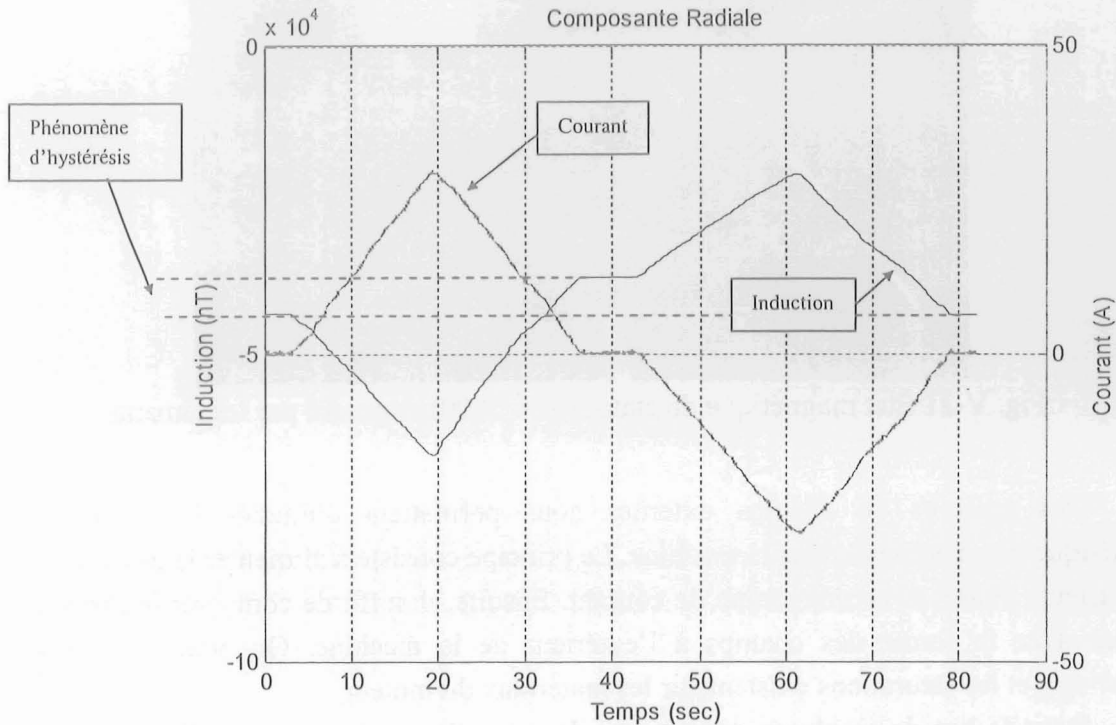


Fig. V-23 Comparaison forme des courants et forme de la composante radiale de l'induction externe

On observe un changement de pente sur la mesure de l'induction entre la montée en courant et la descente. Ceci exprime un effet de cycle lié à l'hystérésis des matériaux. Ces phénomènes d'hystérésis sont aussi observés avec la différence entre les valeurs initiales et finales de l'induction.

En traçant le module de l'induction en fonction du courant, on obtient une meilleure visualisation du comportement magnétique du moteur (cycles de la Fig. V-24). Les deux cycles sur la figure correspondent à deux phases différentes du moteur. Cette figure montre particulièrement bien l'effet de l'hystérésis des matériaux sur la signature. De plus, entre l'alimentation positive et négative, les pentes moyennes équivalentes sont différentes. Cette "cassure" de pente montre qu'on est proche d'un phénomène de saturation. Pour la suite de l'étude, on considère une pente moyenne sur le cycle mineur.

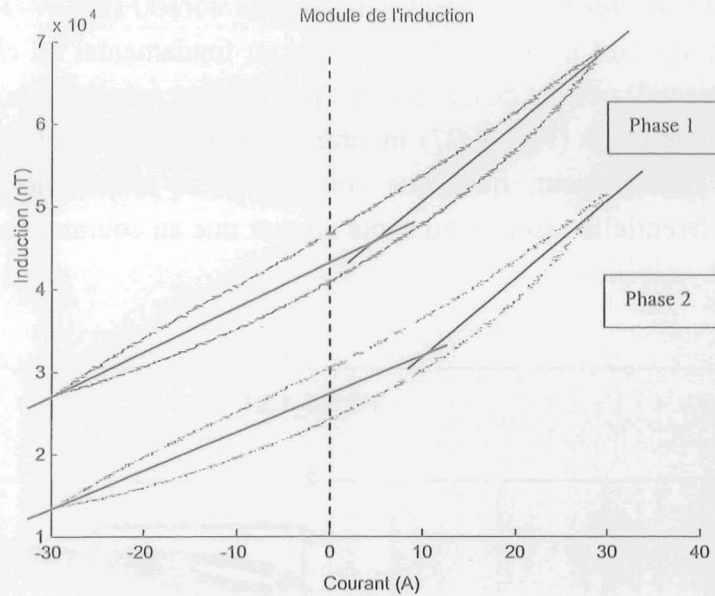


Fig. V-24 Module de l'induction en fonction du courant

Un point important à souligner est que, une fois polarisé sous l'effet des aimants, le moteur est soumis à des variations de champs dues aux courants. Or, celles-ci étant très faibles par rapport au champ de polarisation des aimants, les matériaux décrivent des cycles mineurs dont la perméabilité différentielle équivalente est alors beaucoup plus faible que la perméabilité relative initiale liée à la courbe anhystérétique. De plus, cette perméabilité différentielle moyenne peut être différente selon le sens du courant d'alimentation lorsqu'on est proche de la courbe de saturation (Fig. V-25). Une analogie peut être faite avec la théorie des "petits signaux" en électronique.

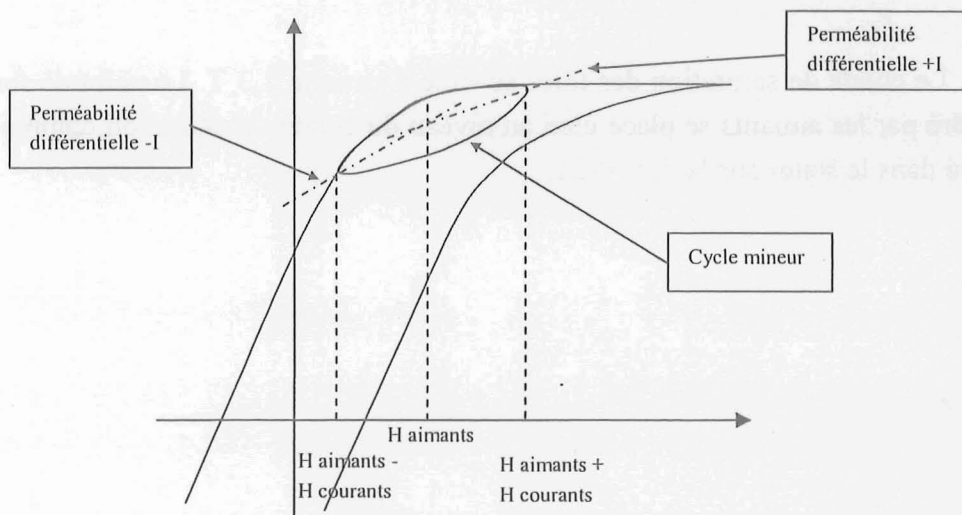


Fig. V-25 Description du cycle mineur

On peut illustrer le phénomène des cycles mineurs sur des mesures de saturation réalisées au LEG sur des tôles à grain non orientés 35/100 (Fig. V-26). Les cycles mineurs sont obtenus en ajoutant un taux d'harmonique au fondamental du champ. L'harmonique 5 (25% du fondamental) permet de décrire un cycle mineur proche de la saturation. L'étude des perméabilités de ce cycle (Fig. V-27) montre que celles-ci sont effectivement faibles (entre 100 et 1000). Globalement, quel que soit le niveau d'induction dans la machine, la perméabilité différentielle associée au cycle mineur due au courants reste très petite devant la perméabilité anhystérétique.

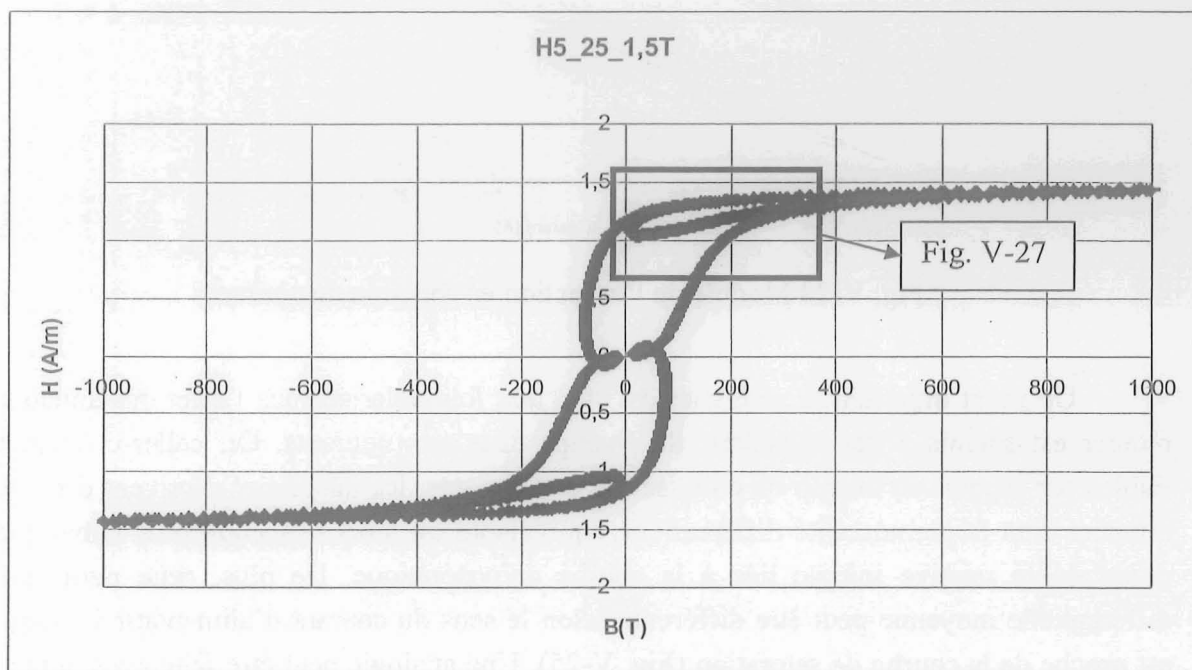


Fig. V-26 Cycle mineur de tôles semblables aux tôles du stator

Le coude de saturation des tôles se situe à environ 1,3 T. Le point de fonctionnement engendré par les aimants se place bien au niveau du coude de saturation comme nous l'avons observé dans le stator sur la Fig. V-21.

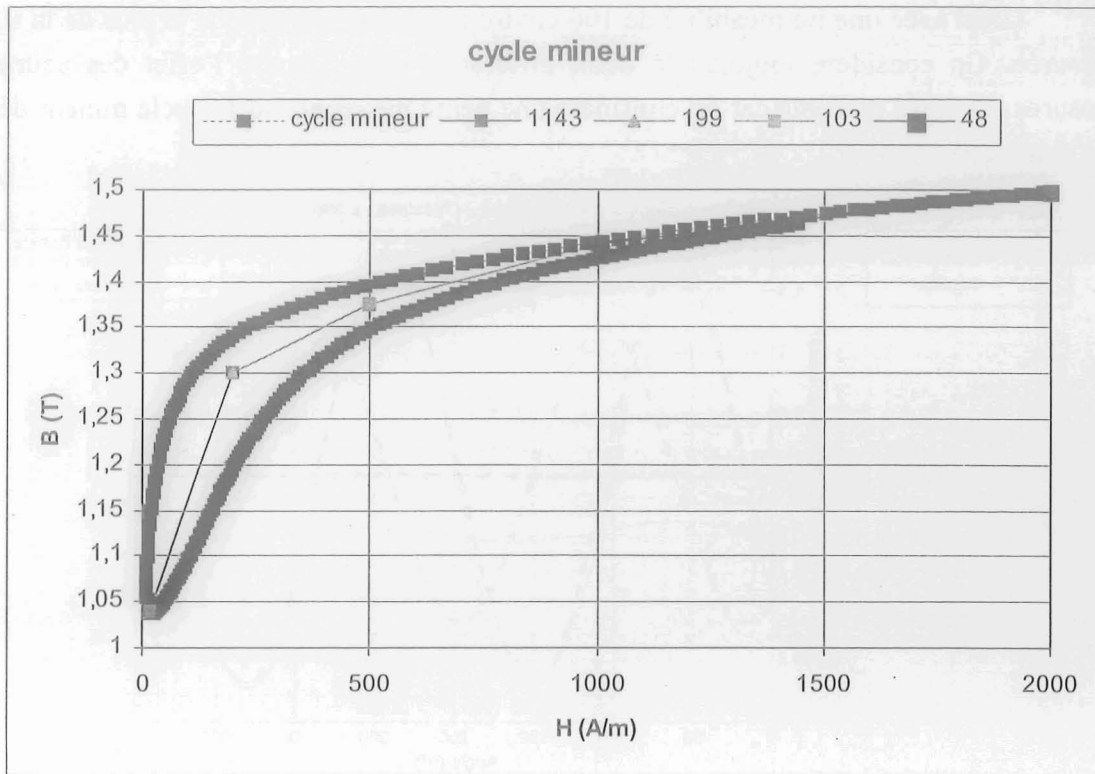


Fig. V-27 Cycle mineur et perméabilités différentielles équivalentes

Au final, la modélisation nous montre qu'il faut effectivement utiliser une perméabilité faible pour obtenir des résultats proches des mesures. Pour des valeurs de perméabilité comprises entre 100 et 1000, la variation de la signature sur la composante radiale est d'environ 10000 nT (Fig. V-28).

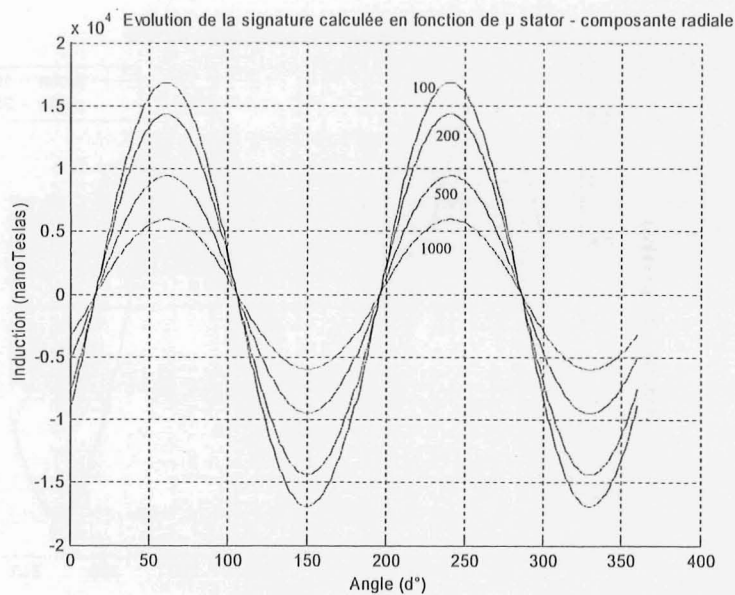


Fig. V-28 Evolution de la signature selon la valeur de la perméabilité stator - Composante radiale

C'est avec une perméabilité de 100 environ que l'on s'approche le plus de la signature mesurée. On considère toujours la demi différence pour extraire l'effet des courants des mesures. Ceci est possible car on considère une pente moyenne sur le cycle mineur décrit par les matériaux.

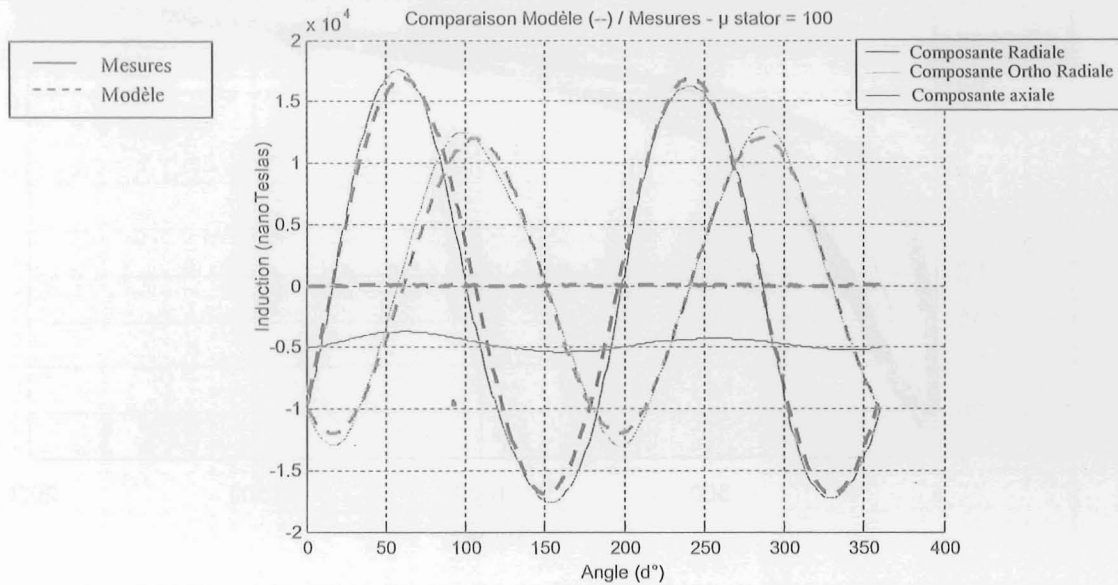


Fig. V-29 Comparaison modèle / Mesures sur le moteur complet alimenté dans le plan de symétrie à 270 mm de l'axe du moteur - Perméabilité stator = 100

Nous avons considéré un changement de perméabilité uniquement dans le stator. Or, le rotor subit aussi des petites variations avec l'effet des courants. D'après la Fig. V-30, la variation de la perméabilité du rotor (de 1000 à 250) influe très peu sur la signature extérieure lorsque la perméabilité du stator est de 100.

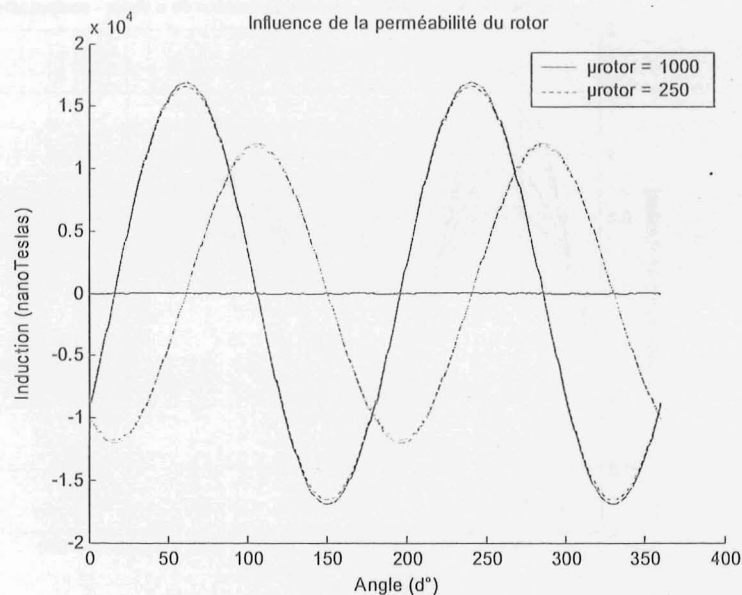


Fig. V-30 Analyse de l'influence de la perméabilité du rotor

Pour en revenir aux mesures, on remarque que la composante axiale nous montre l'existence d'un "défaut" sur le moteur. Cette composante n'existe pas dans le plan de symétrie. Une analyse de Fourier est nécessaire pour extraire sa signature propre.

Une composante continue est prédominante dans les "défauts" rayonnés par le moteur. En l'analysant dans notre plan d'étude, elle découle d'une aimantation parallèle à l'axe principal au centre du moteur. On suppose que cette aimantation est due à la mise en série des conducteurs constituant le bobinage. Ces mises en séries sont apériodiques et ne sont donc pas modélisées. Elles avaient déjà été mises en évidence sur le stator seul. La comparaison du modèle avec les mesures traitées par une analyse de Fourier nous donne une bonne corrélation (Fig. V-31).

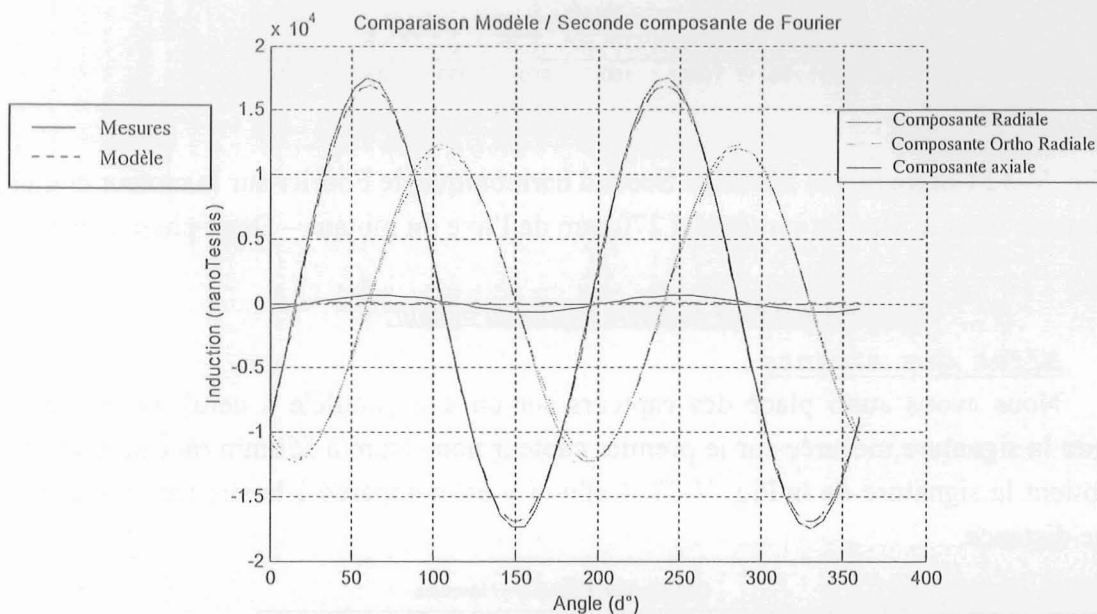


Fig. V-31 Comparaison Modèle / Second harmonique de Fourier sur le moteur complet alimenté, dans le plan de symétrie à 270 mm de l'axe du moteur

Avec une perméabilité de 100 sur le stator et une perméabilité de 100 au rotor, on valide ensuite le modèle sur deux phases alimentées. Cela représente un point réel du cycle triphasé des courants. Après analyse de Fourier sur les mesures, on obtient un résultat très satisfaisant (Fig. V-32).

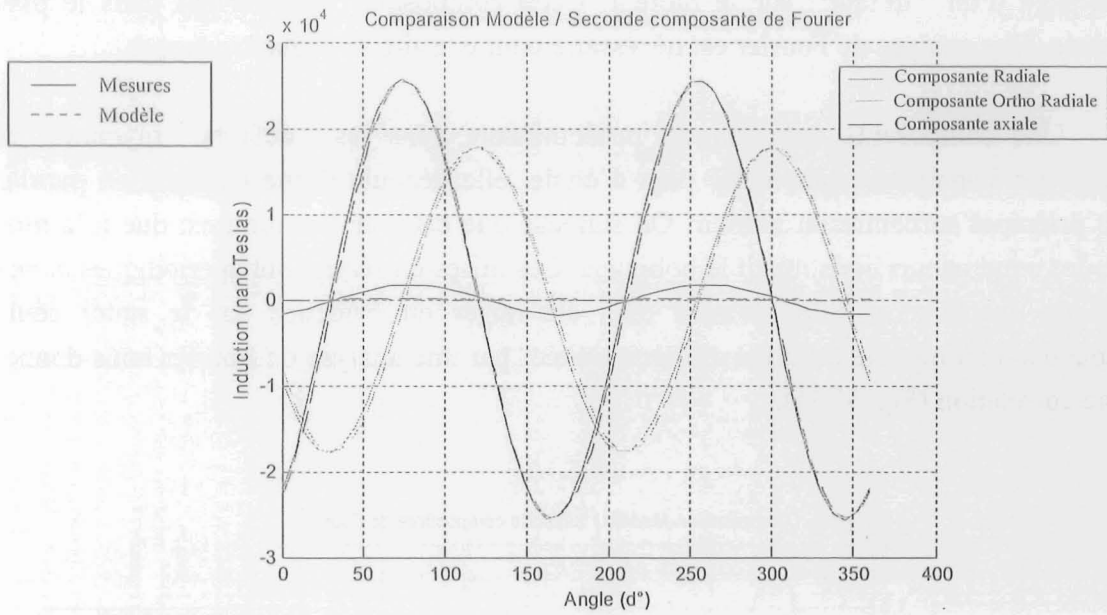


Fig. V-32 Comparaison Modèle / Second harmonique de Fourier sur le moteur complet alimenté, dans le plan de symétrie à 270 mm de l'axe du moteur – Deux phases alimentées

□ Mesures sur l'axe parallèle à l'axe du moteur.

Effet des aimants

Nous avons aussi placé des capteurs sur un axe parallèle à celui du moteur. Si on regarde la signature mesurée sur le premier capteur non saturé à 550mm du centre du moteur, on obtient la signature de la Fig. V-33. Celle-ci y est comparée à la simulation calculée à la même distance.

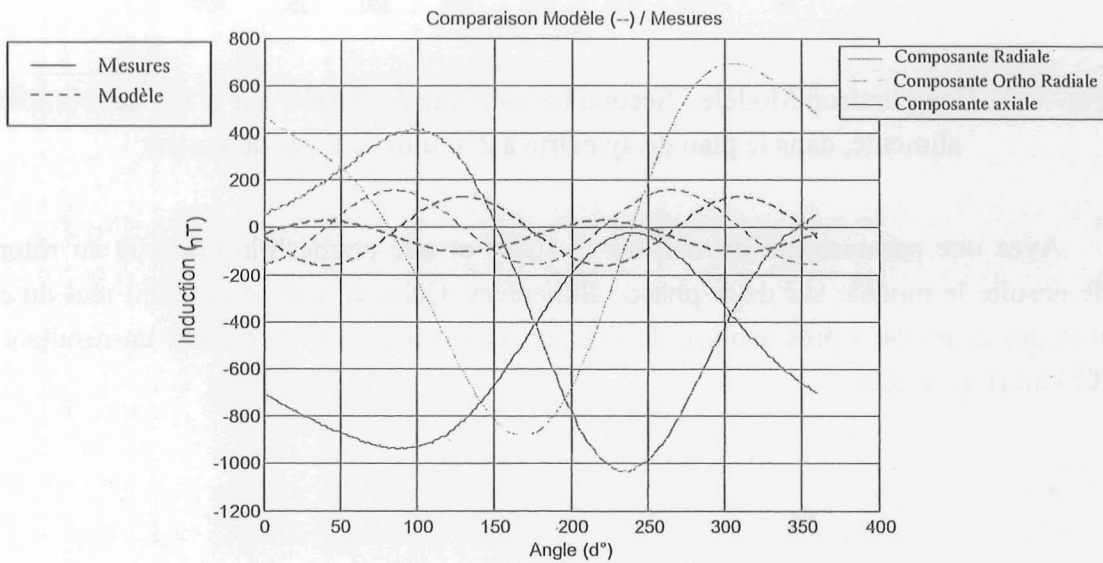


Fig. V-33 Comparaison Modèle / Mesures sur le moteur complet non alimenté, mesure parallèle à l'axe du moteur, à 550 mm

En comparant ces courbes, on remarque que les mesures sont loin de la forme "idéale" sinusoïdale que calcule le modèle. Tout nous laisse supposer que le premier harmonique de Fourier est très fort et l'analyse des harmoniques va permettre d'extraire la signature propre aux pôles.

Nous obtenons alors la Fig. V-34 qui présente la comparaison entre le modèle et le second harmonique de Fourier. Le premier harmonique de Fourier et les composantes continues ont été éliminés des mesures. Comme prévu, le premier harmonique est très fort.

La signature modélisée présente aussi des composantes continues non nulles sur les composantes radiale et axiale. Ces composantes existent réellement. Le traitement des signaux par l'analyse de Fourier ne permet pas de discerner les composantes continues réelles et les composantes continues de défaut. Avec cet exemple, on montre une des limites de cette analyse.

Cependant, l'analyse de Fourier s'avère très utile pour des mesures sur l'axe du moteur car, dans ce cas, les défauts non modélisés (rémanents, excentricités...) sont les plus importants. Il faut noter que la signature est très faible, ce qui accroît la difficulté de comparaison. En effet, plus les mesures sont faibles, plus elles dépendent des imprécisions de mesure (aussi faibles soient elles). Pour ces raisons, les résultats obtenus après filtrage sont satisfaisants (Fig. V-34).

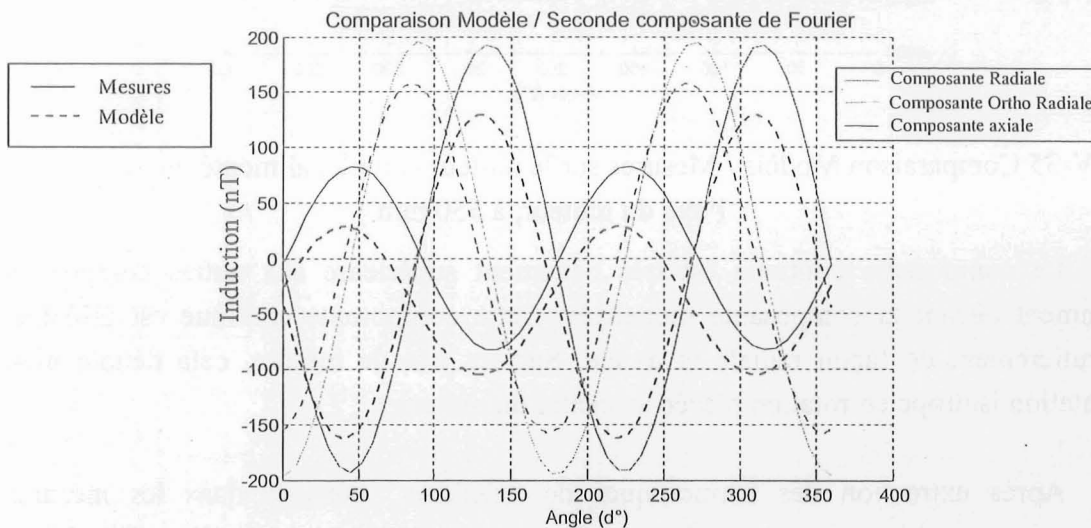


Fig. V-34 Comparaison Modèle / Second harmonique de Fourier sur le moteur complet non alimenté, mesure parallèle à l'axe du moteur, à 550 mm

Effet des courants

De même que pour l'effet des aimants, on étudie également l'induction sur un axe parallèle à l'axe du moteur pour l'effet des courants. On garde la perméabilité différentielle de 100 dans le stator.

Comme nous l'avons déjà vu sur l'axe radial du moteur, il y a une forte composante continue due aux mises en séries des conducteurs du bobinage (Fig. V-35). Elle apparaît de façon beaucoup plus flagrante sur ces points de mesure. Par comparaison avec le modèle, on remarque que les amplitudes sont comparables comme sur la composante ortho radiale par exemple.

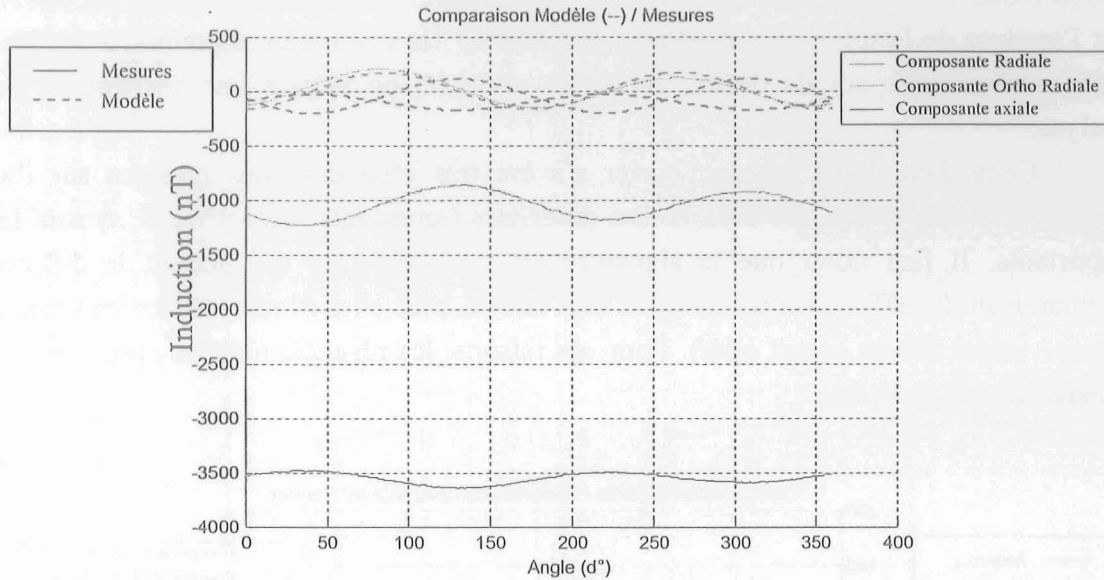


Fig. V-35 Comparaison Modèle / Mesures sur le moteur complet alimenté, mesure parallèle à l'axe du moteur, à 550 mm

La composante continue est très nettement supérieure aux autres composantes et notamment devant la composante modélisée. Cette composante continue est orientée plus particulièrement de façon radiale et axiale. Sur cet axe de mesure, cela dénote bien une aimantation isotrope en rotation placée au centre du moteur.

Après extraction des harmoniques de "défauts" compris dans les mesures, on compare le second harmonique de Fourier des mesures avec la modélisation (Fig. V-36). En amplitude, la corrélation est aussi bonne que dans les cas précédents. Pourtant, il reste le problème de discernement de la composante continue de "défaut" et de la composante continue réelle qui apparaît dans le modèle.

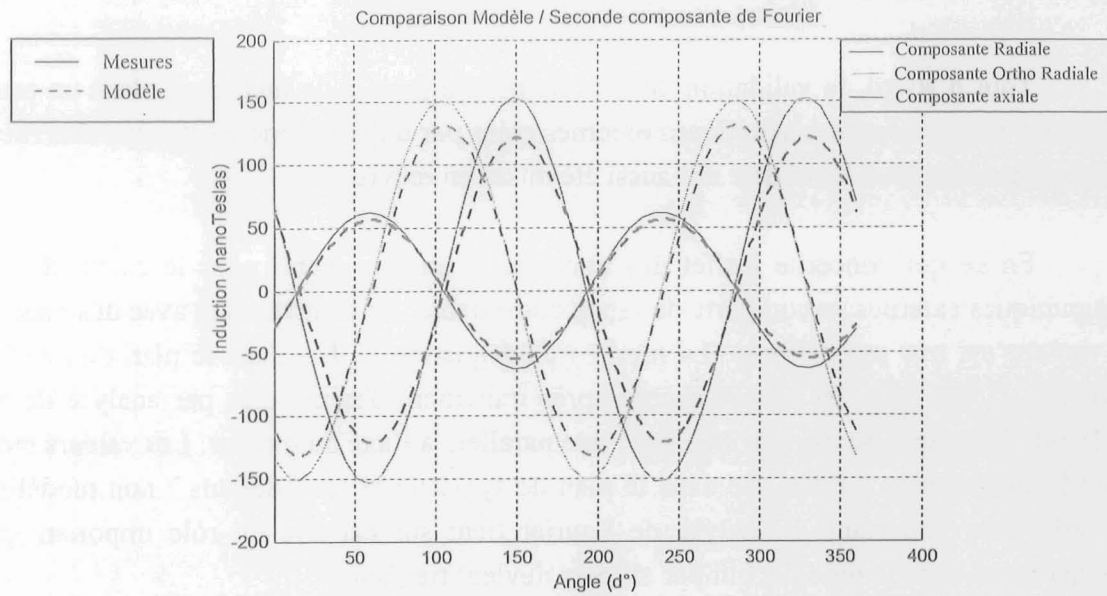


Fig. V-36 Comparaison Modèle / Second harmonique de Fourier sur le moteur complet alimenté, mesure parallèle à l'axe du moteur, à 550 mm

VI. Conclusion sur la validation du modèle

Tout d'abord, la validation du modèle nous a permis de mettre en place un protocole de mesures des champs magnétiques externes créés par une machine électrique. Des méthodes de comparaison avec le modèle ont aussi été mises en œuvre.

En ce qui concerne l'effet des aimants, le modèle établi pour le calcul de champs magnétiques externes se comporte de façon convenable. La comparaison avec des mesures sur le moteur est très satisfaisante. La meilleure adéquation se fait dans le plan de symétrie du moteur (~15%). Elle est encore accrue après traitement des mesures par analyse de Fourier (<10%). Cette analyse est très utile sur l'axe parallèle à l'axe du moteur. Les valeurs mesurées sont beaucoup plus faibles que dans le plan de symétrie et les "défauts" non modélisés ont un effet très important. L'analyse de Fourier tient sur cet axe un rôle important pour la comparaison avec le modèle, qui par ailleurs devient très bonne.

Pour l'effet des courants, la validation fait appel à une analyse de phénomènes magnétiques dans les matériaux et particulièrement l'analyse des cycles mineurs. Si les aimants polarisent le moteur et sont associés à des perméabilités fortes (anhystérétiques), l'alimentation en courant est plutôt associée à des perméabilités faibles car elles correspondent pour le matériau à des cycles mineurs. La corrélation du modèle avec les mesures demande une étude paramétrique de la perméabilité du stator, liée à ces cycles mineurs. Les résultats obtenus sont alors très acceptables autour du moteur.

Cela ouvre un débat plus global à propos de types de machine à aimants. L'analyse "petits signaux" sur la perméabilité statorique est intéressante pour des machines synchrones à aimants permanents enterrés. En effet, selon l'axe direct ou indirect de la machine, les inductances résultantes sont différentes car l'entrefer est plus faible sur l'axe indirect (épaisseur des aimants). Par conséquent, la variation de flux engendrée par les courants sur l'axe indirect est beaucoup plus importante que sur l'axe direct. Les cycles décrits sont alors différents. On ne considère donc pas le même type de perméabilité selon l'axe. On considère plutôt une perméabilité anhystérétique sur l'axe q alors qu'une perméabilité différentielle beaucoup plus faible est considérée sur l'axe d .

Pour la propulsion navale, les machines sont prévues pour travailler sur l'axe indirect ($\text{angle}(B_r, B_s) = 90^\circ$). La perméabilité considérée est alors anhystérétique et donc très forte et la signature devrait donc être très faible. Les machines à aimants enterrés seraient donc plus magnétiquement discrètes à couple maximum.

Maintenant, le modèle étant validé, il est alors possible de le développer pour analyser les champs externes en fonction des propriétés des machines ou par rapport à des modes de fonctionnement.

CHAPITRE III
APPLICATIONS DU MODÈLE

Chapitre 3 Applications du modèle

I. Introduction

Avec la validation du modèle statique des moments magnétiques, une démarche classique a été suivie. Après avoir défini les besoins de ce modèle vis à vis des problèmes de bruits numériques dans le logiciel standard (éléments finis), il a été élaboré et comparé avec des résultats. Par la suite, les utilisations de ce modèle peuvent être nombreuses et diverses.

En tenant compte de l'objectif final qui est de rendre le moteur magnétiquement discret, la première utilisation du modèle est d'analyser l'influence de ses paramètres intrinsèques sur la signature magnétique. Ainsi, une étude porte sur le type de bobinage le plus approprié à la discrétion magnétique du moteur et une autre étude porte sur l'analyse des influences des perméabilités des parties ferromagnétiques sur la signature. L'influence de l'aimantation des aimants le long des pôles est aussi étudiée.

Pour l'analyse de la signature de dispositifs magnétiquement statiques, l'utilisation du modèle est idéale. Les hypothèses de ce modèle font qu'il est valable à un instant t du fonctionnement d'une machine, car on considère les courants de Foucault négligeables. Dans le but de se rapprocher du fonctionnement réel, le modèle statique est étendu à un modèle temporel pouvant donner la signature en tout point de l'espace selon des variables temporelles telles que le courant, la vitesse de rotation du moteur ou encore l'angle de charge de la machine. Ce modèle est appelé "Modèle dynamique".

II. Etude des paramètres intrinsèques

Le but qui sous-tend notre travail est de rendre les machines électriques magnétiquement discrètes. Avant de se lancer dans l'étude de systèmes de compensation, il est intéressant de se demander comment les paramètres intrinsèques de la machine peuvent influencer sur la signature magnétique. La conception de la machine devra alors tenir compte des conclusions de cette étude pour avoir la signature la plus faible possible. Bien sûr, l'aspect électrotechnique ne doit pas être négligé.

II.1. Etudes des bobinages

II.1.a. Différents types de bobinages

Plusieurs sortes de bobinages sont possibles pour créer un champ tournant à l'intérieur d'une machine électrique. Les influences sur la signature peuvent être étudiées avec notre modèle statique des moments en modélisant plusieurs bobinages. Nous allons principalement orienter notre étude vers des types de bobinages classiques. Trois sortes de bobinages sont alors modélisées, l'objectif étant de trouver le bobinage le plus avantageux en terme de discrétion magnétique.

La machine étudiée dispose de quatre pôles. Les bobinages mis en œuvre sont faits de telle sorte à apporter la même polarité. Cependant, il existe plusieurs manières de créer un champ tournant à quatre pôles. Le premier bobinage en question est un bobinage dit "par pôle" à double couche imbriqué déjà modélisé dans la machine considérée pour la validation du modèle. Les bobines d'un même pôle sont de sections égales et réparties de façon imbriquée sur trois encoches (Fig. II-1). Pour ce type de bobinage, tous les pôles sont associés à des bobines et chaque encoche contient deux conducteurs. Ce bobinage fournit une induction régulièrement répartie dans l'entrefer de la machine. Le champ source crée par les bobines a la même répartition sous tous les pôles Nord et Sud.

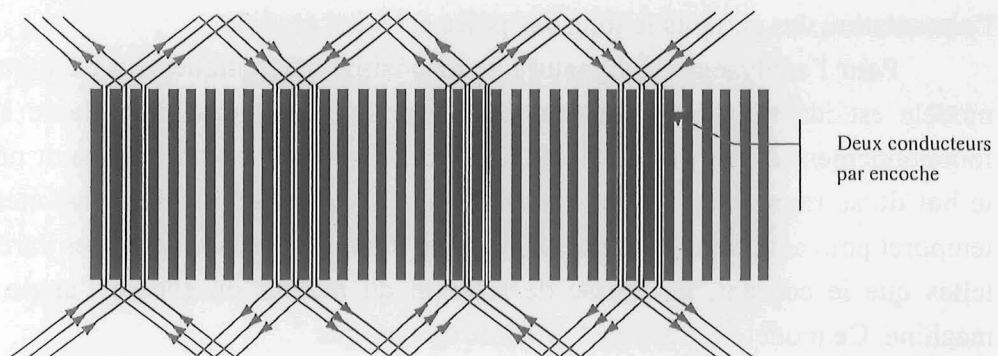


Fig. II-1 Déroulé d'un bobinage par pôle à double couche

Les deux autres bobinages sont de type simple couche à pôles consécutifs. En comparaison avec le bobinage précédent, seulement un pôle sur deux est associé à des bobines, l'autre moitié des pôles étant générée par la fermeture naturelle des lignes de flux entre les bobines. Le champ source est dissymétrique entre deux pôles. L'un de ces deux bobinages est constitué de bobines imbriquées comme précédemment (Fig. II-2). Le second est composé de bobines concentriques. Leurs sections ne sont alors plus égales et toutes les bobines d'un même pôle sont centrées sur le même point (Fig. II-3).

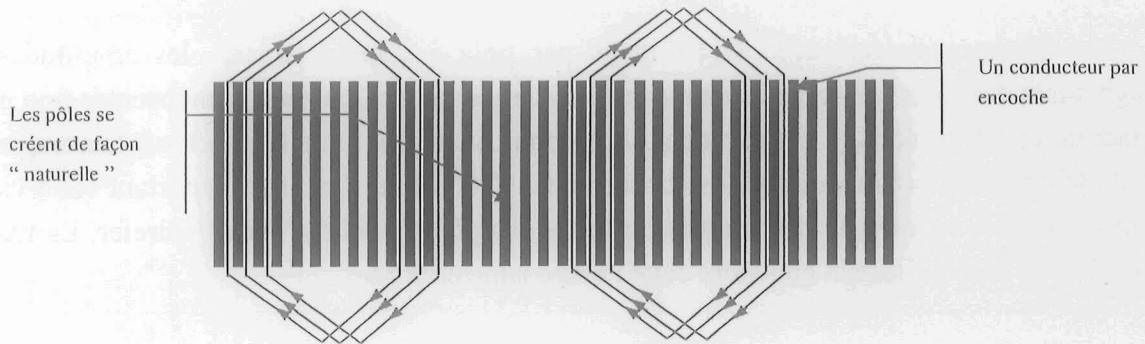


Fig. II-2 Déroulé d'un bobinage simple couche à pôles consécutifs et à bobines imbriquées

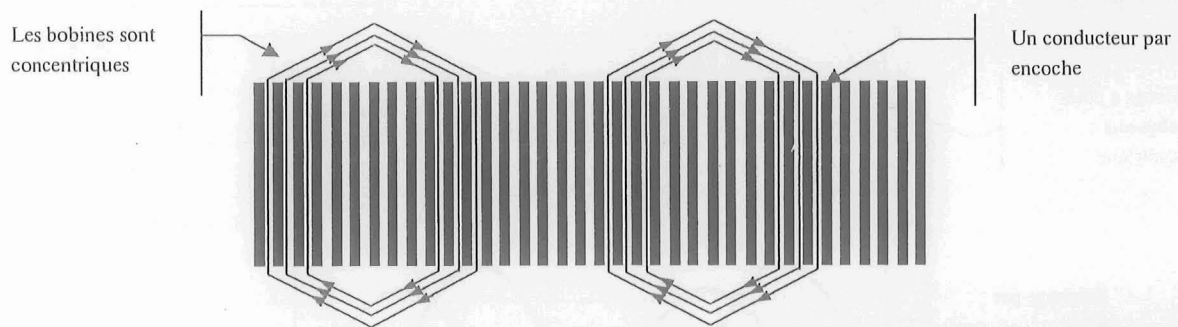


Fig. II-3 Déroulé d'un bobinage simple couche à pôles consécutifs et à bobines concentriques

Dans le cas d'un bobinage simple couche, un seul conducteur conduit le courant le long d'une encoche. La comparaison avec un bobinage double couche se fait si et seulement si la densité de courant dans chaque encoche est la même dans tous les cas considérés. La raison est de fournir une induction dans l'entrefer égale dans tous les cas. Ainsi, dans un bobinage simple couche, le courant dans un conducteur est deux fois plus élevé que dans un conducteur d'un bobinage double couche.

II.1.b. Analyse des différentes signatures

Le calcul des inductions externes à la machine dans les trois cas définis précédemment est présenté à la Fig. II-4, pour une phase alimentée. Les inductions sont calculées sur un cercle de rayon 270 mm autour de la machine dans le plan d'antisymétrie.

Les deux bobinages à pôles consécutifs et à simple couche donnent approximativement les mêmes résultats. Le fait que le bobinage soit à bobines concentriques ne change pas fondamentalement la signature extérieure.

En comparaison avec le bobinage par pôle à double couche, les amplitudes des signatures des trois bobinages sont quasiment identiques sur les deux composantes non nulles (radiale et ortho radiale). En revanche, une composante continue apparaît sur la composante radiale des deux bobinages à pôles consécutifs. Cet "offset" est très important vis à vis des amplitudes. Il est dû à la dissymétrie naturelle des pôles produits dans l'entrefer. La matière réagit à ce déséquilibre et engendre cette composante continue.

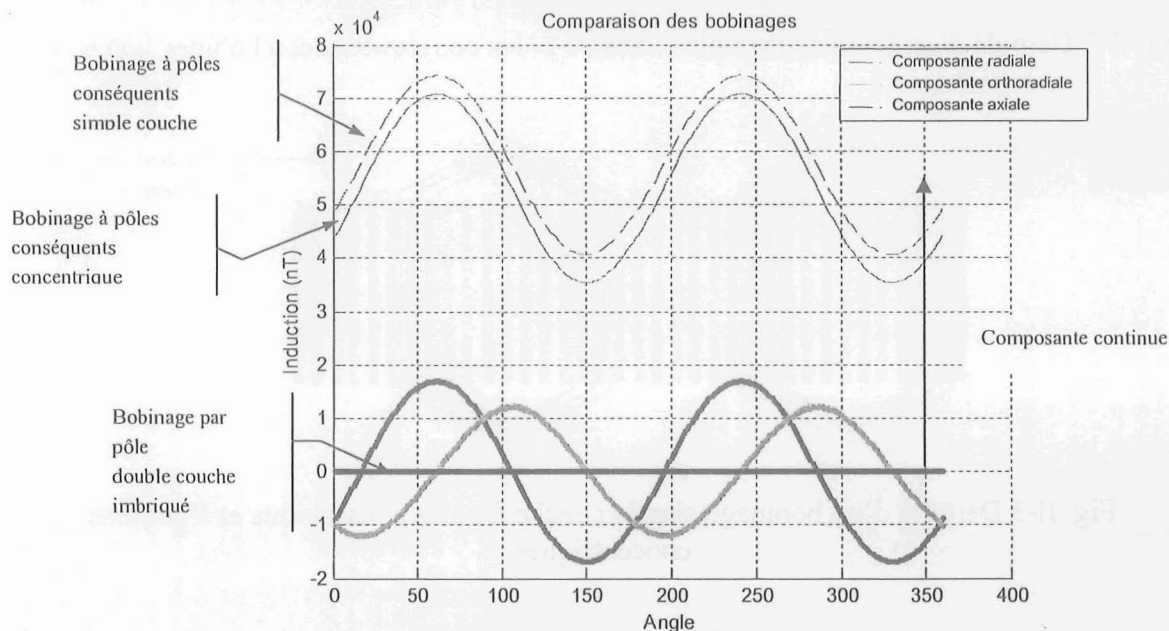


Fig. II-4 Influence des bobinages sur la signature autour de la machine, sur un cercle de 270mm dans le plan d'antisymétrie

Pour notre étude de discrétion magnétique, le module de l'induction émise est une donnée importante. Aussi bien l'amplitude du module que ses variations doivent être les plus petites possibles. L'offset apparaissant dans les deux cas des bobinages à pôles consécutifs joue un rôle important dans le module. L'amplitude est alors très grande ainsi que les variations du module de la signature (Fig. II-5). Il apparaît aussi une forte composante continue. Ceci rend ce type de bobinages à déconseiller pour obtenir une machine magnétiquement discrète.

De plus, on peut remarquer que la fréquence spatiale du module de la signature d'un bobinage par pôle est deux fois plus grande comparée à celle d'un bobinage à pôles conséquents. Cet aspect peut être intéressant par la suite en terme de propagation dans l'eau. En effet, plus la fréquence est élevée, moins le signal se propage dans l'eau, ce qui peut être intéressant.

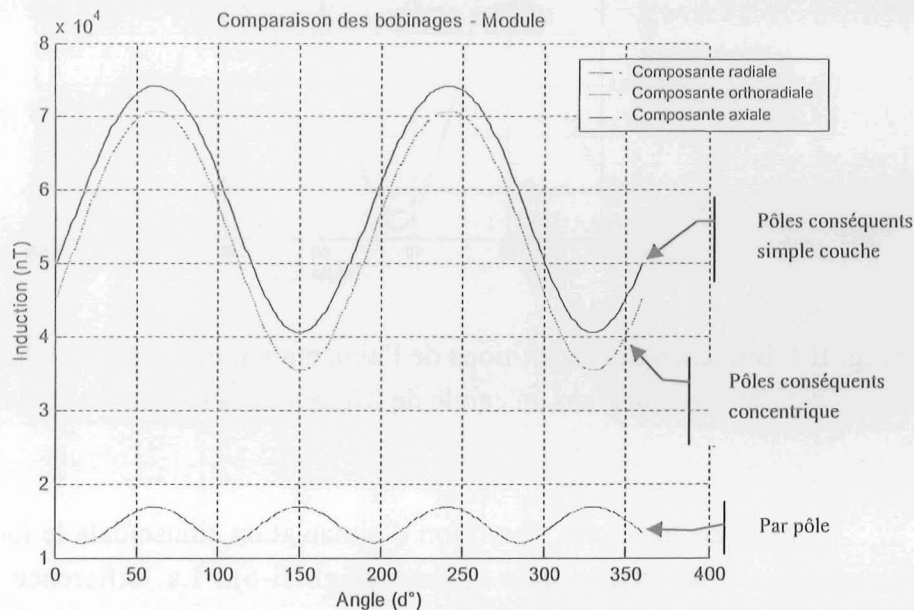


Fig. II-5 Influence des bobinages sur le module de la signature autour de la machine, sur un cercle de 270mm dans le plan d'antisymétrie

En conclusion sur l'effet des différents bobinages, l'utilisation d'un bobinage par pôle est très favorable pour obtenir une signature magnétique relativement faible. Le fait que les bobines soient concentriques ou non n'est pas essentiel pour la discrétion magnétique.

II.2. Choix de répartitions des aimantations permanentes des aimants le long des pôles du rotor

La répartition de l'aimantation des aimants le long d'un pôle du moteur peut être particulière. Dans notre cas d'étude, la machine considérée présente une répartition sinusoïdale de l'aimantation des aimants le long d'un pôle (cf. Chapitre 2 - IV.2.b). Ceci permet de réduire le nombre d'harmoniques de l'induction dans l'entrefer. Cette technique est utilisée dans le but de diminuer les vibrations de la machine et ainsi de la rendre acoustiquement silencieuse [DEROU 92], ce qui est aussi vital pour notre application navale.

D'un point de vue discrétion magnétique, cette méthode de construction du rotor peut aussi être analysée. La comparaison avec une machine plus classique ayant une répartition d'aimantation constante le long d'un pôle est alors envisagée. Cependant, toujours dans le but de comparer des machines ayant des performances électrotechniques équivalentes, la valeur d'aimantation constante le long d'un pôle est choisie de façon à conserver le même fondamental de l'induction dans l'entrefer.

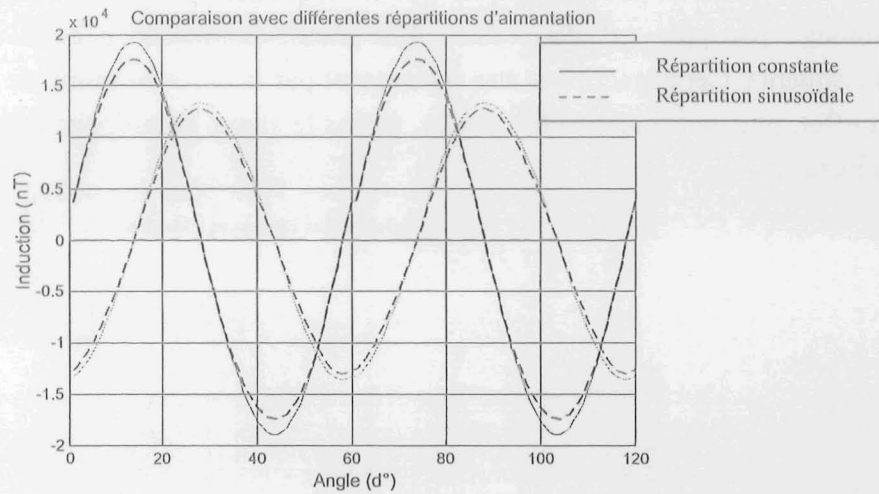


Fig. II-6 Influence des répartitions de l'aimantation des aimants le long d'un pôle sur la signature, sur un cercle de 270mm dans le plan d'antisymétrie

La machine avec une répartition d'aimantation sinusoïdale le long d'un pôle présente une signature magnétique plus faible (Fig. II-6). La différence n'est pas vraiment significative, mais il est intéressant de remarquer que les harmoniques de la répartition d'aimantation constante sont filtrés à l'extérieur de la machine. En effet, on récupère principalement le fondamental sur la signature. Les harmoniques élevés ont un ordre multipolaire très grand et leur effet sur la signature s'atténue très rapidement avec la distance de mesure autour du moteur.

Cette étude nous permet de conclure sur la répartition sinusoïdale des aimantations. Une machine construite de cette façon est à la fois avantageuse sur le plan acoustique ainsi que sur le plan magnétique. Cette conclusion est intéressante pour notre application.

II.3. Influence des perméabilités des parties ferromagnétiques sur la signature

Les perméabilités des différentes parties ferromagnétiques de la machine jouent un rôle important dans la discrétion magnétique de la machine. Ce sont elles qui définissent la capacité des matériaux à conduire les lignes de flux magnétiques. L'induction externe semble donc directement dépendre des valeurs de perméabilités.

Dans cette partie, nous allons essentiellement étudier l'influence des perméabilités des deux parties les plus importantes de la machine : le rotor et le stator. Les résultats présentés sont des résultats issus de calcul avec la méthode des moments.

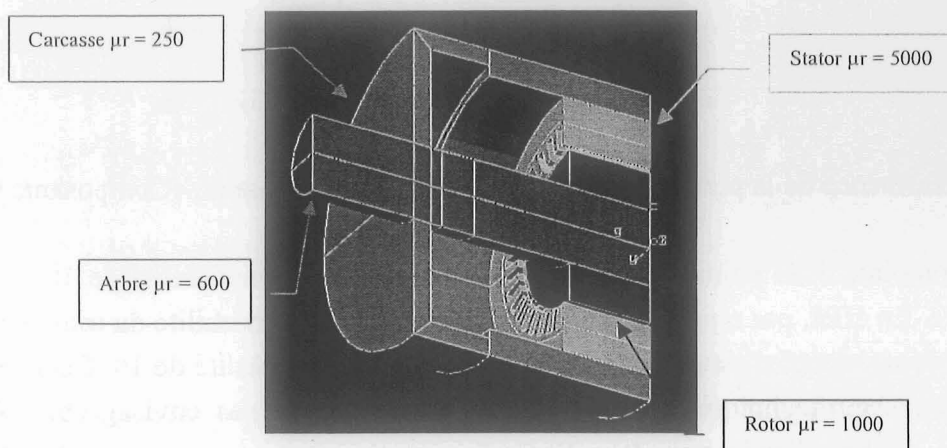


Fig. II-7 Perméabilités initiales des différentes parties de la machine modélisée

Les perméabilités du rotor et du stator sont modifiées séparément sur une échelle allant de 10 à 10000. Lorsqu'une des deux perméabilités (stator ou rotor) est changée, l'autre est fixée à sa valeur initiale. Comme pour la validation du modèle, les effets de chaque source (aimants ou courants) sont étudiés séparément. Sur les courbes suivantes, seulement la composante radiale est montrée. Les proportions sont gardées sur les deux autres composantes.

II.3.a. Effets des aimants

□ Variation de la perméabilité du rotor

Le rotor joue un rôle important sur la signature magnétique. Il canalise la quasi totalité du flux (aux fuites près) créé par les aimants qui sont collés sur sa périphérie. La répartition de l'aimantation a tendance à renforcer la signature externe totale de la machine. La perméabilité rotorique se doit donc d'être la plus petite possible de façon à donner une aimantation dans le rotor la plus faible possible.

La Fig. II-8 illustre bien le fait qu'une faible perméabilité au rotor est bénéfique pour la discrétion magnétique de la machine. Par ailleurs, on peut remarquer que la signature ne change plus à partir d'une certaine valeur. Ceci est dû à un effet de forme qui devient prédominant pour les grandes valeurs de perméabilité. Ici, la limite est autour de 1000.

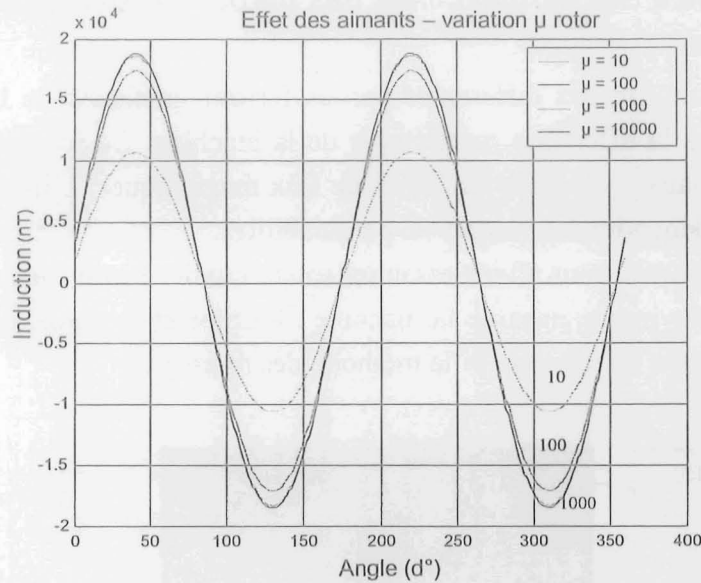


Fig. II-8 Influence de la perméabilité du rotor – effet des aimants – Composante radiale

Néanmoins, d'un point de vue électrotechnique, une perméabilité de 10 ne peut pas être acceptée. En effet, par rapport au cas de référence où la perméabilité du rotor est de 1000, l'induction dans l'entrefer est divisée par deux avec une perméabilité de 10. Cela dégrade les performances électrotechniques de la machine et n'est donc pas envisageable. Avec une perméabilité de 100, l'induction dans l'entrefer est toujours correcte, mais le gain sur la signature reste faible.

□ Variation de la perméabilité du stator

L'effet du stator est à l'opposé de l'effet du rotor. En effet, le stator est placé tout autour de la machine et englobe littéralement les sources. Il fait donc office de bouclier magnétique. Il doit donc être capable de conduire le plus possible les flux qui lui sont présentés afin de limiter les fuites externes. Sa perméabilité doit alors être très élevée.

La Fig. II-9 conforte ce raisonnement car les fortes perméabilités au stator donnent une signature de la machine très faible. Seulement les grandes valeurs sont présentées (1000, 5000 et 10000) pour garder une échelle intéressante de comparaison. Ainsi, avec une perméabilité de 10000, la signature est divisée par deux par rapport au cas initial ($\mu = 5000$).

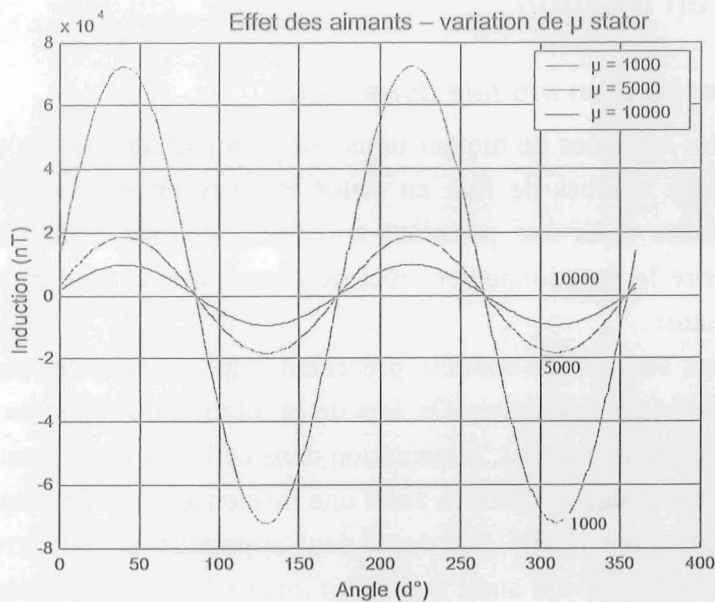


Fig. II-9 Influence de la perméabilité du stator – effet des aimants – Composante radiale

II.3.b. Effets des courants

□ Variation de la perméabilité du rotor

L'étude de la variation de la perméabilité du rotor n'est pas valable dans le cas de l'effet des courants. En effet, si on diminue cette perméabilité, on se rapproche du cas stator seul. Le champ magnétique dans le stator devient alors très faible. Le matériau du stator est alors mal modélisé et il faut changer sa perméabilité, ce qui n'est pas le but ici.

□ Variation de la perméabilité du stator

Nous avons vu précédemment que l'effet des courants dépend principalement de cycles mineurs décrits par les matériaux de la machine. Il est alors difficile de faire une étude paramétrique sur la perméabilité différentielle du stator. Cette perméabilité dépend de la machine étudiée et des matériaux qui la constitue. Il faut donc traiter au cas par cas la perméabilité du stator.

II.3.c. Conclusion

En conclusion sur l'effet des aimants, la perméabilité du rotor doit être la plus faible possible mais est limitée par des considérations électrotechniques. Le rotor participe à la création des fuites externes dans le même sens que les sources. En revanche, le stator a un effet de bouclier. Sa perméabilité anhystérique doit être aussi grande que possible dans le but de complètement canaliser les lignes de flux magnétique. Ainsi, les fuites externes de la machine sont limitées.

L'effet des courants est plus délicat. Pour avoir une signature suffisamment faible, il faut faire en sorte que le stator décrive des cycles mineurs de fortes pentes, de façon à augmenter le plus possible la perméabilité différentielle équivalente. L'étude des machines à aimants enterrés est alors intéressante.

III. Moteur en rotation

III.1. Nécessité d'un modèle dynamique

Les modèles statiques de moteur nous ont permis d'analyser la signature à un instant donné pour les deux sources de flux au stator et au rotor, en considérant les courants de Foucault négligeables dans une première approche. Voyons comment utiliser ce modèle statique pour décrire le fonctionnement réel de la machine et étudier les effets dynamiques induits sur la signature.

Le caractère statique du modèle précédent implique que les parties du moteur sont fixes les unes par rapport aux autres. Or, lors de la rotation du rotor, les aimants se déplacent relativement aux dents du stator. L'aimantation dans celles-ci varie donc selon la position des aimants. Le champ tournant au stator a aussi une influence sur l'aimantation des dents. Sur la signature, un harmonique relatif aux dents peut apparaître et doit être modélisé. D'autres harmoniques temporels peuvent aussi apparaître lors de l'analyse du mode de fonctionnement du moteur (dus à une excentricité par exemple ou à une variation non sinusoïdale du courant).

Une limite possible du modèle statique est qu'il ne prend pas en compte les éventuels courants de Foucault qui se développent dans le moteur en régime permanent car on les considère négligeables dans une première approche. Cette hypothèse pourra être testée avec le modèle dynamique. Il faudra comparer des mesures avec le modèle dynamique, l'écart éventuel pouvant être alors imputé aux courants de Foucault.

III.2. Construction du modèle dynamique

Le modèle statique constitue une bonne base pour la mise en œuvre du modèle dynamique notamment grâce à la phase de validation qui a donné des résultats satisfaisants.

III.2.a. Fonctionnement du moteur

Le mouvement de rotation propre au fonctionnement du moteur est la conséquence de l'interaction entre les deux champs magnétiques rotor et stator. Le premier est créé par les bobines fixes du stator. L'alimentation par un système de courants triphasés instaure un champ tournant. Ce champ tourne dans le plan perpendiculaire à l'axe du moteur et interagit avec le champ des aimants au rotor. L'attraction des deux champs entraîne alors le rotor en rotation. Ceci correspond à un fonctionnement moteur de la machine. Dans le cas d'un fonctionnement en alternateur, le champ du rotor agit sur les bobines du stator de façon à générer une tension induite et provoquer un courant électrique dans les bobines si celles-ci débitent dans une charge (loi de Lenz). Dans les deux cas, un déphasage entre les deux champs est établi. Pour un fonctionnement moteur, le champ statorique est en avance sur le champ rotorique alors que dans le fonctionnement en alternateur, c'est le contraire. Dans notre application au moteur de propulsion navale, seul le fonctionnement moteur sera analysé par la suite.

En régime permanent sinusoïdal, la puissance fournie dans les deux cas dépend de cet angle de déphasage δ . Pour un fonctionnement moteur, l'équation liant les grandeurs mécaniques et électriques sont proportionnelles au sinus de l'angle δ (avec l'hypothèse d'un entrefer lisse).

$$\Gamma \cdot \Omega = 3 \cdot E \cdot \frac{V}{X} \cdot \sin(\delta)$$

Avec Γ : le couple moyen fourni par la machine

Ω : la vitesse de rotation

E : la force électromotrice

V/X : le courant dans les phases de la machine.

δ : Angle électrique de déphasage entre les champs stator et rotor

Il est à noter qu'à vitesse constante, le couple est nul lorsque les champs sont alignés ($\delta=0^\circ$). Par opposition, il est à son maximum lorsque les champs sont décalés de 90° électriques. Mécaniquement, cela représente un décalage de δ/p (nombre de paires de pôles), soit 45° pour une machine à 4 pôles.

L'analyse succincte du fonctionnement du moteur prouve le besoin de traiter l'influence des deux champs séparément de façon à maîtriser leur angle de déphasage. L'étude de ces deux champs a déjà été en partie effectuée précédemment avec l'étude de modèles statiques "aimants seuls" et "courants seuls". Ainsi, l'aspect dynamique est traité selon la source, à l'origine d'un phénomène physique à l'intérieur du moteur.

Le modèle dynamique est ainsi divisé en deux parties, chacune prenant en compte l'influence d'une source sur la répartition d'aimantation dans la machine.

III.2.b. Dissociation des moments

Le modèle statique des moments est inclus dans le module d'exploitation du logiciel Flux3d. Pour permettre un calcul par la méthode des moments indépendant de Flux3d, on récupère les informations intéressantes. A chaque calcul de champ, trois fichiers par région ferromagnétique du problème sont écrits dans un répertoire particulier ("userpref") et décrivent tous les moments calculés par Flux3d. Le premier fichier contient les composantes des moments ("COMP3dNomrégion.PF3"), le second contient leurs coordonnées ("COORD3dNomrégion.PF3") et le dernier contient les poids de Gauss associés ("PGAUSS3dNomrégion.PF3").

A partir de ces trois fichiers, il est alors possible de travailler séparément de Flux3d afin de dissocier les effets de chaque région. On peut donc reconstruire la signature à l'aide d'un logiciel de programmation mathématique tel que Matlab.

Les avantages de dissocier les moments de chaque partie ferromagnétique sont divers. En premier lieu, il est possible de connaître l'influence de chaque région sur la signature

totale. Ceci permet donc de déterminer les parties le plus influentes et de jouer sur leurs propriétés intrinsèques, toujours dans le but de réduire la signature magnétique.

Ensuite, les moments étant indépendants, il est facile de les manipuler et de leur imposer des mouvements de rotation pour constituer un modèle tournant de la machine. Il est aussi possible de les rendre pulsant et ainsi de décrire d'autres fonctionnements (prise en compte de courants non sinusoïdaux par exemple).

Cette dissociation des moments est très utile pour décrire un modèle évolutif tournant de la machine appelé aussi modèle dynamique.

III.2.c. Source magnétique : aimants

Lors d'un fonctionnement nominal, les aimants tournent avec le rotor à l'intérieur de la machine. La répartition d'aimantation résultante dans la totalité de la machine tourne aussi avec les sources. La partie du modèle dynamique décrivant l'effet des aimants est alors simplement modélisable. Il suffit de faire tourner géométriquement l'ensemble des moments de toutes les parties ferromagnétiques du moteur (Fig. III-1). Il est à noter que l'aimantation dans le stator tourne aussi avec les aimants.

Cependant, le fait que l'aimantation tourne régulièrement dans les parties ferromagnétiques selon la vitesse de rotation du rotor implique que ces parties soient isotropes en rotation, ce qui n'est pas le cas des dents de la machine. Dans une première approche, l'effet des dents est négligé car leur taille est relativement petite. Cette hypothèse sera vérifiée par la suite.

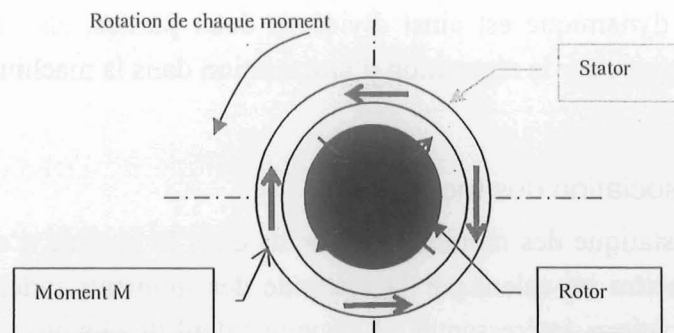


Fig. III-1 Schéma de principe du modèle tournant

III.2.d. Source magnétique : courants

□ Traitement des aimantations

Pour cette source de flux magnétique, le champ tournant dans le moteur résulte d'une autre technique. Des bobines fixes combinées à une alimentation en courant triphasée engendrent un champ tournant. La technique pour modéliser la variation d'aimantation pour le modèle dynamique va alors être différente de celle appliquée à l'effet des aimants.

D'après les études précédentes sur le modèle statique, un modèle "courants seuls" a été validé sur une phase alimentée. Cette modélisation va servir de base pour modéliser les deux autres phases du bobinage. En effet, les deux autres phases sont géométriquement décalées de 60° et 120° (4 pôles) par rapport à la première. Il suffit alors de générer trois modèles statiques "courants seuls" à partir d'un seul. La dernière phase est d'appliquer la rotation géométrique adéquate des moments pour chaque phase modélisée et d'injecter le bon courant. La somme des trois modèles identiques mais déphasés électriquement et mécaniquement représente la source d'aimantation des courants dans le modèle dynamique.

Chaque sous modèle représente une phase et les moments respectifs sont alors tous modulés en relation avec la phase qu'ils représentent (Fig. III-2). L'ensemble fournit un champ tournant si l'alimentation en courant est triphasée.

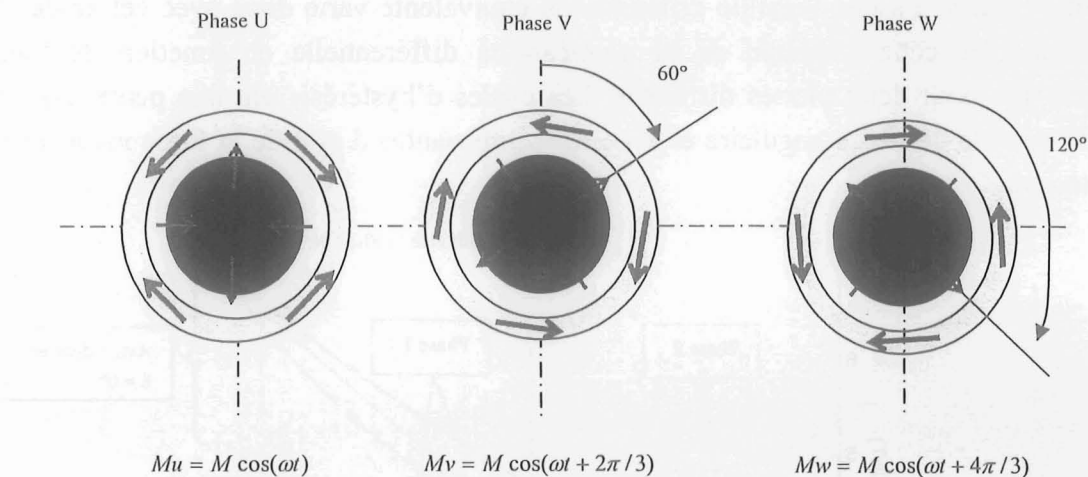


Fig. III-2 Schéma de principe du modèle pulsant correspondant à chaque phase

L'intérêt d'une telle méthode de modélisation de l'aimantation due aux bobines est de pouvoir prendre en compte la forme des courants. En effet, l'alimentation triphasée est purement sinusoïdale dans le cas idéal. En pratique, la forme des signaux de courants n'est pas parfaite et des harmoniques apparaissent. L'alimentation peut aussi être de forme carrée. Ceci dépend directement de la commande de la machine (par exemple : la MLI). La méthode permet donc d'étudier l'influence des harmoniques de l'alimentation sur la signature magnétique du moteur.

III.2.e. Superposition

A ce stade, deux modèles distincts représentent les aimantations dynamiques internes dues aux deux sources de la machine. La prochaine étape est alors de superposer ces deux répartitions d'aimantation afin d'établir un modèle dynamique complet. Cependant, cette superposition va entraîner un fort niveau d'induction à l'intérieur de la machine. L'hypothèse de linéarité du modèle doit alors être vérifiée afin d'entériner cette superposition.

□ Vérification de l'hypothèse de linéarité

Nous avons procédé à une étude de linéarité pour la validation de l'effet des courants (Chapitre 2 – V.1.c – *Effet des courants*). Cette étude nous a indiqué que la perméabilité relative des matériaux du stator devait être remplacée par une perméabilité différentielle beaucoup plus faible. Cette perméabilité résulte de cycles mineurs décrits par les matériaux sous l'effet des courants. Pour l'effet des courants, il est possible de considérer une perméabilité équivalente linéaire.

La valeur de cette perméabilité dépend, à la fois, du point de fonctionnement imposé par les aimants du rotor et du cycle mineur décrit avec l'effet des courants autour de ce point de fonctionnement. L'amplitude du cycle mineur est fonction de l'angle δ entre les champs rotor et stator. La perméabilité différentielle équivalente varie donc avec cet angle. La Fig. III-3 montre cette variation de la perméabilité différentielle en fonction de l'angle de déphasage pour deux phases distinctes. Les cycles d'hystérésis ont une pente moyenne qui varie avec le décalage angulaire et avec les composantes d et q de la force magnéto motrice statorique.

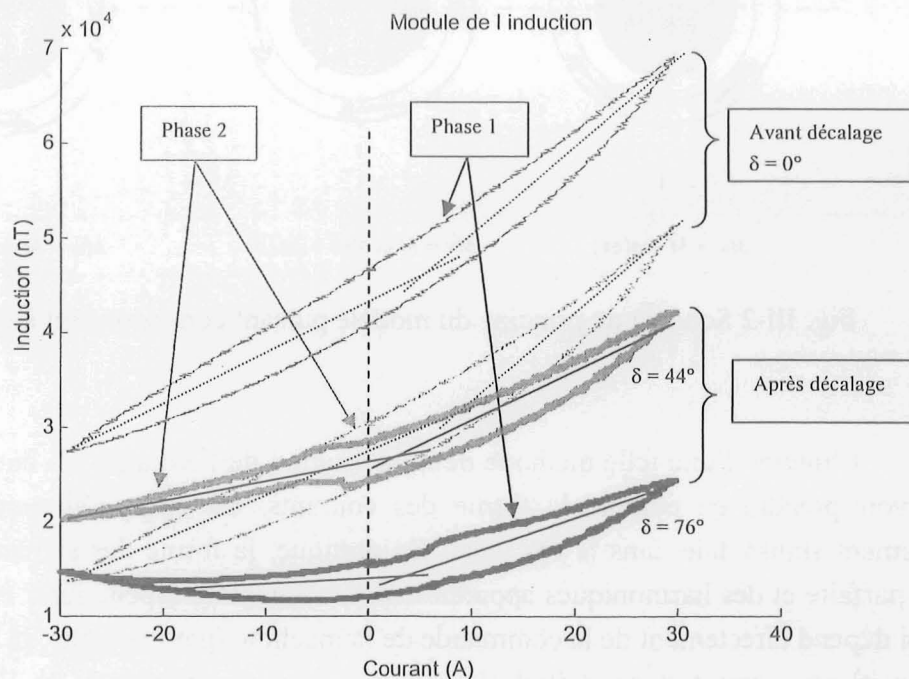


Fig. III-3 Module de l'induction en fonction du courant et de δ

Par conséquent, il n'est pas possible de garder la même perméabilité différentielle dans le stator lorsque l'angle δ varie. Les équations régissant les trois modèles statiques pour l'effet des courants (Fig. III-2) sont donc modifiées et deviennent :

$$\begin{aligned} M_u &= M(\delta) \cos(\omega t) \\ M_v &= M(\delta) \cos(\omega t + 2\pi/3) \\ M_w &= M(\delta) \cos(\omega t + 4\pi/3) \end{aligned} \quad \text{Eq. 1}$$

Il reste à faire une estimation de la perméabilité différentielle dans le stator en fonction de l'angle δ . Pour cela, on se limite à une interpolation linéaire entre deux valeurs découlant de mesures. Lorsque l'angle de déphasage est nul, nous avons une perméabilité différentielle équivalente de 100. Nous avons fait des mesures pour un angle de déphasage électrique de 74° . Le modèle corrèle avec ces mesures pour une perméabilité stator de 1700 (Fig. III-4). Faute de mesures intermédiaires, nous faisons une interpolation linéaire pour obtenir une estimation de la perméabilité en fonction de l'angle de déphasage δ (Eq. 2).

$$\mu_{stator}(\delta) = \frac{1700 - 100}{74} \delta = 21.6 \cdot \delta \quad \text{Eq. 2}$$

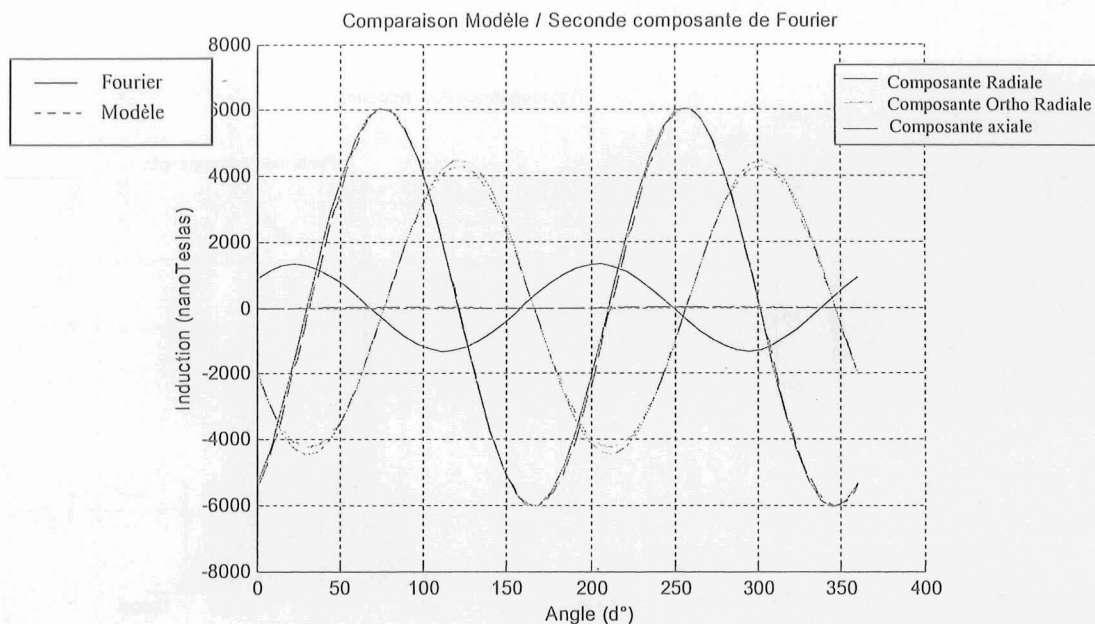


Fig. III-4 Comparaison mesures / modèle pour un angle de déphasage électrique de 74° - perméabilité différentielle stator = 1700

III.2.f. Assemblage des modèles

L'hypothèse de linéarité étant admise, il est maintenant possible de superposer les deux modèles dynamiques relatifs à chaque source pour constituer le modèle dynamique complet de la machine. Cependant, cette association conduit à un modèle résultant de très grosse taille. Une réduction du nombre de moments par regroupement doit être envisagée.

III.2.g. Réduction du modèle dynamique

La diminution du nombre total de moments dans le modèle dynamique est primordiale pour réduire le coût de calcul lors de l'exploitation. Plusieurs méthodes ont été analysées pour regrouper les moments tout en conservant un minimum d'erreur avec la signature de référence initiale (totalité des moments).

Le regroupement des moments peut se faire de plusieurs manières. Par exemple, il est possible de regrouper les moments les plus petits et de garder les plus grands. On peut aussi regrouper tous les moments compris dans un sous volume donné... La méthode la plus élaborée est de regrouper les moments par valeurs et par directions dans un sous volume donné. Ainsi, trois paramètres contraignent le regroupement des moments (valeur, direction et volume). L'algorithme de regroupement procède par pas de calcul. A chaque pas, un moment est considéré. Selon les paramètres, il est additionné aux moments à proximité (volume), qui sont du même ordre de grandeur (pourcentage de sa valeur) et dans un cône de même direction. Pour garder l'influence des moments les plus importants, les contraintes sur ceux-ci sont plus rigoureuses. Ainsi, les plus grands moments ne sont pas additionnés à d'autres moments, alors que les plus petits font effet d'un fort regroupement (Fig. III-5).

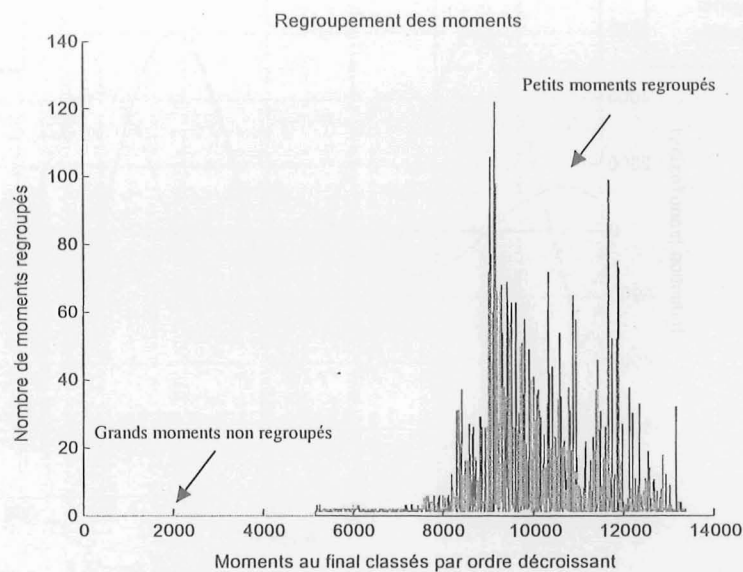


Fig. III-5 Nombre de moments regroupés en fonction de l'influence des moments

Malgré ce genre d'algorithme élaboré, les résultats des modèles diminués sont totalement faux. L'analyse de l'influence de chaque région rendue possible par l'exploitation du modèle avec le logiciel Matlab, démontre la quasi impossibilité de réduire le modèle dynamique. Le Tableau 1 montre les valeurs du maximum d'induction rayonnée (B_{max}) à 270mm pour chaque région du problème dans le cas d'un modèle non réduit. Chaque région de ce modèle est constituée d'un certain nombre de moments (initial) qui sont ensuite réduits par la méthode de regroupement par valeur, direction et proximité (final). Les erreurs relatives et en nT sont présentées dans les deux colonnes de droite.

Région	B_{max} (nT)	Nombre initial d'éléments	Nombre final d'éléments	Rapport de réduction	Erreur (%)	Erreur (nT)
Rotor	338 330	141648	7785	18.2	8.5	29750
Stator	-569 250	44000	5986	7.4	4.1	24600
Dents	218 760	76032	16412	4.6	1.36	2992
Carcasse	-57 823	41504	10962	3.8	0.16	96
Arbre	24 521	19744	1910	10.34	1.6	400
Aimants	47 276	156064	14758	10.6	0.17	80
Total	1814	478992	57813	8.2		

Tableau 1 Analyse de la signature de chaque région

En premier lieu, la signature totale est le résultat d'une différence entre grands nombres. Les régions liées au stator (stator + carcasse) signent à l'opposé des régions liée au rotor (rotor + dents + arbre + aimants) et font effet de blindage magnétique. Le résultat de cette différence entre grand nombre est très sensible aux erreurs sur l'une ou l'autre ensemble de régions.

Ensuite, il apparaît clairement qu'une faible erreur provoquée par un regroupement est inadmissible pour les régions signant très fortement (rotor, stator et dents). En effet, les erreurs faites sur ces régions sont nettement supérieures à la signature totale (1814 nT). Même une erreur de 0.1% serait préjudiciable à la signature donnée par le modèle réduit. De plus, une si faible erreur est inaccessible en réduisant le modèle. En conclusion, la diminution du modèle par regroupement des moments n'est pas possible sur les régions de forte influence. Cependant, elle est applicable aux régions moins influentes (carcasse, aimants, arbre...).

Un moyen de gagner du temps de calcul est de diminuer la taille du modèle en passant par une réduction du maillage sous Flux3d. Le Tableau 2 présente le gain de temps pour un point de calcul de l'induction rayonnée en réduisant le remaillage sous Flux3d. La réduction par le maillage est limitée par le logiciel Flux3d. En effet, il ne peut pas résoudre un problème si le maillage est trop lâche. Le maillage considéré est très proche du maillage minimum acceptable par Flux3d.

Région	Nombre initial d'éléments	T initial (sec)	Nombre après Remaillage	T après remaillage (sec)	Rapport éléments	Rapport temps de calcul	Temps par élément
Rotor	141648	1.02	74112	0.58	1.9	1.7	7.2 μ s
Stator	44000	0.3	13872	0.1	3.2	2.9	6.8 μ s
Dents	76032	0.56	57472	0.48	1.3	1.2	7.4 μ s
Carcasse	41504	0.3	13728	0.1	3	3	7.2 μ s
Arbre	19744	0.14	12112	0.08	1.6	1.6	7 μ s
Aimants	156064	1.16	115024	0.8	1.3	1.3	7.4 μ s
Total	478992	3.52	286320	2.26	1.7	1.55	

Tableau 2 Réduction du temps de calcul par remaillage de la géométrie (Temps donnés pour un point de calcul)

En plus de réduire le maillage avec Flux3d, on applique la méthode de regroupement aux régions les moins influentes. Ainsi, le temps de calcul total du modèle pour un point de calcul est de 1.34 seconde. Par rapport au modèle initial, il existe un rapport trois sur le temps de calcul.

Avec le modèle ainsi réduit, les comparaisons avec le modèle initial donnent de bonnes adéquations. L'effet de la réduction se fait ressentir proche du moteur, mais n'est plus visible dans notre domaine d'étude (Fig. III-6).

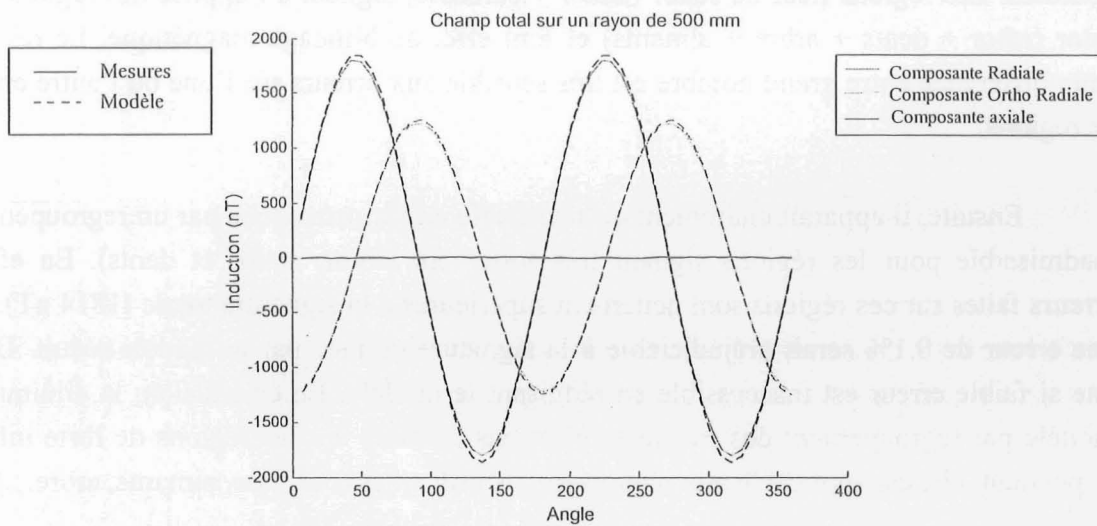


Fig. III-6 Comparaison des champs modèles complet et réduit à 500mm dans le plan de symétrie.

III.3. Applications du modèle dynamique

III.3.a. Influence de l'angle de déphasage

Grâce à sa construction dépendant directement des sources, le modèle dynamique offre la possibilité d'étudier les fonctionnements réels de la machine. Le contrôle angulaire des champs résultants de chaque source présente l'avantage d'étudier la signature en fonction de l'angle de déphasage δ entre les deux champs. Il apparaît alors le besoin de repérer la position angulaire des différentes régions du moteur.

Les coordonnées de chaque moment sont données par la méthode des moments implémentée dans le logiciel Flux3d. Un repérage angulaire des sources est essentiel pour maîtriser la position angulaire des champs statorique et rotorique. Une vue en coupe du moteur permet ce repérage (Fig. III-7).

La référence angulaire se situe entre deux pôles du rotor. Le maximum d'induction radiale pour le rotor se localise à 39° de cette référence, au milieu de l'angle couvert par les aimants d'un pôle. Pour la bobine alimentée au stator, le maximum d'induction radiale se situe à 60° de la référence, au milieu des bobines constituant un pôle.

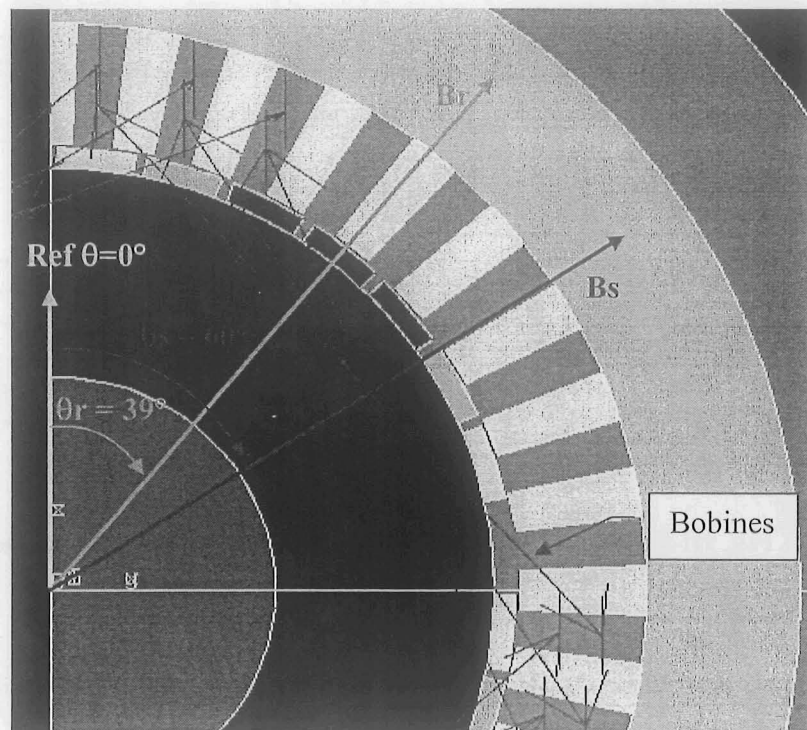


Fig. III-7 Repérage des champs statorique et rotorique sur une coupe du moteur

Le repérage de ces angles permet de placer correctement le modèle "aimants seuls" et le modèle "courants seuls" constituant le modèle dynamique, dans l'objectif de maîtriser l'angle en charge dans le modèle dynamique.

Les directions des champs B_r (rotor) et B_s (stator) étant repérées, il est possible de simuler des fonctionnements en charge de la machine. Il suffit pour cela de créer un déphasage électrique δ entre ces deux champs. La signature de la machine est alors modifiée avec l'évolution de ce déphasage. Le rayonnement diminue avec l'écartement entre les champs (Fig. III-8). La principale tendance montre qu'une machine chargée à son couple maximum ($\delta = 90^\circ$) rayonne moins de champ qu'avec un couple nul. On parle de tendance car le fonctionnement à couple nul (à vide) se fait à alimentation réduite. Le champ stator n'est donc pas aussi grand que celui modélisé.

Cette indication est importante et va dans le sens de nos recherches. En effet, une machine électrique est prévue pour fonctionner proche de son couple maximal. Une compensation naturelle s'opère entre les deux champs.

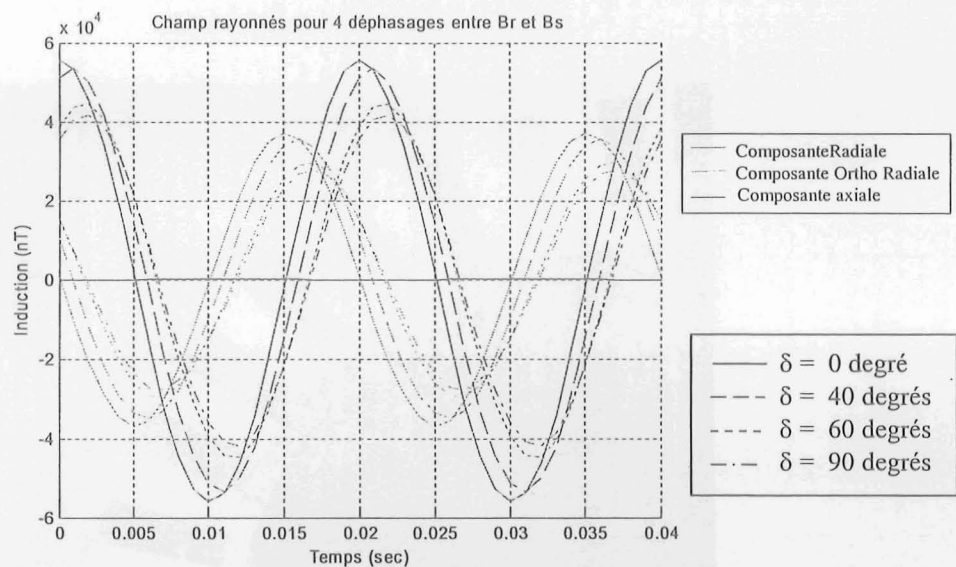


Fig. III-8 Etude de la signature pour différents angles internes

Cependant, dans cette étude, on garde la même perméabilité différentielle en fonction du déphasage. Nous avons gardé la perméabilité de 100 propre au cas où δ est nul. Ainsi, les signatures calculées sont des majorants de la signature réelle. La Fig. III-8 montre seulement l'influence d'un décalage entre les champs rotorique et statorique.

III.3.b. Influences des harmoniques

□ Effet des dents

Le modèle dynamique fait ressortir les aspects temporels de la signature magnétique de la machine étudiée. Il permet de mettre en évidence les effets sur la signature des dents de la machine. Cet effet est naturellement modélisé dans le cas de la source statorique. La modulation de tous les moments du moteur génère une variation réaliste de l'aimantation dans les dents. Cependant, dans le cas de la source rotorique (aimants), le modèle dynamique est constitué de moments tournants. L'ensemble des moments tournants est l'image de l'aimantation à un instant précis de la rotation. Ainsi, les aimants et les dents ont des positions relatives fixes. L'aimantation dans les dents ne varie donc pas au cours de la rotation du rotor dans le stator. L'influence des aimants sur l'effet des dents n'est donc pas modélisée.

Pour répondre à ce défaut, la solution est d'utiliser successivement plusieurs modèles tournants lors d'une rotation du rotor sur un pas dentaire (Fig. III-9). Le moteur ayant 36 encoches, le pas dentaire se répète tous les 10° . Plusieurs modèles définissent plusieurs répartitions d'aimantation dans les dents. Par conséquent, la succession des modèles lors de la rotation fait ressortir l'effet des dents.

Pour estimer la différence de signature le long d'un pas dentaire, on analyse les deux cas extrêmes de la rotation le long d'un pas dentaire. La Position 1 met l'aimant le plus fort (noir) au milieu d'une dent et la Position 2 le met au milieu d'une encoche.

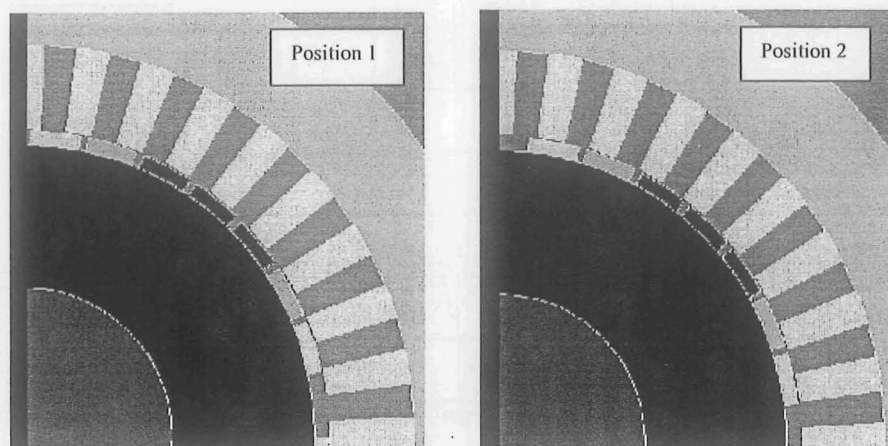


Fig. III-9 Changement du positionnement des aimants par rapport aux dents (demi pas dentaire)

Dans le cas de notre moteur, l'effet des dents ainsi analysé n'est pas important à cause de leur petite taille. De plus, l'aimantation varie très peu dans les dents entre deux positions relatives aimants / dents (Fig. III-10).

Par ailleurs, l'ensemble des dents peut être représentée par un multipôle équivalent de polarité très élevée vu le grand nombre de dents. Son influence sur la signature décroît alors très rapidement avec la distance ce qui fait qu'on ne peut en étudier l'influence à nos distances d'étude.

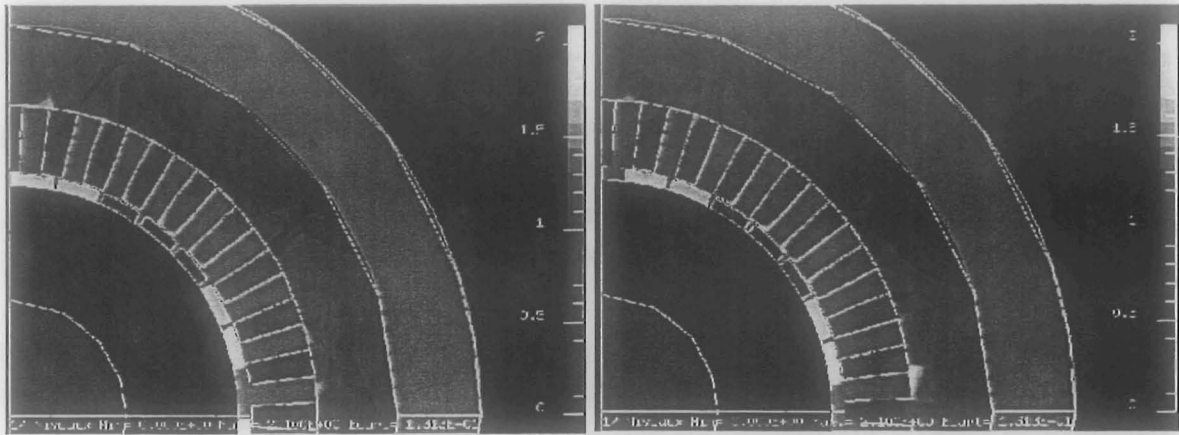


Fig. III-10 Variation de l'aimantation dans les dents lors d'une rotation d'un demi pas dentaire

Sur la signature, l'effet du changement de position est négligeable à 270mm du moteur, ce qui est relativement proche (Fig. III-11). Plus loin, cet effet n'est plus détecté.

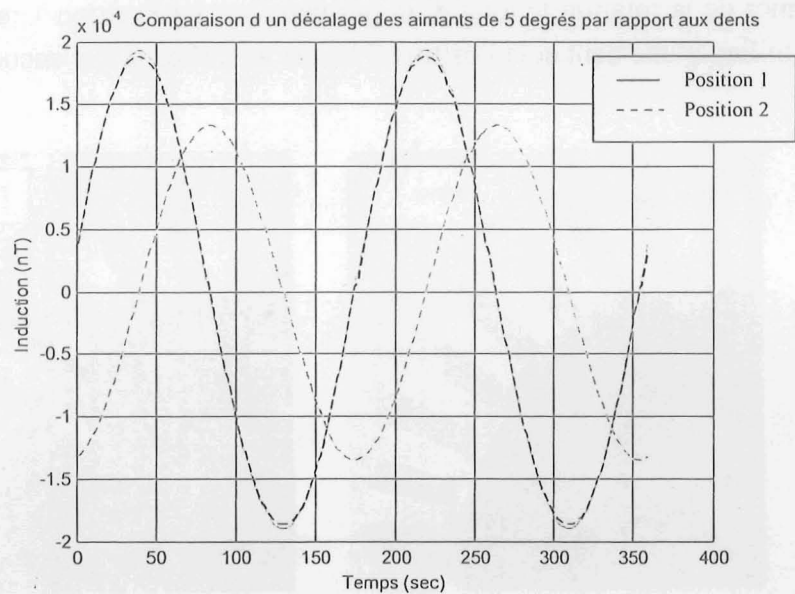


Fig. III-11 Effet du changement de position d'un demi pas dentaire sur la signature, à 270 mm

IV. Etude des décroissances de l'induction

Le modèle que nous avons élaboré permet de localiser les sources de la machine étudiée et de faire l'analyse de l'induction rayonnée. Avec l'éloignement, les valeurs de champs diminuent. Nous analysons dans cette partie, la décroissance de l'induction le long d'un segment. Nous nous situons principalement dans le plan de symétrie sur un segment dirigé radialement.

Les informations sur la décroissance de l'induction sont importantes pour analyser la propagation des champs magnétiques dégagés dans le milieu marin. Cette étude est donc importante pour la furtivité du navire.

IV.1. Comparaison du modèle avec les mesures

IV.1.a. Comparaisons entre modèle et mesures

Les études de comparaison modèle / mesures pour la validation ont essentiellement porté sur des cercles autour de la machine. Dans le protocole de mesure, nous avons disposé les capteurs sur des segments radiaux. Il est donc possible d'examiner la décroissance de l'induction selon l'éloignement des capteurs. Nous avons vérifié les décroissances tout autour de la machine. Cependant, les rémanents montrés avec la validation ne permettent pas de faire une corrélation parfaite tout autour de la machine.

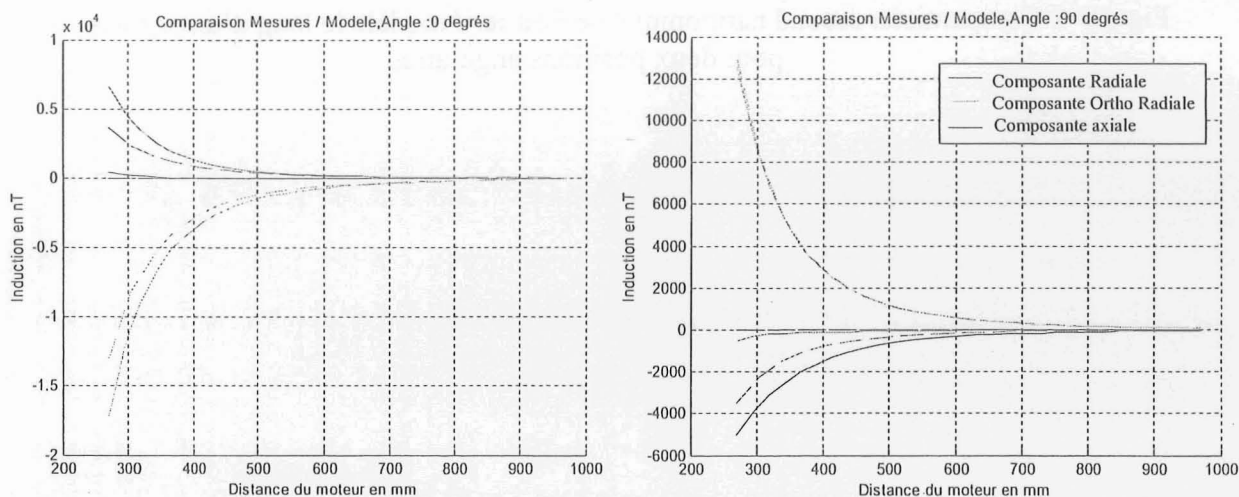


Fig. IV-1 Comparaison mesures / modèle le long d'un segment radial pour deux positions angulaires.

La Fig. IV-1 présente deux comparaisons entre des mesures le long du segment supportant les capteurs et les simulations du modèle correspondantes, pour deux positions angulaires équivalentes. Ces positions se situent entre deux pôles consécutifs d'où une inversion des composantes radiales et ortho radiales.

On s'aperçoit que la corrélation est meilleure sur la figure de droite. Ceci correspond à la comparaison modèle / mesures effectuée autour du moteur (Chapitre 2 – Fig. V-16). A cause des harmoniques non modélisés, les courbes de décroissances corréleront plus ou moins bien selon l'angle d'étude. La solution est de comparer les décroissances avec le second harmonique de Fourier utilisé pour extraire les "défauts" non modélisés (Fig. IV-2).

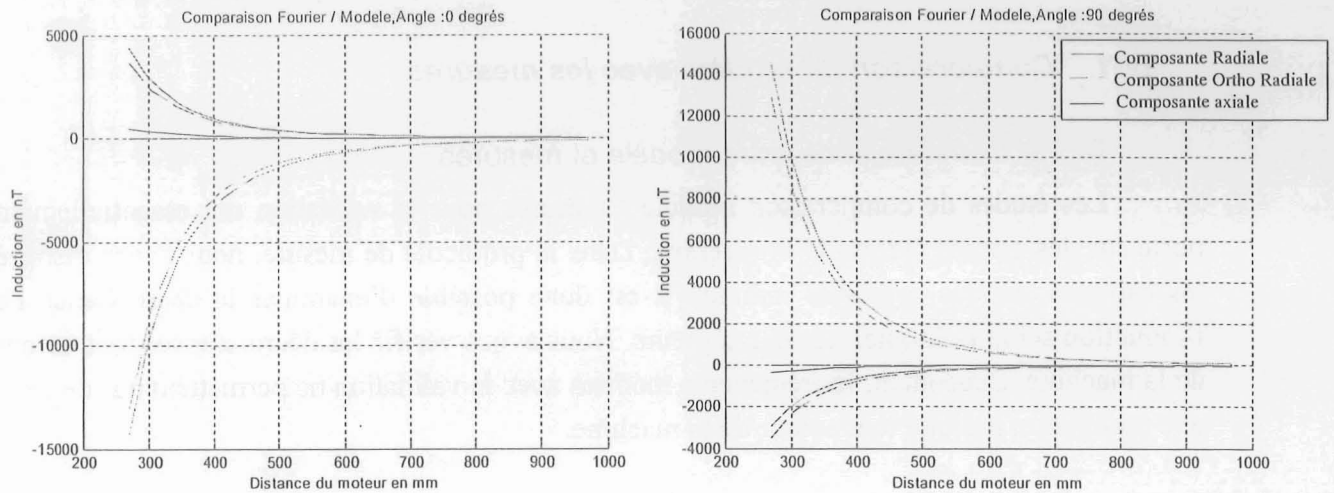


Fig. IV-2 Comparaison second harmonique de Fourier / modèle le long d'un segment radial pour deux positions angulaires.

IV.1.b. Analyse multipolaire

L'analyse des décroissances nous permet d'identifier le moteur à un ensemble de dipôles magnétiques [LEGRIS92]. Le principe est d'associer l'ordre de la décroissance à un ensemble de structures multipolaires élémentaires.

A un dipôle seul, on associe une décroissance en $1/r^3$, r étant la distance d'éloignement du système étudié. Deux dipôles (quadrupole) donnent une décroissance en $1/r^4$, alors qu'un ensemble de trois dipôles donnent une décroissance de l'induction en $1/r^5$. Ainsi, à chaque ordre de décroissance est associé un motif élémentaire de dipôles.

Par la suite, nous travaillerons sur les modules de l'induction qui sont principalement utilisés pour l'analyse de la propagation dans l'eau.

Par conséquent, à chaque décroissance, nous allons associer un polynôme en $1/r$ commençant à l'ordre trois (ordre dipolaire). La forme générale du polynôme P est donc :

$$P = \sum_{n=3}^{\infty} \frac{a_n}{r^n} \quad \text{Eq. 3}$$

Dans le but de simplifier l'analyse des décroissances, il est favorable de travailler sur des représentations logarithmiques. On travaille alors sur des droites car l'ordre de décroissance n devient ainsi la pente d'une droite.

$$\log\left(\frac{a_n}{r^n}\right) = \log(a_n) - n \cdot \log(r) \quad \text{Eq. 4}$$

Si on considère un seul terme dans l'expression du polynôme, on identifie la décroissance de l'induction à un ordre principal. La Fig. IV-3 montre les ordres de décroissance principaux tout autour du moteur. Les ordres principaux mesurés sont très irréguliers et dispersés, alors que les ordres montrés par la simulation sont concentrés autour de 3,9 avec l'apparition des quatre pôles de la machine. En traitant les mesures avec la décomposition de Fourier, on se rapproche de façon flagrante des pentes simulées par le modèle.

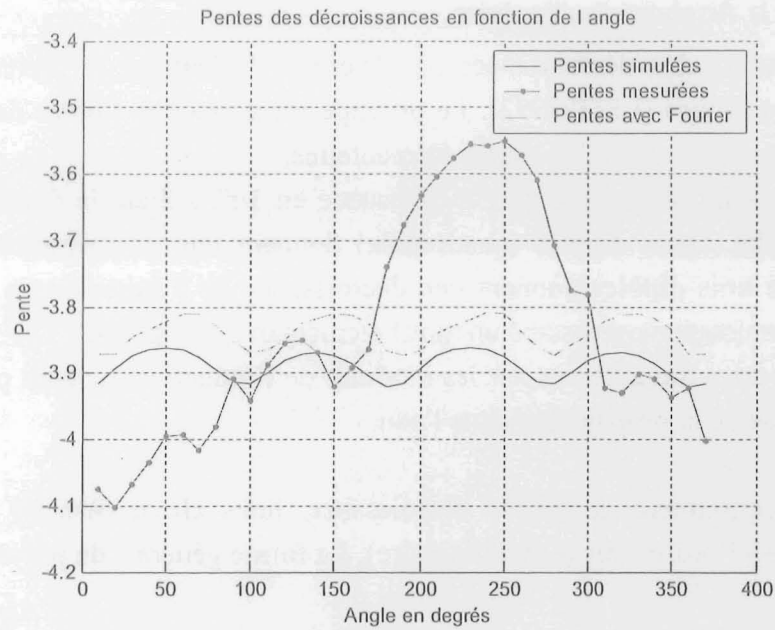


Fig. IV-3 Ordres de décroissance principaux tout autour du moteur

Sur un segment compris entre 170mm et 5m du moteur, on trace les différentes contributions polynomiales pour la reconstruction du module de l'induction le long de ce segment. L'échelle logarithmique nous permet de bien dissocier les différents ordres de décroissance. On voit sur la Fig. IV-4 que la courbe initiale est essentiellement constituée d'une décroissance quadripolaire (ordre 4). La composante dipolaire (ordre 3) est très faible tout le long du segment. Par contre, les ordres 5 et 6 tendent à prendre de l'importance lorsqu'on se rapproche du moteur. En effet, plus on se rapproche de la source magnétique, plus l'ordre multipolaire est grand. Inversement, lorsqu'on s'en éloigne, l'ordre multipolaire diminue.

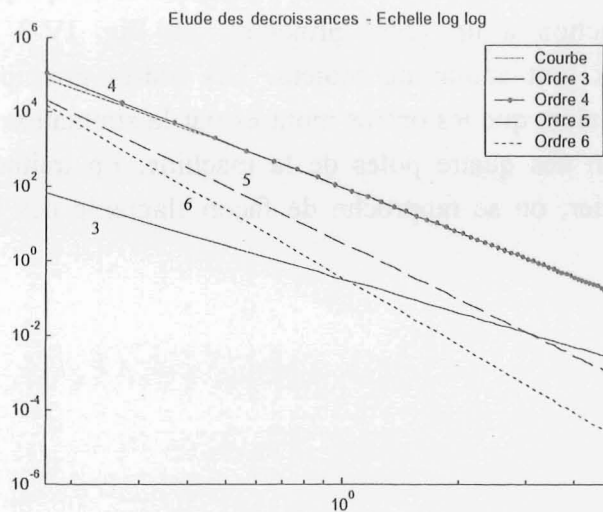


Fig. IV-4 Analyse des ordres de décroissance du module de l'induction entre 170mm et 5m (Echelle logarithmique).

En analysant avec des échelles linéaires, on se rend mieux compte des contributions de chaque ordre. Près de la machine (Fig. IV-5), l'ordre 4 reste prédominant alors que les ordres 5 et 6 ont une bonne part d'influence. Par contre, l'ordre 3 est nul. La machine est alors vue comme la somme de quadripôles, d'octupôles et de multipôles d'ordre 6.

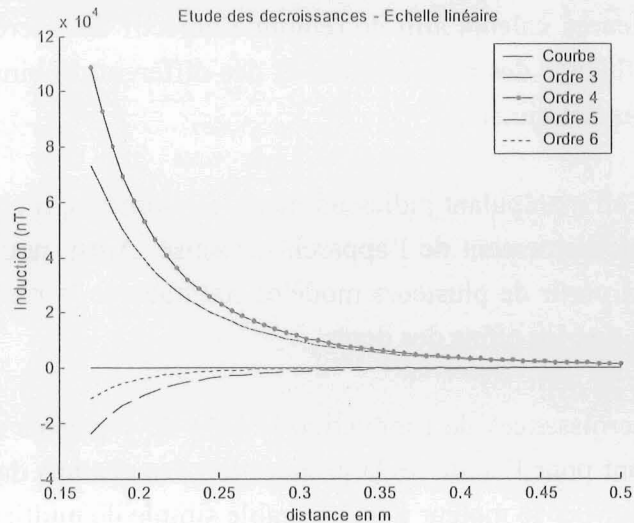


Fig. IV-5 Analyse linéaire des ordres de décroissance du module de l'induction entre 170mm et 500mm.

Loin de la machine, entre 5m et 10m (Fig. IV-6), l'ordre 4 est toujours le plus important. L'ordre 5 garde de l'importance et l'ordre 6 n'existe plus. L'ordre dipolaire est toujours nul. Le moteur est donc quasiment équivalent à un quadripôle.

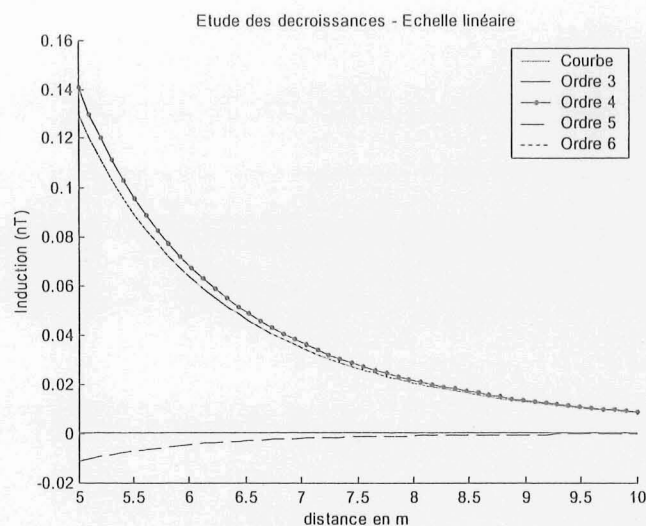


Fig. IV-6 Analyse linéaire des ordres de décroissance du module de l'induction entre 5m et 10m.

V. Conclusion

Nous avons vu dans ce chapitre que les applications du modèle sont multiples. La méthode des moments représente l'état magnétique de la machine ou du dispositif étudié. La variation de paramètres intrinsèques change cet état magnétique et il est alors possible de déterminer les meilleures valeurs afin de remplir l'objectif de discrétion. Nous avons étudié par conséquent, l'influence des perméabilités et des différents bobinages possibles ou encore celle des aimantations des aimants.

D'autre part, en manipulant judicieusement les moments, il est possible de simuler des effets propres au fonctionnement de l'appareil modélisé. Ainsi, nous avons mis en place un modèle dynamique à partir de plusieurs modèles statiques de la machine. L'aspect temporel peut être étudié ainsi que les effets des dents.

Enfin, les décroissances de l'induction le long de segments radiaux ont été étudiées. Ce point est important pour l'étude de la propagation des champs dans l'eau. Cette étude est aussi le moyen d'identifier le moteur à un ensemble simple de multipôles. Cette identification dépend de la distance à laquelle on étudie le moteur. En fonction de la distance, le moteur est identifié avec plus ou moins de coefficients relatifs aux harmoniques sphériques.

CHAPITRE IV
ETUDE DE LA COMPENSATION

Chapitre 4 Etude théorique de la compensation

I. Introduction

Après avoir validé expérimentalement un modèle de champs de fuites de la machine, nous nous intéressons maintenant à rendre la machine magnétiquement discrète par ajout d'une compensation externe. Il existe à bord des navires des systèmes d'immunisation constitués de bobines de compensation insérées dans les coques des bâtiments militaires. Ces boucles d'immunisation sont asservies en courant par des mesures de champ à l'intérieur de la coque, grâce à des capteurs judicieusement placés. La mesure des champs magnétiques internes permet de prédire les champs créés par la coque à l'aide d'algorithmes élaborés [CHADEBEC 01]. Or, ces boucles d'immunisation compensent uniquement une aimantation statique et ne peuvent pas prendre en compte les champs locaux basses fréquences créés par des dispositifs supplémentaires à l'intérieur des navires, tels que le moteur de propulsion. Par conséquent, la compensation des champs de fuite des moteurs de propulsion doit être étudiée de façon indépendante.

Pour les machines électriques, les systèmes de compensation se divisent en deux types de blindage distincts : d'une part, les blindages passifs sont essentiellement composés de boucliers électromagnétiques, d'autre part, les blindages actifs sont constitués de systèmes de bobines disposés dans le stator de la machine ou à l'extérieur. Ces deux types de blindages sont présentés dans ce chapitre.

Un concept de système de compensation active est ensuite exposé. Il repose principalement sur des simulations faites avec le modèle développé à l'occasion de ce travail et sera expérimentalement validé ultérieurement.

II. Les types de blindages

II.1. Les blindages passifs

Ce type de blindage est déjà appliqué sur certaines machines nécessitant la discrétion magnétique et notamment sur quelques chasseurs de mines. Le principe est de placer un bouclier en acier ferromagnétique tout autour de la machine afin d'atténuer les champs externes. Avec de fortes perméabilités, ce genre d'écrans permet de canaliser les flux indésirables, mais les aciers utilisés sont aussi conducteurs. L'écran est donc le siège de courants consécutifs aux champs rencontrés, et qui donnent naissance à des champs de fuite alternatifs.

Le principal inconvénient de ce type de blindage est l'augmentation de la masse de la machine, ce qui est préjudiciable à bord d'un navire militaire. De plus, l'utilisation d'un blindage ferromagnétique perturbe l'immunisation globale du navire à cause de l'augmentation de la masse magnétique.

II.2. Les blindages actifs

Le blindage actif consiste à disposer des bobines autour de la machine permettant la compensation dynamique des champs de fuite. Deux solutions sont alors possibles. Soit les bobines sont alimentées en continu et entraînées en rotation à la vitesse du champ tournant de la machine, soit elles sont fixes et alimentées par des courants polyphasés créant un champ magnétique tournant de compensation.

Ces techniques sont beaucoup plus coûteuses à cause de l'électronique de commande et des alimentations annexes. Cependant, elles sont beaucoup moins lourdes. Notre étude de blindage se tourne vers ce genre de solution.

III. Proposition de blindage actif

III.1. Le régime de fonctionnement

Notre modèle dynamique exposé au Chapitre 3 va nous permettre de développer un blindage actif pour la machine étudiée. Nous avons vu que le champ externe total est la somme de deux champs tournants liés aux deux sources magnétiques. Or, l'amplitude et le déphasage du champ total dépendent de la charge de la machine pendant son régime de fonctionnement. Le système de blindage doit donc tenir compte du régime de fonctionnement de la machine et, de ce fait, de l'angle δ entre les champs rotorique et statorique. Nous rappelons que cet angle δ contrôle en partie le couple de la machine.

III.2. Calcul analytique de l'induction totale

L'induction totale est la somme des deux inductions liées aux sources (Eq. 1)

$$\vec{B}_{total} = \vec{B}_{rotor} + \vec{B}_{stator} \quad \text{Eq. 1}$$

Nous avons vu que les inductions externes de la machine sont principalement de formes sinusoïdales. Si on définit les inductions stator et rotor de façon sinusoïdale, on obtient les Eq. 2 et Eq. 3. Ces inductions sont déphasées de l'angle mécanique δ .

$$\vec{B}_{rotor} = \vec{B}_r \cdot \cos(\omega t) \quad \text{Eq. 2}$$

$$\vec{B}_{stator} = \vec{B}_s \cdot \cos(\omega t + p\delta) \quad \text{Eq. 3}$$

B_r et B_s sont des vecteurs comprenant les amplitudes des inductions rotorique et statorique sur les trois composantes du repère d'étude. Nous rappelons aussi que B_s dépend de δ , à cause des changements des perméabilités différentielles dans le stator. Nous considérons ici la perméabilité différentielle correspondant au cas $\delta = 0$. Nous obtenons ainsi un majorant de l'induction totale.

D'après l'Eq. 1, l'induction totale est définie par l'Eq. 4 :

$$\vec{B}_{total} = \vec{B}_r \cdot \cos(\omega t) + \vec{B}_s \cdot \cos(\omega t + p\delta) \quad \text{Eq. 4}$$

La somme de deux cosinus donne un autre cosinus déphasé et atténué selon les valeurs de B_r , B_s et δ .

$$\vec{B}_{total} = \vec{B}_t \cdot \cos(\omega t + p\delta_t) \quad \text{Eq. 5}$$

Avec, sur les trois composantes :

$$B_t = \sqrt{(B_r + B_s \cdot \cos(p\delta))^2 + (B_s \cdot \sin(p\delta))^2} \quad \text{Eq. 6}$$

$$p\delta_t = -\arctan\left(\frac{B_s \cdot \sin(p\delta)}{B_r + B_s \cdot \cos(p\delta)}\right) \quad \text{Eq. 7}$$

L'amplitude et le déphasage de la signature totale dépendent directement de l'angle δ et des amplitudes des deux inductions liées aux sources. L'induction totale est ainsi définie de façon analytique.

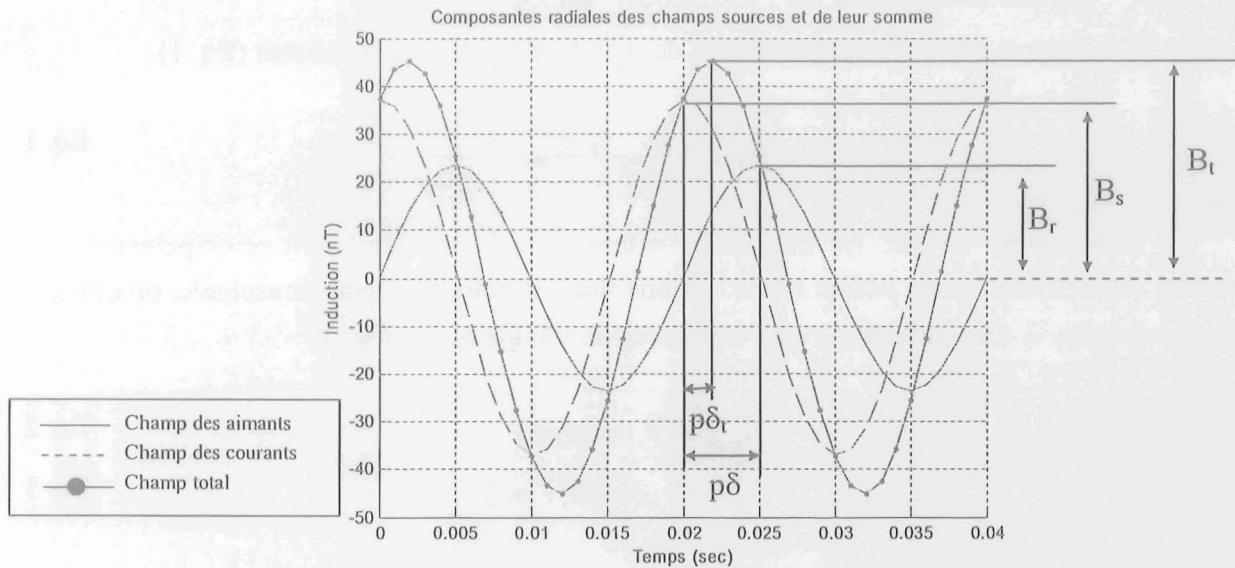


Fig. III-1 Composantes radiales des inductions des deux sources et de leur somme (champ total)

III.3. Bobinage de compensation

Avec un bobinage externe, il est possible de recréer un champ tournant en opposition avec le champ total externe à la machine. Or, nous disposons déjà d'un modèle de bobinage : celui de la machine. En le dupliquant et en changeant le rayon, on instaure un bobinage extérieur de compensation. De plus, pour l'alimenter, il suffit de dériver le système de courants triphasés qui alimente le bobinage. Le premier avantage est de donner une référence de phase aux courants de compensation. Le second est d'avoir une seule source d'alimentation pour les deux bobinages. Ce point est important pour la contrainte d'encombrement à bord des navires. En revanche, il faut déphaser et atténuer les courants d'alimentation du moteur pour produire ceux du bobinage de compensation, ce qui demande une électronique de commande supplémentaire. Le déphasage des courants triphasés par rapport aux courants d'alimentation de la machine est noté $\delta_t(B_r, B_s, \delta)$. Par contre, le rapport d'atténuation des courants se calcule par rapport aux courants triphasés de référence (alimentation du moteur). Ce rapport est calculé empiriquement à l'aide du modèle dynamique de la machine.

L'algorithme est le suivant et se décompose en trois étapes:

1. on alimente le bobinage de compensation avec les mêmes valeurs de courants que le bobinage statorique (rapport = 1). Le champ rayonné par le bobinage de compensation est alors sinusoïdal d'amplitude notée "Hcomp_init". Cette valeur de champ est prise à 1m de la machine. La raison est que, à cette distance et au delà, l'étude des décroissances nous a indiqué que le moteur se comportait

quasiment comme un quadrupôle. Le rapport établi à cette distance sert donc de référence pour les distances supérieures.

Il est important de vérifier que le bobinage de compensation ait la même décroissance de l'induction à partir d'un mètre. En faisant une étude de décroissance sur le bobinage de compensation, on s'aperçoit qu'elle est essentiellement constituée de l'ordre 4 (Fig. III-2). Ceci est aussi valable pour des bobinages de compensation de rayons différents.

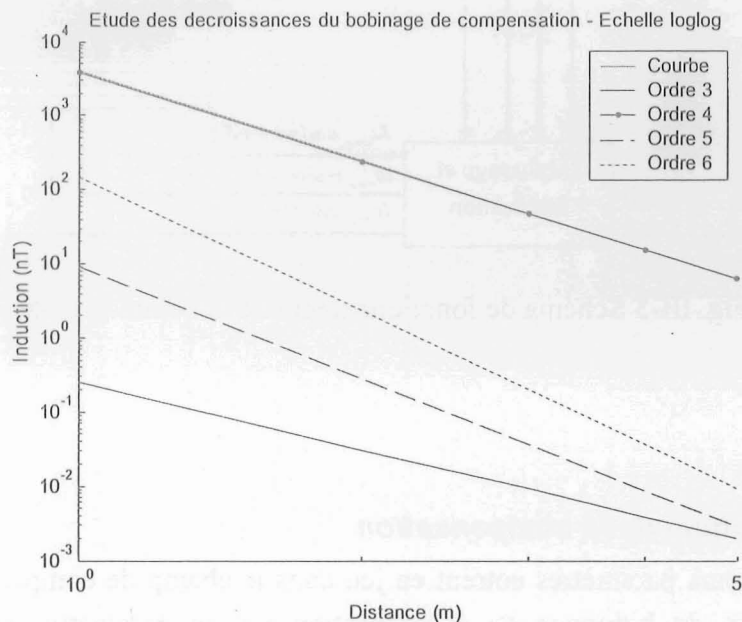


Fig. III-2 Décomposition de la décroissance de l'induction créée par un bobinage de compensation (rayon = 250mm)

- le rapport d'atténuation Att est le rapport entre l'amplitude du champ total $H_t(B_r, B_s, \delta)$ calculé avec le modèle à 1m et la valeur maximale du champ de compensation "Hcomp_init" (Eq. 8).

$$Att = \vec{H}_t(\vec{B}_r, \vec{B}_s, \delta) / H_{comp_init} \quad \text{Eq. 8}$$

- les courants triphasés de compensation sont donc d'amplitudes respectives :

$$\begin{aligned} I_{a_comp} &= -I_a \cdot Att \\ I_{b_comp} &= -I_b \cdot Att \\ I_{c_comp} &= -I_c \cdot Att \end{aligned} \quad \text{Eq. 9}$$

Le modèle permet donc de déterminer une loi empirique d'atténuation des courants d'alimentation en fonction de δ pour obtenir les courants de compensation.

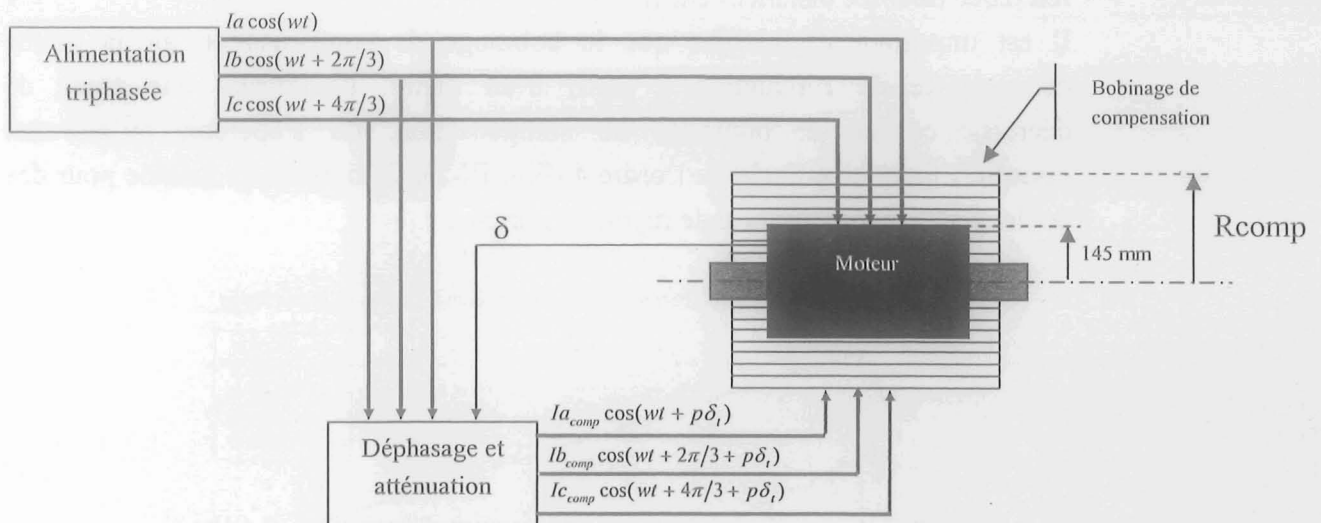


Fig. III-3 Schéma de fonctionnement de la commande de compensation

III.4. Etude de la compensation

Plusieurs paramètres entrent en jeu dans le champ de compensation. Tout d'abord, le rayon moyen du bobinage de compensation est un paramètre important. Il apparaît un compromis entre l'encombrement total du système, déterminé essentiellement par ce rayon, et la valeur du courant dérivé dans le bobinage de compensation. En effet, plus le rayon est grand, plus le champ à compenser est faible et plus la section des bobines de compensation est grande. Par conséquent, moins de courant est nécessaire pour compenser le champ. De faibles courants dérivés dans le bobinage de compensation sont avantageux en terme d'énergie à bord. De plus, la section des bobines est plus grande, ce qui augmente encore les moments compensatoires créés par les bobines. Le courant se retrouve encore diminué.

En revanche, si le rayon est trop petit, les courants dérivés sont plus importants et le bobinage de compensation peut avoir un effet sur le stator du moteur. Nous faisons l'hypothèse que cet effet est négligeable. Nous le vérifierons par la suite dans le cas le plus défavorable.

III.4.a. Etude de l'atténuation selon la distance de calcul

L'algorithme de calcul nous donne des rapports sur les courants valables à 1m de distance. Or, il faut vérifier si ces rapports restent valables pour des distances plus importantes. La vérification doit aussi se faire pour différents angles de déphasages δ . Pour les études suivantes, nous étudions pour des angles de 0 et 45° mécaniques, soit 0 et 90° électriques, valeur pour laquelle le couple maximum est atteint.

La meilleure atténuation se situe à 1m et cette atténuation diminue légèrement avec la distance (Fig. III-4). La variation de l'atténuation selon la distance n'est pas la même pour tous les rayons de bobinage de compensation. Avec un bobinage proche du moteur ($R_{comp} = 150$ mm), l'atténuation reste à peu près constante pour toutes les distances. Inversement avec un bobinage loin du moteur ($R_{comp} = 400$ mm) la variation peut atteindre 7 dB entre 1 et 5m, soit un rapport d'atténuation divisé environ par deux. Ceci peut être dû à un manque de compensation des ordres de décroissance supérieurs à quatre. En effet, lorsqu'on établit le rapport à 1m pour la compensation, ce rapport est le même pour tous les ordres. Par contre, leur décroissance est différente, ce qui peut engendrer des écarts lorsqu'on s'éloigne du moteur.

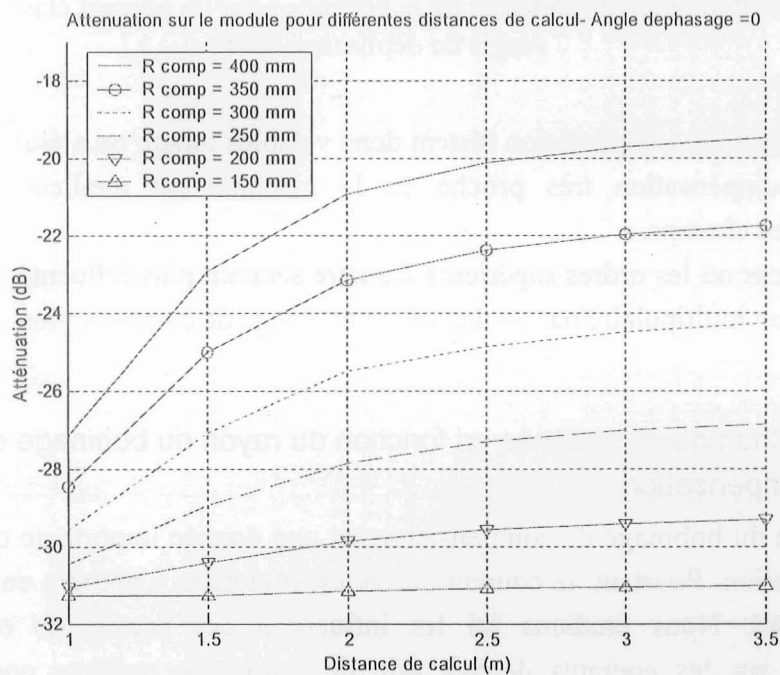


Fig. III-4 Atténuation en fonction de la distance pour un rapport établi à 1m Angle de déphasage = 0°

Si l'angle de déphasage δ augmente, les atténuations sont généralement moins bonnes (Fig. III-5). Les variations de l'atténuation selon les distances restent aussi équivalentes. Pour un angle maximum de 45°, la variation la plus forte se fait toujours avec un rayon de compensation de 400 mm et est d'environ 8 dB. Par contre, les atténuations ont toutes pris entre 1 et 2 dB par rapport au cas où l'angle de déphasage est de 0°, ce qui est relativement faible.

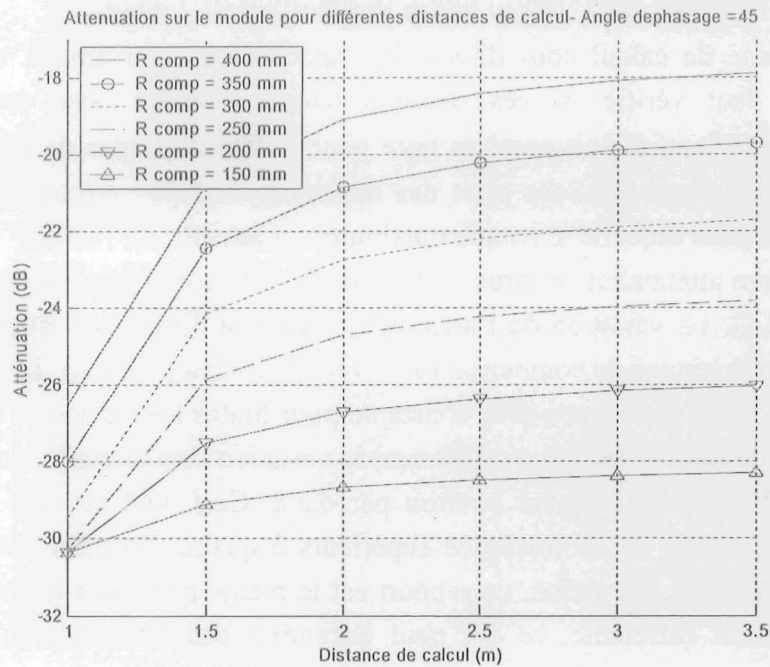


Fig. III-5 Atténuation en fonction de la distance pour un rapport établi à 1m
Angle de déphasage = 45°

Les rapports de compensation restent donc valables lorsqu'on s'éloigne du moteur. Un bobinage de compensation très proche de la machine est meilleur pour une bonne compensation des champs.

Dans le cas où les ordres supérieurs à quatre seraient plus influents, il faudrait prévoir une compensation multipolaire par un deuxième bobinage de compensation approprié.

III.4.b. Champs compensés en fonction du rayon du bobinage de compensation

Le rayon du bobinage de compensation est une donnée importante qui conditionne le niveau d'atténuation. Pourtant, le courant dérivé est important à prendre en compte en terme d'énergie à bord. Nous étudions ici les influences des rayons de compensation sur l'atténuation et sur les courants dérivés afin de trouver le meilleur compromis pour la compensation. Les études se font à une distance de 1m et pour des angles de déphasages compris entre 0 et 45° mécaniques.

□ Courants dérivés

Avec un rayon de compensation de 150 mm (Rayon carcasse = 145 mm), nous obtenons une forte atténuation à 1 m (31 dB). En revanche, le courant dérivé de l'alimentation principale reste très important car il est environ de 19 %.

Afin de réduire le pourcentage de courant, il est nécessaire de compenser avec un plus grand rayon de compensation. Ainsi, si on augmente le rayon du bobinage de compensation, les courants dérivés sont moindres (Fig. III-6).

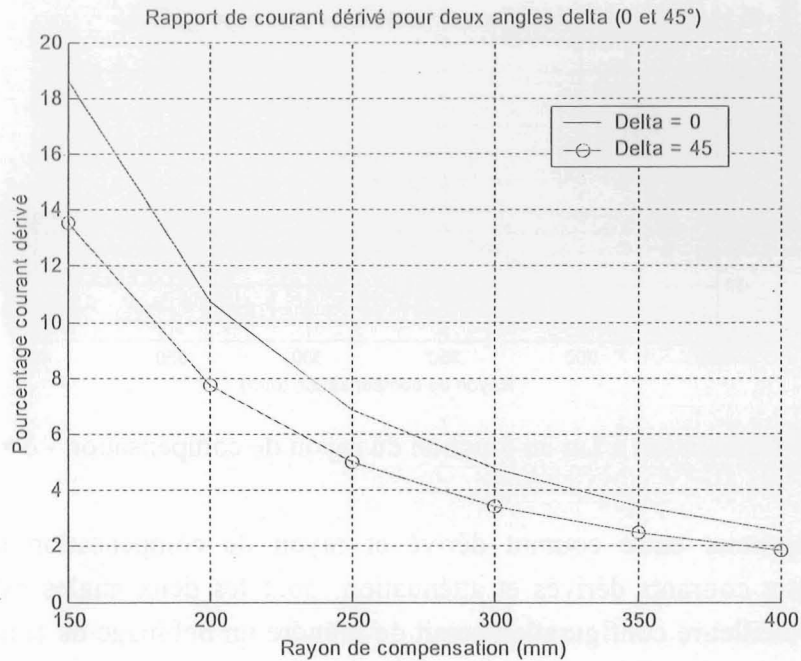


Fig. III-6 Pourcentages des courants dérivés en fonction du rayon de compensation pour différents déphasages δ .

Connaissant les courants dérivés, nous pouvons dorénavant vérifier l'hypothèse concernant l'effet du bobinage de compensation sur le moteur. Avec un bobinage de 150mm de rayon alimenté avec des courants de l'ordre de 20% du courant nominal de la machine (4,5A), la valeur de champ calculée à l'emplacement du stator est d'environ 40000 nT. C'est l'ordre de grandeur du champ magnétique terrestre. L'hypothèse reste valable car l'effet des courants est faible.

□ Atténuation selon le rayon du bobinage de compensation

Il existe donc un compromis sur le bobinage de compensation entre encombrement et énergie dérivée. L'important est de fournir une atténuation la plus forte possible sur les champs externes.

La Fig. III-7 présente l'atténuation en dB des champs externes autour de la machine et le pourcentage de courant dérivé en fonction du rayon du bobinage de compensation. Les champs sont calculés à 1 m de distance.

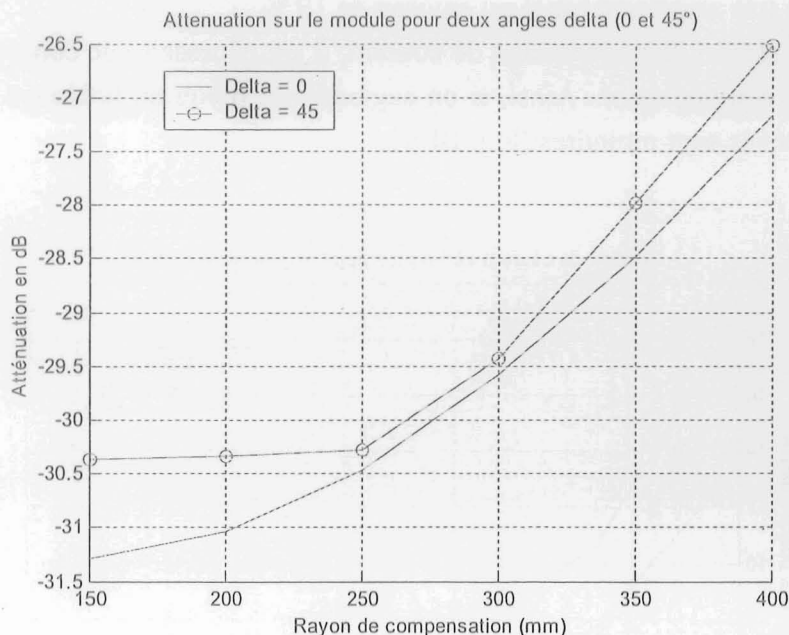


Fig. III-7 Atténuation à 1 m en fonction du rayon de compensation - $\delta = 0$ et 45° .

Un compromis entre courant dérivé et rayon de compensation se situe sur les intersections entre courants dérivés et atténuation, pour les deux angles extrêmes 0 et 45° (Fig. III-8). La meilleure configuration serait de prendre un bobinage de compensation ayant un rayon de 250 mm, auquel cas, le courant dérivé serait de 6% (1,35A).

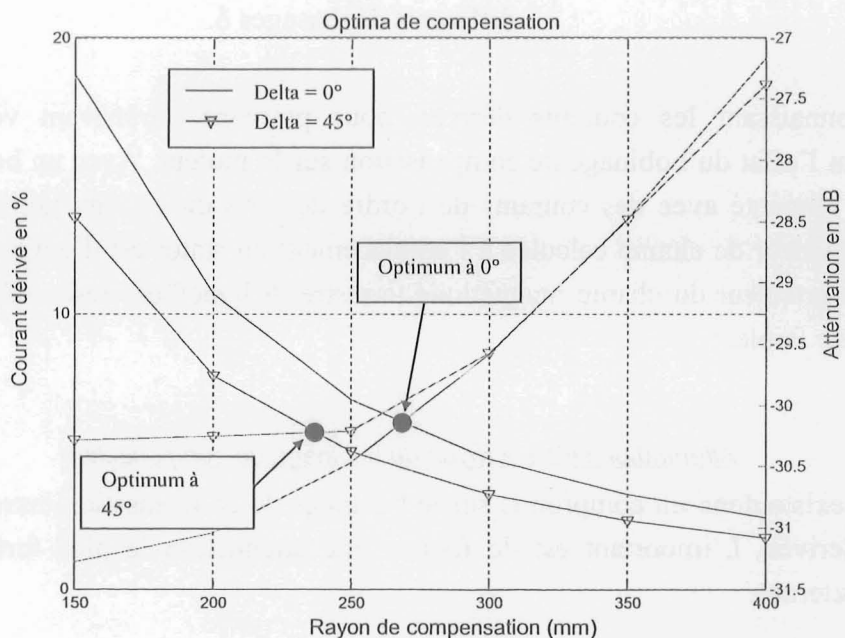


Fig. III-8 Optima pour le bobinage de compensation – Angle delta = 0 et 45°

IV. Conclusion

Nous avons étudié dans ce chapitre, le principe d'un bobinage de compensation relativement efficace car il permet d'atteindre des atténuations d'environ 30 dB. Le principal résultat de cette étude est que le bobinage de compensation doit être proche de la machine pour compenser efficacement les champs externes. De plus, un bobinage proche permet d'avoir un système global de faible encombrement, cette donnée étant essentielle sur un navire de guerre ou encore pour un montage en nacelle.

En revanche, un bobinage proche demande un courant relativement important pour la compensation, d'où une consommation d'énergie plus élevée. Le fait d'avoir de forts courants à proximité de la carcasse de la machine peut aussi influencer légèrement sur les parties ferromagnétiques et ainsi perturber légèrement le fonctionnement normal de la machine.

En conclusion, le système de compensation doit être dimensionné et optimisé en fonction de plusieurs contraintes telles que l'encombrement et l'énergie consommée. Ces contraintes devront être définies par l'utilisateur.

The first part of the report deals with the general situation in the country. It is noted that the economy is showing signs of recovery, but that there are still many difficulties. The government is taking steps to improve the situation, but more work is needed. The report also discusses the social and political situation, and the role of the government in these areas.

The second part of the report deals with the specific details of the economy. It discusses the various sectors of the economy, such as agriculture, industry, and services. It also discusses the government's policies in these areas, and the results of these policies. The report concludes with a summary of the findings and a list of recommendations.

CONCLUSION

Conclusion

Ce travail a consisté à étudier les champs magnétiques créés par une machine électrique dans le but de la rendre magnétiquement discrète. Le sujet a tout d'abord été introduit par le contexte global du navire tout électrique et de la propulsion électrique en particulier. Les problèmes de discrétion magnétique des navires, inhérentes aux contraintes militaires, ont été décrits, ainsi que le lien avec les problèmes posés par les machines électriques.

L'étude des champs créés n'étant pas possible avec les méthodes classiques de modélisation, un modèle basé sur des moments magnétiques a été développé. Une grosse partie du travail a porté sur l'élaboration d'un protocole de mesure en vue de la validation de ce modèle. Le moteur mesuré est un moteur synchrone à aimants permanents. Les résultats obtenus ont été satisfaisants. Cependant, pour l'effet des courants, plusieurs points délicats ont été soulevés en ce qui concerne les points de fonctionnement des matériaux et en particulier ceux du stator. Il a été montré que la prise en compte des phénomènes d'hystérésis est importante dans la modélisation de phénomènes magnétiques. Il s'avère que, dans certains cas, les perméabilités différentielles équivalentes liées aux cycles mineurs d'hystérésis sont plus adaptées à la modélisation des matériaux. Ces perméabilités différentielles sont beaucoup plus faibles que les perméabilités anhystérétiques généralement prises pour la modélisation. Ceci pourrait expliquer des écarts entre modélisation et mesures sur certains problèmes. Le parallèle pour l'effet en courant avec la méthode des « petits signaux » en électronique est possible.

Globalement le modèle développé a donné de bons résultats sur une machine synchrone à aimants permanents et à flux radial. Il serait alors judicieux de l'appliquer à d'autres types de machines électriques. Nous disposons au laboratoire d'une maquette de machine de propulsion navale. Sa topologie est particulière car elle est de type discoïde. Cette machine a été construite de façon à pouvoir maîtriser au mieux la géométrie et les caractéristiques des matériaux magnétiques et des sources de champ. Un futur travail est prévu pour étudier les champs de fuite de cette maquette par mesure et modélisation.

Ce modèle nous a également permis d'étudier les influences de paramètres intrinsèques des machines électriques tels que les perméabilités des matériaux ou les types de bobinages. Nous avons ainsi pu déterminer les meilleures caractéristiques pour obtenir une machine la plus magnétiquement silencieuse possible. Cette étude nous a montré que le modèle pouvait être dédié au dimensionnement des machines dans le cadre de la discrétion magnétique. Ainsi, ce modèle pourrait alors être intégré dans la palette des outils d'aide à l'étude et la conception d'une machine de propulsion navale, en complément des traditionnels aspects électrotechniques ou mécaniques.

Le modèle a ensuite été utilisé pour décrire la signature temporelle du moteur en rotation (modèle dynamique). Le modèle dynamique nous a donné la possibilité de considérer l'angle de déphasage entre les champs rotorique et statorique. Nous avons montré qu'une machine fonctionnant à couple maximum offrait une signature relativement plus faible. Ce résultat est particulièrement intéressant pour la propulsion navale. Deux causes sont à l'origine de cet effet. La première est évidente et découle de la somme vectorielle des deux champs. L'autre est liée à la perméabilité différentielle dans le stator qui est plus forte lorsque les champs sont décalés. Ce modèle dynamique ayant été élaboré, il reste à le comparer à des mesures du moteur en rotation, ce qui est prévu sur la maquette discoïde.

Toujours grâce à notre modèle, nous avons étudié l'ordre de décroissance des champs créés en fonction de la distance du moteur. Ce point est important pour l'étude de la propagation des champs dans l'eau. En fonction de la distance, le moteur est identifié avec des ensembles plus ou moins complexes de dipôles magnétiques. Le modèle nous a révélé qu'à quelques diamètres du moteur, celui-ci était majoritairement identifiable avec un quadripôle magnétique, ce qui est bien sûr corrélé avec le nombre de paires de pôles de la machine. Cette information a été importante pour l'étude finale de la compensation des champs.

En dernier lieu, nous avons tenté de définir théoriquement un modèle de système de compensation des champs. Ce système actif est constitué de bobines alimentées par des courants dérivés des courants d'alimentation de la machine. Ceci permet de conserver une seule source d'alimentation des courants mais nécessite une électronique supplémentaire. Après avoir défini le concept du système, nous avons tenté de montrer le compromis entre encombrement et énergie consommée, soit entre le rayon du système de compensation et les courants dérivés dans le bobinage de compensation.

Il reste alors à faire une validation expérimentale de ce système actif de compensation. Il faudra aussi prendre en compte les rémanents de la machine, que nous avons exclu de cette étude principalement axée sur l'identification des sources actives du moteur (aimants permanents et courants stator). Ces rémanents ont cependant un effet non négligeable sur la signature. Les permanents fixes peuvent être compensés par les boucles d'immunisation statique. Les permanents liés aux pièces mobiles doivent être identifiés et traités comme une source d'aimantation. Des techniques d'inversion pourront être utilisées pour les identifier.

BIBLIOGRAPHIE

Bibliographie

- [LE COAT 97] G. LE COAT
« Discretion magnétique des machines électriques tournantes »
Thèse, Institut National Polytechnique de Grenoble, Septembre 1997
- [DEROU 92] Sophie DEROU
« Contribution à l'étude des vibrations des machines synchrones »
Thèse, Institut National Polytechnique de Grenoble, Octobre 1992
- [CHADEBEC 01] Olivier CHADEBEC
« Modélisation du champ magnétique induit par des tôles - Identification de l'aimantation »
Thèse, Institut National Polytechnique de Grenoble, Juin 2001
- [LEGRIS 92] Michel LEGRIS
« Identification de l'état magnétique d'un système ferromagnétique à partir de mesures du champ proche »
Thèse, Institut National Polytechnique de Grenoble, Mars 1992
- [VOLOKHOV] Serge A. Volokhov, Pavel N. Dobrodejev and Alexander V. Kildishev
« Experimental Investigation of Multipolar Shipboard DC Machines »
- [LETELLIER 00] Paul Letellier, *Jeumont Industrie*
« Les machines à aimants permanents de grande puissance dans les systèmes de propulsion électrique »
REE n°9, Octobre 2000
- [RANNOU 00] Corinne RANNOU, Laure Line ROUVE, Albert FOGGIA, Jean Paul BONGIRAUD, Paul LETELLIER, James ROUDET
« Détermination des champs de fuite des dispositifs électriques rayonnants à bord d'un navire »
REE n°9, Octobre 2000, p 83 - 90.
- [PARKER 97] D.S. PARKER, C.G. HODGE
« The electric warship »
EMD97, Conference publication n° 444, September 1997
- [MITCHAM 94] A.J. MITCHAM, B. DULLAGE
« A novel permanent magnet propulsion motor for future warship »
INEC 94, Paper 16, Septembre 1994
- [MITCHAM 95] A.J. MITCHAM, J.J.A. CULLEN
« Motor and drives for surface ship propulsion : comparison of technologies »
IMARK conference, Londres Octobre 1995
- [RADAELLI 97] M. Radaelli, L. Sozzi, P. Ehrhart
« Novel technologies with PM-machines for ship Propulsion »
AES97, Conference proceeding A.1.4., 1997
- [LEBRETON 00] J. Lebreton
Opening speech, AES2000
- [LETOT 00] L. Letot, Y. Herjean
« The future frigate of the French navy »
AES2000, Conference proceeding A.1.1., 2000

- [NORTON 00] P.T. Norton, P.E. Thompson
« The naval electric ship of today and tomorrow »
AES2000, Conference proceeding A.4.1., 2000
- [BARLAS 00] B. Barlas, T. Gündüz, M. Görates, A. Cakir
« A comparison of frigate propulsion systems for Turkish Navy »
AES2000, Conference proceeding A.1.2., 2000
- [NIENHUIS 00] U. Nienhuis, R.P. Dingemans, J. van Vugt, J. de Cock, H. Boonstra, B. van der Ploeg
« The applicability of AES commercial and naval ships »
AES2000, Conference proceeding B.4.1., 2000
- [BLISSENBACH 00] R. Blissenbach, G. Henneberger, U. Schäfer, W. Hackmann
« Development of a transverse flux traction motor in a direct drive system »
ICEM2000, <http://www.iem.rwth-aachen.de/~bliss/pdf/icem2000.pdf>
- [MULTON 99] B. Multon, J. Bonal
« Les entraînements électromécaniques directs : Diversité, Contraintes et Solutions »
La conversion électromécanique directe ENS Cachan, SEE, février 1999
- [IDS] IDS Ingegneria dei sistemi SPA - EMC and Radar Signature analysis of ships
<http://www.naval-technology.com/contractors/stealth/ingegneria2/index.html>
- [VERICOR] VERICOR Power Systems - TF Series Aeroderivative Gas Turbines
<http://www.naval-technology.com/contractors/propulsion/vericor/vericor1.html>

