



HAL
open science

Modélisation et mesure des pertes fer dans les machines électriques, application à la machine asynchrone

Thierry Chevalier

► **To cite this version:**

Thierry Chevalier. Modélisation et mesure des pertes fer dans les machines électriques, application à la machine asynchrone. Energie électrique. Institut National Polytechnique de Grenoble - INPG, 1999. Français. NNT: . tel-00764023

HAL Id: tel-00764023

<https://theses.hal.science/tel-00764023>

Submitted on 12 Dec 2012

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

LABORATOIRE D'ELECTROTECHNIQUE DE GRENOBLE

N° attribué par la bibliothèque

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

THESE

Pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE GRENOBLE

Spécialité : Génie Electrique

Présentée et soutenue publiquement

par

Thierry CHEVALIER

Le 20 décembre 1999

Titre

Modélisation et mesure des pertes fer dans les machines électriques,
application à la machine asynchrone

Directeur de Thèse :

Bruno CORNUT et Afef LEBouc

JURY

Président :	Monsieur	Jean-Pierre CHABRERIE	rapporteur
Examineurs :	Madame	Afef LEBouc	
	Messieurs	Bruno CORNUT	
		Jean-Pierre DUCREUX	
		Jean-Marie KAUFFMANN	rapporteur
		Philippe MANFE	
		Colin TINDALL	

Remerciements

Les personnes avec qui j'ai travaillé pendant ma thèse savent bien, je l'espère, quelle est ma gratitude envers elles. Mais puisqu'il faut des noms en voici! Sans oublier tous ceux et celles qui ont su enrichir ces années passées au Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble.

Je tiens tout d'abord à remercier les membres du jury pour l'intérêt qu'ils ont porté à ce travail. Je remercie Jean-Pierre CHABRERIE qui m'a fait l'honneur de présider ce jury et de rapporter sur ce travail. Je remercie Jean-Marie KAUFFMANN pour avoir accepté d'être rapporteur. Je remercie également Jean-Pierre DUCREUX et Colin TINDALL pour leur participation constructive.

Je voudrais exprimer toute ma reconnaissance à Messieurs François PELTIER, Jacques SAINT-MICHEL et Philippe MANFE pour la confiance qu'ils m'ont accordée en me permettant de réaliser cette thèse, ainsi que pour avoir suivi ce travail et fourni les moyens qui ont permis de le mener à bien.

A présent, je tiens à remercier l'équipe "Matériaux magnétiques pour le génie électrique" du Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble et en particulier Jean-Paul YONNET pour m'avoir permis de m'exprimer au sein de cette équipe. Je remercie aussi Christian CHILLET pour m'avoir initié à la recherche lors de mon DEA et sans qui cette thèse n'aurait pas eu lieu.

Je profite de l'occasion pour exprimer tout le plaisir que j'ai eu à travailler avec Bruno CORNUT. Il a contribué pour une part importante aux différents choix scientifiques (les bons j'espère) qu'il a fallu faire durant ces travaux. Je tiens à lui dire combien j'ai apprécié sa critique toujours constructive qui m'a incontestablement apporté un soutien scientifique incomparable. Je le remercie aussi pour avoir toujours répondu présent à mes nombreuses sollicitations lors de la rédaction de ce rapport.

Pour remercier Afef LBOUC, je ne sais vraiment pas par où commencer. Tout d'abord, je voudrais la remercier pour sa très grande disponibilité. Quelle que soit le jour, l'heure, la minute à laquelle j'allais la solliciter et quelle que soit la charge de travail qu'elle avait, elle n'hésitait pas à m'accorder sans compter de son temps. Et cela a vraiment, pour un thésard en déroute dans le doute, une valeur inestimable. Je veux lui dire merci aussi pour toutes nos longues et fréquentes discussions scientifiques et les heures passées devant le banc d'instrumentation du cadre d'Epstein à faire la chasse aux parasites et autres calamités des chaînes de mesure. Enfin, je voudrais la remercier pour ses lectures toujours très attentives de tout ce que j'ai pu écrire au cours de cette thèse et en particulier de ce mémoire.

Je tiens à remercier Jean-Pierre ROGNON, directeur du laboratoire, et Gérard MEUNIER, directeur adjoint, grâce à qui le LEG vit et qui permet ainsi à des jeunes chercheurs d'effectuer des travaux de thèse dans un environnement multidisciplinaire très riche et stimulant. Je remercie aussi Gérard pour son soutien scientifique lorsque je me suis attaqué à FLUX3D. Je profite de l'occasion pour remercier Vincent LECONTE et Emmanuel VINOT qui m'ont, à de nombreuses reprises, également guidé dans le labyrinthe de FLUX3D.

Je remercie l'ensemble des ingénieurs et techniciens qui ont toujours assuré un service de qualité tant au niveau des résultats que des délais. Un grand merci à Claude BRUN, Daniel OGIER, Jacques DAVOINE, Eric GENTIL, Daniel TOMASIK, Bruno MALLET, Marie-Thérèse LOUBINOUX, Florence FRANCOIS et tous les autres.

Je remercie également toutes les personnes avec lesquelles j'ai eu de nombreuses discussions animées, scientifiques ou pas, sources d'émulation indispensables, à mon avis, à la curiosité et à l'imagination nécessaire à tout chercheur. Parmi toutes ces personnes, je remercie en particulier Eric ATIENZA pour son sens critique aiguisé et sa capacité à se laisser convaincre, Bertrand RAISON pour sa rhétorique légendaire et aussi Jean-Michel GUICHON, Maxime BESACIER, Jean-Christophe CREBIER, Emmanuel VINOT, etc.

Finalement, je tiens à remercier ma femme Christine qui m'a incité à faire cette thèse et m'a toujours soutenu au cours de ces trois années de recherche.

Table des matières

INTRODUCTION	7
CHAPITRE 1 ANALYSE GÉNÉRALE ET HYPOTHÈSES	11
1.1 DÉFINITION DU CADRE DE L'ÉTUDE	12
1.1.1 <i>Le domaine de la conversion électromécanique</i>	<i>13</i>
1.1.2 <i>L'objectif restreint et son critère</i>	<i>14</i>
1.2 RÉSULTATS DES ÉTUDES EXISTANTES	14
1.2.1 <i>Différentes solutions</i>	<i>14</i>
1.2.2 <i>Description rapide de la méthode proposée par C. Cester</i>	<i>15</i>
1.2.3 <i>Résultats sur les machines 4 kW et 5.5 kW</i>	<i>16</i>
1.3 ANALYSE GÉNÉRALE ET HYPOTHÈSES DE DÉPART	17
1.3.1 <i>Hypothèses fortes - Simplification du système</i>	<i>18</i>
1.3.2 <i>Liste des phénomènes irréversibles à prendre en compte</i>	<i>18</i>
1.3.3 <i>Hypothèses lors des études précédentes</i>	<i>21</i>
1.4 REMARQUES SUR LES MÉTHODES D'ANALYSE EMPLOYÉES ET LE CHOIX D'EXPOSÉ	21
CHAPITRE 2 MODÉLISATION DES MATÉRIAUX MAGNÉTIQUES	23
2.1 CLASSEMENT DES LOIS DE COMPORTEMENT	25
2.1.1 <i>Loi linéaire</i>	<i>25</i>
2.1.2 <i>Loi non linéaire</i>	<i>25</i>
2.1.3 <i>Lois hystérétiques</i>	<i>27</i>
2.2 MODÉLISATION DU COMPORTEMENT HYSTÉRÉTIQUE DYNAMIQUE D'UNE TÔLE	29
2.2.1 <i>Séparation des contributions statiques et dynamiques</i>	<i>35</i>
2.3 CHOIX D'UNE LOI DE COMPORTEMENT	37
2.3.1 <i>Modèle analytique simple de la contribution statique $H_{stat}(B)$</i>	<i>37</i>
2.3.2 <i>Modèle analytique de la contribution dynamique $H_{dyn}(B, dB/dt)$</i>	<i>42</i>
2.3.3 <i>Modèle complet</i>	<i>45</i>
2.4 LES PERFORMANCES DU MODÈLE	45
2.4.1 <i>Modification de l'instrumentation</i>	<i>46</i>
2.4.2 <i>Les performances en terme de modèle</i>	<i>46</i>
2.4.3 <i>Méthode de calcul des pertes</i>	<i>49</i>
2.4.4 <i>Comparaison des pertes</i>	<i>51</i>
2.5 CONCLUSION	52
CHAPITRE 3 SIMULATION DES STRUCTURES ÉLECTROMAGNÉTIQUES	54
3.1 RÉOLUTION DES ÉQUATIONS DE MAXWELL EN 2D	55
3.2 LE CALCUL DES PERTES DANS UNE STRUCTURE COMPLEXE	58

3.3	APPLICATION À LA MACHINE ASYNCHRONE 5.5 kW	60
3.4	SYNTHÈSE DES RÉSULTATS	63
3.5	INFLUENCE DE LA QUALITÉ DE LA DISCRÉTISATION SPATIALE ET TEMPORELLE.....	64
3.5.1	<i>La qualité du maillage</i>	64
3.5.2	<i>La discrétisation temporelle</i>	66
3.6	VALIDITÉ DE L'APPROXIMATION DES GRANDEURS.....	68
3.6.1	<i>Influence de la largeur</i>	68
3.6.2	<i>Sensibilité à l'approximation de la fonction $B(H)$</i>	78
3.6.3	<i>Définition des conditions aux limites</i>	81
3.6.4	<i>Qualité de l'approximation locale de l'induction</i>	81
3.7	CONCLUSION	84
CHAPITRE 4 IDENTIFICATION DES SOURCES DE PERTES SUPPLÉMENTAIRES.....		85
4.1	EVALUATION DES PERTES JOULES DANS LES BOBINES STATOR	87
4.2	EVALUATION DES PERTES JOULES DANS LE CIRCUIT MAGNÉTIQUE STATOR.....	88
4.3	EVALUATION DES PERTES JOULES DANS LA CARCASSE ALUMINIUM	88
4.4	EVALUATION DES PERTES JOULES AU ROTOR – CAGE CONDUCTRICE.....	89
4.5	INFLUENCE DES COURTS-CIRCUITS ENTRE TÔLES ROTOR.....	92
4.5.1	<i>Les mesures de résistivité d'un paquet de tôles rotor</i>	92
4.5.2	<i>Cas des courts-circuits répartis</i>	94
4.5.3	<i>Cas des courts-circuits localisés</i>	94
4.6	INFLUENCE DES NON SYMÉTRIES DE LA MACHINE – EXCENTRICITÉ ET ANISOTROPIE	97
4.6.1	<i>Le calcul numérique à partir du réseau de réluctance</i>	98
4.6.2	<i>Le calcul numérique à partir des éléments finis</i>	102
4.7	ANALYSE SIMULTANÉE DE TOUS LES PHÉNOMÈNES SIGNIFICATIFS (HORS ANISOTROPIE) ...	115
4.8	CONCLUSION	117
CONCLUSION.....		118
BIBLIOGRAPHIE		122

Introduction

L'étude que nous allons présenter, est le fruit d'une collaboration entre le fabricant de systèmes d'entraînement Leroy-Somer et le Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble. La société Leroy-Somer fabrique des moteurs électriques, des électroniques de pilotage, des réducteurs et des alternateurs. La division moteur électrique, impliquée dans cette collaboration, commercialise toute une gamme de machines électriques allant de 0.06 à 900 kW. Afin d'anticiper les besoins du marché, Leroy-Somer a mis en place, depuis déjà longtemps, une importante activité de recherche et développement dont les axes principaux sont les suivants :

- Connaissance approfondie des différents phénomènes physiques et création des lois correspondantes
- Etude du comportement des machines en utilisant des logiciels de calcul et de simulation
- Evaluation des caractéristiques des matériaux employés
- Conception optimale des divers composants des systèmes d'entraînement
- Et enfin, test de nouveaux systèmes d'entraînement

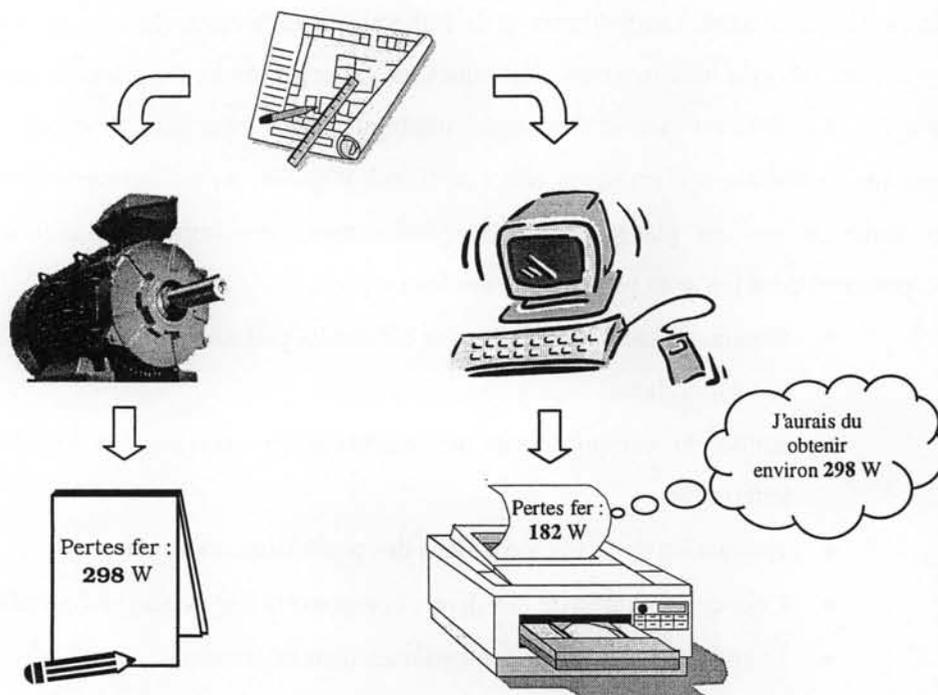
Le thème dans lequel nous nous insérons, est celui de l'étude du comportement des machines en utilisant des logiciels de calcul et de simulation. Dans notre cas, il s'agit en particulier de répondre à un important besoin du fabricant pour le développement de nouveaux produits, besoin résumé par l'objectif suivant :

"Soit une machine électrique quelconque. On souhaite, dès la phase conception, être capable de calculer son rendement."

La notion de phase de conception évoquée ici est bien entendu propre à la culture d'entreprise de Leroy-Somer. Aussi, pour exprimer le travail d'un point de vue explicite, nous pouvons traduire cet objectif de la façon suivante :

"Soit une machine électrique quelconque. A partir de la connaissance de son dossier de plans ainsi que de l'alimentation qui lui est imposée, on souhaite déterminer, par le calcul, le rendement de cette machine."

Ce qui, en guise de résumé, peut se traduire par le croquis suivant :



L'objectif à présent clairement défini, nous pouvons décrire les grandes étapes qui ont rythmé cette étude ainsi que la façon dont elles seront exposées.

L'ensemble des machines électriques évoqué précédemment contient une très grande diversité de systèmes. Il peut s'agir à la fois de machines de faible puissance ou de turbo - alternateurs, à la fois de machines à courant continu, asynchrone, à réluctance, ou autre. Même si le principe fondamental qui régit leur comportement reste toujours le même, chaque sous-catégorie possède ses spécificités qu'il faut pouvoir prendre en compte. Qui plus est, dans une seule et même sous-catégorie, les phénomènes physiques mis en jeu sont nombreux et parfois de nature très différentes. Cela peut aller de l'estimation des frottements mécaniques secs ou visqueux, à l'évaluation de l'échauffement du cuivre en fonction du temps, en passant par la convection de l'air humide en écoulement non laminaire sur une surface à rugosité variable, ou encore bien d'autres choses. La première étape de notre étude consiste donc à définir avec précision le domaine sur lequel nous allons commencer à travailler, et à poser ainsi un certain nombre d'hypothèses qui permettront d'entamer une étude de taille raisonnable. Les hypothèses formulées seront de deux types. Elles concernent d'une part la restriction du domaine d'étude à une catégorie de machine et d'autre part la sélection des phénomènes physiques qui contribuent, à notre avis, de manière suffisante à caractériser le comportement du système. Tout ceci constitue le premier chapitre. Il faudra évidemment par la suite procéder à l'extension à l'ensemble des machines électriques et il pourra être nécessaire le cas échéant de remettre en cause l'une ou l'autre des hypothèses.

Les différents phénomènes physiques sélectionnés précédemment sont alors classés en deux grandes catégories. Une première catégorie liée aux phénomènes propres au caractère dissipatif des matériaux magnétiques (l'hystérésis) et une seconde comprenant tous ceux qui existeraient même en absence d'hystérésis dans les matériaux magnétiques. Nous avons choisi pour la suite d'exposer séparément les deux séries de résultats. Ainsi, les chapitres 2 et 3 traitent des aspects liés aux matériaux magnétiques et le chapitre 4 de tous les autres points.

Le chapitre 2 est dédié à l'analyse des matériaux magnétiques d'une manière générale, pris hors du système. Il s'agit d'analyser et d'essayer de comprendre le comportement intrinsèque de ces matériaux. La diversité des matériaux magnétiques est importante, le cadre de notre étude se limite aux aciers magnétiques usuellement utilisés dans les machines électriques : Fe et alliages FeSi. Cela n'exclut pas qu'une partie des résultats soit valable pour une catégorie plus large de matériaux magnétiques, mais aucun domaine de validité ne sera défini ici pour d'autres matériaux. Le résultat du chapitre 2 doit être l'établissement d'un (ou plusieurs) modèle permettant de représenter de manière fiable, par rapport à nos hypothèses, le comportement de ces matériaux magnétiques.

Le chapitre 3 a pour but de prendre en compte les modèles de comportement définis au chapitre 2 dans des outils plus complets permettant de simuler des structures magnétiques complexes représentées en deux dimensions. Ces outils doivent permettre de donner une estimation de l'énergie dissipée dans le système par les matériaux magnétiques. Une première comparaison avec la mesure peut alors être menée.

Le chapitre 4 s'intéresse aux phénomènes non liés directement aux matériaux magnétiques, il peut s'agir par exemple de l'aspect conducteur de la carcasse entourant la machine. De nombreuses voies sont ici investiguées, remettant en cause si nécessaire des hypothèses faites au chapitre 1.

Enfin nous concluons par une synthèse avec différentes machines et évoquerons des éventuelles voies de recherche pour encore améliorer la méthode.

Chapitre 1

Analyse générale et hypothèses

Le système auquel nous nous intéressons est un convertisseur électromécanique. La loi qu'il s'agit de déterminer pour caractériser ce système est la loi de comportement du transfert de puissance de l'électrique vers la mécanique. Cette loi est spécifique pour chaque convertisseur et dépendante des conditions d'excitation électrique et mécanique qui lui sont imposées. Notre objectif est d'être capables de déterminer de façon systématique, à partir de la connaissance des plans du convertisseur et des excitations imposées, le comportement du convertisseur. Autrement dit, il s'agit de créer un outil qui pour chaque dossier de convertisseur et pour chaque condition d'excitation, puisse fournir la valeur du transfert de puissance pour le convertisseur concerné. De ce point de vue, les entrées de notre outil sont de deux types, d'une part la connaissance des plans du convertisseur et d'autre part les caractéristiques de la source d'alimentation électrique et de la charge mécanique. Les sorties de notre outil sont deux puissances, d'une part la puissance absorbée à la source électrique et d'autre part la puissance fournie à la charge mécanique. Dans toute cette étude on prend le parti que la puissance transite de l'électrique vers la mécanique, cela facilite la compréhension des phénomènes lorsqu'on manipule des puissances positives mais ne limite en rien la caractérisation du système qui accepte des puissances négatives et donc un transit de puissance de la mécanique vers l'électrique.

Le cadre d'étude ainsi défini reste très large et la diversité des différentes entrées susceptibles de s'appliquer sur notre outil (plans, alimentations, charges) est si grande que l'on ne sait par où commencer. Aussi nous proposons nous de restreindre cette étude, dans un premier temps, à des cas particuliers de convertisseur électromécanique. Elle pourra, par la suite, être élargie à toutes les catégories de machines électriques. Un certain nombre de travaux ont déjà été réalisés et apporté des premiers résultats. Ce premier chapitre va se dérouler en deux temps :

Tout d'abord nous définissons le cadre particulier de la conversion électromécanique dans lequel nous plaçons l'étude, à savoir la restriction à un type de machine et à une gamme de puissance.

Dans un second temps au vu des travaux déjà réalisés, nous reformulons les hypothèses qui permettent de prendre en compte tous les phénomènes nécessaires à une modélisation fidèle de la réalité ainsi que d'élargir au maximum le domaine de validité.

1.1 Définition du cadre de l'étude

Nous allons définir ici la catégorie de machine sur laquelle nous allons travailler et préciser les hypothèses supplémentaires que nous nous imposons sur les entrées de l'outil que nous voulons mettre en place. Tout ceci nous conduira à reformuler, pour ce cas précis, l'objectif de l'étude évoqué dans l'introduction.

1.1.1 Le domaine de la conversion électromécanique

Le domaine de la conversion électromécanique est très vaste, la partie qui nous intéresse ici est uniquement celle des machines tournantes. Cette catégorie couvre encore, à elle seule, plusieurs échelles de grandeurs : On y trouve des machines dont le diamètre va de quelques millimètres à quelques mètres. Parmi ces machines il existe plusieurs technologies, sélectionnées en fonction de l'application et des contraintes qui lui sont liées. Toute la difficulté consiste ici à retenir le type de machine et la gamme de puissance sur laquelle on va initialiser l'étude, tout en restant ouvert au maximum, afin de faciliter par la suite l'intégration des autres technologies dans l'outil que nous allons réaliser.

En ce qui concerne la gamme de puissance, on souhaite a priori que le modèle qui va être établi soit valable sans limitation de puissance. Cependant, pour des raisons pratiques, il est beaucoup plus facile de travailler sur des machines de petite et moyenne puissances. Les validations que nous allons mener se feront donc dans une gamme de puissance autour de la **dizaine de kilowatts**. Les résultats restent a priori applicables à n'importe quelle gamme de puissance, cependant nous n'effectuerons ici pas de validation pour des gammes de puissances plus élevées ou plus faibles que celle mentionnée.

La première hypothèse de taille est que l'on se limite à des systèmes électromécaniques tournants, qui sont des moteurs (transfert de puissance essentiellement de l'électrique vers la mécanique). Cela étant dit, il n'y a pas de différence fondamentale entre un moteur et un générateur, ceci ne devrait donc pas être une limitation en terme de sens de transfert.

Parmi les moteurs électriques, on distingue quatre grandes familles. Les moteur à courant continu, les moteurs asynchrones, les moteurs synchrones et les moteurs à réluctance variable. On souhaite que le modèle puisse s'utiliser indépendamment du type de structure utilisée pour le moteur. Cependant comme précédemment on se focalisera sur un type de moteur (tout en gardant à l'esprit le cadre plus général) afin de limiter le domaine d'investigation. Le type choisi est le **moteur asynchrone à cage**.

Comme nous avons défini ci-dessus le type de machine analysé, nous allons à présent faire quelques hypothèses sur les types d'excitations électrique et mécanique subis par notre système.

En ce qui concerne les entrées de l'outil, elles se limitent à ce qui correspond à 80% des applications actuelles, mais en essayant de garder à l'esprit l'introduction de tout autre type d'excitation. Du côté de l'entrée électrique on considère une source de tension infinie (non limitée en courant) qui dans notre cas est en général la source triphasée du réseau de distribution. En ce qui concerne l'entrée du côté mécanique on considère une charge qui impose un couple constant.

Les sorties du système sont alors facilement mesurables et comparables à la simulation. La sortie du côté électrique est la puissance absorbée par le système que l'on mesure à l'aide des deux grandeurs courant et tension. Du côté mécanique, la sortie est la puissance fournie à la charge mesurée

à l'aide des deux grandeurs couple et vitesse. En réalité, le critère de sortie qui nous intéresse est le taux de conversion de l'énergie électrique en énergie mécanique ou autrement dit, le rendement de la machine. Ce taux est toujours inférieur à 1 et ce que nous allons chercher à déterminer est la part d'énergie qui est fournie du côté électrique et n'est jamais restituée du côté mécanique. Cette puissance électrique non restituée est transformée par le système en chaleur et restituée au milieu extérieur par ce moyen. C'est cette puissance que nous voulons être capable de déterminer.

1.1.2 L'objectif restreint et son critère

Comme nous avons limité le domaine d'étude nous pouvons à présent reformuler l'objectif de l'étude en fonction des nouvelles contraintes que nous avons sélectionnées. Il peut s'exprimer de la façon suivante :

"Soit un moteur électrique asynchrone de puissance moyenne, alimenté par une source de tension sinusoïdale et chargé à couple constant. On souhaite, à partir du dossier de plans, calculer le rendement de ce moteur"

Afin de définir si l'objectif est atteint ou non, nous fixons un critère d'acceptation qui est le suivant :

"L'objectif est considéré comme atteint lorsque la puissance dissipée calculée est égale à 10% près à celle que l'on mesure sur une machine réalisée"

1.2 Résultats des études existantes

La nécessité de produire des machines toujours plus performantes, à susciter de nombreuses études s'accordant avec l'objectif que nous venons d'évoquer. Nous présentons un aperçu des différentes solutions proposées, parmi lesquelles celle développée depuis plusieurs années au LEG pour laquelle nous détaillerons les résultats.

1.2.1 Différentes solutions

Une méthode très souvent utilisée est celle qui consiste à séparer les phases de calcul de champ et les phases de calcul de pertes. Dans un premier temps on réalise une représentation classique de la machine à l'aide d'un outils de calcul numérique de champ afin d'obtenir une carte d'évolution du champ dans la structure modélisée. On utilise ensuite ces résultats pour donner une estimation des pertes fer. Les différences apparaissent sur le choix de la méthode d'estimation des pertes. Jayaraman propose de décomposer chaque signal d'induction en série puis d'utiliser une formule générale de séparation des pertes [JAY-94]. McClay propose un calcul similaire en utilisant une intégration temporelle [MCC-96]. Bertotti propose une estimation des pertes qui inclut une décomposition

vectorielle [BER-91a]. Ces méthodes donnent des résultats intéressants pour les parties où le champ contient peu d'harmonique, elles ne satisfont pas en revanche dès que le taux d'harmonique est important comme dans les têtes de dents. La méthode proposée au LEG permet de répondre à ce problème.

D'autres méthodes proposent contrairement aux méthodes précédentes à procéder à une première simplification du problème afin de pouvoir utiliser des modèles d'estimation de pertes plus complets. Dupré choisit de réduire la géométrie à une seule dent et de combiner la résolution à un modèle de Preisach [DUP-97]. Jingli choisit d'introduire un élément dissipatif dans les équations électriques de la machine pour les résoudre en incluant a priori les pertes [JIN-94]. Ces méthodes sont mises en défaut pour une machine à structure complexe à cause des simplifications géométriques a priori qu'elles supposent.

La méthode très originale de Kytömäki [KYT-97], consiste en une approche entièrement empirique des pertes. Il sélectionne une dizaine de paramètres tels que : le nombre de pôles, la masse des dents, l'ouverture d'isthme, le nombre de dents, etc. Puis à l'aide d'essais sur un grand nombre de machines il établit une formule de pertes qui dépend de tous ces paramètres. Il valide ces résultats par des essais sur plus de 400 machines.

Pour notre étude, nous avons choisi poursuivre les études entamées au LEG et notamment dans le cadre de la thèse de C. Cester [CES-96]. Dans sa thèse, C. Cester décrit une méthode qui permet de donner une première estimation du rendement dans des conditions proches de celles que nous avons citées plus haut. Son étude portait sur une seule machine, un moteur asynchrone de 4 kW. Dans un premier temps nous allons décrire brièvement la méthode employée par C. Cester, puis nous allons ensuite appliquer cette méthode à deux machines de "morphologie" différente que nous avons choisies pour supporter notre étude, l'une à 4 pôles de 4 kW déjà étudiée et l'autre à 2 pôles de 5.5 kW.

1.2.2 Description rapide de la méthode proposée par C. Cester

La méthode proposée par C. Cester est basée sur une résolution approximative des équations de Maxwell en deux dimensions et un calcul a posteriori des pertes fer. Le principe de la méthode est donc la succession de deux étapes qui s'organisent de la manière suivante.

Dans un premier temps on calcule à l'aide d'une méthode éléments finis à deux dimensions la valeur locale du potentiel vecteur et son évolution au cours du temps. Les équations résolues sont les équations classiques de Maxwell dans l'approximation des états quasi stationnaires. La loi qui représente le matériau magnétique est non linéaire mais reste une bijection. La résolution est alors réalisée par une méthode itérative qui permet la convergence à chaque pas de temps vers une solution approximative. Cette résolution donne sur le maillage, qui représente la machine, l'évolution

temporelle des grandeurs magnétiques. La carte d'induction obtenue à l'issue de cette étape est la solution définitive pour les valeurs de l'induction.

Dans un second temps on se base sur la carte définitive de l'induction pour estimer les pertes fer dans chaque élément du maillage de la machine. Pour cela on reconstitue sur chaque élément à partir de la connaissance de $B(t)$ le cycle d'hystérésis subi par cet élément. Cette reconstitution se base sur une approche expérimentale. Le matériau est caractérisé sur cadre Epstein par un grand nombre de mesures réalisées avec le matériau constitutif de la machine. Ces mesures sont résumées sous forme de surfaces $H(B, dB/dt)$ qui permettent d'obtenir connaissant les valeurs instantanées de $B(t)$ et $dB(t)/dt$ une valeur de $H(t)$ qui lui correspond. Ainsi on reconstitue sur une période un cycle et on estime les pertes fer en intégrant le produit $H \cdot dB$. En tenant compte du volume, on obtient ainsi pour chaque élément la valeur de la puissance dissipée sur cet élément. Et en intégrant sur tous les éléments on obtient la valeur de la puissance totale dissipée.

1.2.3 Résultats sur les machines 4 kW et 5.5 kW

Pour ces deux machines les matériaux magnétiques utilisés au rotor et stator sont différents. Il s'agit de la même qualité de tôles M1000-65D, mais l'une a subi un traitement thermique de recuit (stator) et l'autre pas. Les caractéristiques magnétiques employées aussi bien pour la simulation éléments finis lors de la première phase que pour le calcul des pertes lors de la seconde phase sont différentes. Cela nécessite bien entendu de réaliser une caractérisation séparée pour chacun de ces deux matériaux. La simulation numérique est effectuée avec une discrétisation de 200 pas par période.

Les mesures et les simulations sont effectuées pour un fonctionnement à vide de la machine, la machine tournant à la vitesse de synchronisme. Les résultats de puissances dissipées sont résumés dans le **Tableau 1-1** pour le 4 kW et dans le **Tableau 1-2** pour le 5.5 kW. Dans les résultats que nous présentons, nous séparons également les pertes mesurées en deux parties, cette séparation ne correspond pas à la séparation pertes stator, pertes rotor, mais à la séparation puissance transmise électriquement, puissance transmise mécaniquement (par la machine entraînant l'ensemble au synchronisme). Cependant la répartition puissance entre puissance fournie électriquement et puissance fournie mécaniquement donne une bonne indication sur la répartition entre pertes stator et pertes rotor [Ces-97], aussi nous indiquerons pour les mesures, la puissance fournie électriquement dans la colonne stator et la puissance fournie mécaniquement dans la colonne rotor. Il faut par conséquent garder à l'esprit que cette séparation est donnée à titre indicatif et que les valeurs à comparer sont les pertes totales.

(en W)	Stator	Rotor	Total
Simulation	108	38	146
Mesure	117	60	177
Ecart	-8 %	-36 %	-17 %

Tableau 1-1 – Pertes fer dissipées dans le 4 kW

(en W)	Stator	Rotor	Total
Simulation	127	43	170
Mesure	138	160	298
Ecart	-36 %	-57 %	-43 %

Tableau 1-2 – Pertes fer dissipées dans le 5.5 kW

On observe dans les deux cas une sous-estimation des pertes. L'écart est nettement plus marqué dans le cas de la machine 5.5 kW que dans celle de la machine 4 kW. Tout ceci indique que la méthode contient certaines hypothèses qui occultent des phénomènes importants pour l'estimation des pertes. L'objectif de la partie qui va suivre est de faire une analyse de l'ensemble des phénomènes qui peuvent contribuer à ces pertes et de libérer un maximum des hypothèses présentes dans l'étude que nous venons d'évoquer. Ensuite nous définissons clairement les hypothèses avec lesquelles nous entamerons notre étude afin de pouvoir éventuellement les remettre en cause le moment venu.

1.3 Analyse générale et hypothèses de départ

L'étude se limite à un cas simple : On considère la charge nulle, c'est-à-dire un couple de charge nul. L'étude s'intéresse donc à une machine fonctionnant à vide. Dans ce cas la puissance mécanique est nulle et la puissance électrique absorbée est complètement dissipée sous forme de chaleur.

L'énergie fournie sous forme électrique traverse pour être transformée sous forme mécanique les différents organes qui constituent la machine. Elle commence par les fils de cuivre qui constituent les bobines du stator. Elle passe par le circuit magnétique du stator et du rotor. Une partie se transforme en courant dans les conducteurs du rotor. Elle passe par l'arbre qui en dissipe une partie par ses points de contact (roulements, air) et fournit ce qui reste à la charge.

On peut alors distinguer donc trois grandes classes de phénomènes dissipatifs intervenant dans notre système. Les pertes joules dans les matériaux conducteurs, les pertes dans les matériaux magnétiques usuellement appelées pertes par hystérésis et les pertes par frottements mécaniques. On s'efforcera d'analyser par la suite systématiquement toutes ces catégories.

1.3.1 Hypothèses fortes - Simplification du système

L'ensemble de notre étude se place dans le cadre de trois hypothèses générales importantes qu'il est nécessaire de ne jamais oublier lors de l'interprétation des résultats.

La première hypothèse forte est que l'on considère une représentation en 2 dimensions de notre système, dans un plan perpendiculaire à l'axe de rotation. On suppose que cette représentation contient tous les phénomènes qui nous intéressent. Par conséquent, on néglige tous les phénomènes qui ont lieu en extrémité du circuit magnétique tels que les flux de fuite, les forces électromotrices induites dans les têtes de bobines, etc...

La seconde hypothèse concerne les contraintes mécaniques. On suppose que dans notre système aucun des éléments n'est mécaniquement contraint et on suppose donc qu'ils se comportent tous de la même manière que s'ils étaient pris séparément du dispositif.

Enfin, on ne s'intéresse qu'aux phénomènes électromagnétiques. C'est-à-dire que l'on ne fera pas d'étude au niveau thermique, on suppose qu'il n'existe pas d'influence de la température sur les phénomènes électromagnétiques que nous étudions (exceptée bien entendu la variation de la résistivité du cuivre qui est parfaitement connue). Par ailleurs, toutes les validations expérimentales seront effectuées en régime thermique stationnaire.

1.3.2 Liste des phénomènes irréversibles à prendre en compte

On essaye de rédiger à présent une liste exhaustive des phénomènes irréversibles apparaissant dans le cadre des hypothèses émises ci-dessus. Pour apprécier l'exhaustivité de la liste, nous comparerons la somme des puissances dissipées, calculées pour chaque phénomène qu'elle recense, à la mesure : Si la valeur mesurée est supérieure à celle calculée, alors, peut-être un phénomène a-t-il été oublié.

Voici la liste des phénomènes que nous allons considérer tout au long de cette étude :

- Les pertes joules dans les bobines stator
- Les pertes par hystérésis dans le circuit magnétique stator
- Les pertes joules dans le circuit magnétique stator
- Les pertes joules dans la carcasse aluminium
- Les pertes joules dans les conducteurs rotor
- Les pertes par hystérésis dans le circuit magnétique rotor
- Les pertes joules dans le circuit magnétique rotor
- Les pertes mécaniques
- Les pertes supplémentaires générées par une non symétrie de la machine – excentricité, anisotropie

Nous donnons ici quelques détails sur chacun des phénomènes que nous venons d'évoquer afin de bien préciser le contenu de chaque phrase.

Les pertes joules dans les bobines stator

En continu on mesure sans problème la résistance R de chacune des bobines. En régime variable à 50 Hz l'épaisseur de peau est de 1 cm dans le cuivre. La taille des fils étant bien inférieure à 1 cm, on peut calculer la puissance dissipée par $R \cdot I(t)^2$. La seule difficulté se présente lors de la mise en œuvre de la mesure de la résistance. En effet, faisant exception à l'hypothèse énoncée plus haut, la résistance varie avec la température mais selon une loi que l'on connaît bien. Il convient donc de mesurer la résistance au bon moment ou de bien connaître la température du bobinage du moteur.

Les pertes par hystérésis dans le circuit magnétique stator

De loin les plus délicates à estimer. Les matériaux magnétiques ont des comportements intrinsèquement complexes, ceci cumulé à des géométries tout autant complexes rend la tâche difficile. Une première méthode a été évoquée au paragraphe précédent, il s'agit à présent de mettre en œuvre une méthode compatible avec les précisions que l'on souhaite obtenir ainsi qu'avec les contraintes imposées par l'informatique. Une importante partie de l'étude sera consacrée à cela.

Les pertes joules dans le circuit magnétique stator

Théoriquement, le circuit magnétique du stator est constitué d'un empilage de tôles censées être parfaitement isolées les unes des autres. Dans la pratique l'isolation entre tôles est réalisée par oxydation de surface et ce n'est jamais parfait, aussi, les tôles qui sont un milieu conducteur éventuellement soumis à un flux variable, peuvent être le siège de courants induits. Les contacts tôle à

tôle peuvent se faire sur toute la surface ou être localisés en des points particuliers : surface près de l'entrefer, surface de contour d'encoche, etc...

Les pertes joules dans la carcasse aluminium

La carcasse aluminium, elle aussi, est un milieu conducteur éventuellement soumis à un flux de fuite extérieur au paquet de tôles stator. Elle est donc susceptible d'être le siège de courants induits.

Les pertes joules dans les conducteurs rotor

Les conducteurs rotor sont là pour faire circuler un courant et créer le couple qui fasse tourner la machine. Le même calcul que dans le cas du bobinage stator, intégrale de $R \cdot I(t)^2$, peut en théorie être appliqué. Cependant, ici deux éléments rendent difficiles l'estimation de ces pertes :

D'une part les barres de la cage, toutes en court-circuit les unes avec les autres, sont généralement soumises à des pulsations de flux de denture hautes fréquences.

D'autre part, la barre est un conducteur massif unique dont la valeur de la résistance varie, même à fréquence relativement basse.

Aussi, aucun des deux termes R ou $I(t)$ n'est facile à déterminer.

Les pertes par hystérésis dans le circuit magnétique rotor

Il s'agit ici exactement des mêmes phénomènes que ceux décrits pour les pertes par hystérésis stator.

Les pertes joules dans le circuit magnétique rotor

Ici encore les remarques sont les mêmes que dans le cas du stator. Cependant, elles sont d'autant plus pertinentes que les tôles qui constituent le rotor ne sont pas isolées les unes des autres et qu'elles subissent encore des usinages après assemblage, notamment sur la périphérie du rotor.

Les pertes mécaniques

On s'efforce de réduire au maximum toutes les sources de frottements, en supprimant la ventilation ainsi que les caches roulements. Ensuite on mesure les pertes mécaniques par une méthode de décélération et on estime qu'en régime permanent à vitesse constante ces pertes sont constantes.

Les pertes supplémentaires générées par une non symétrie de la machine – excentricité, anisotropie

L'excentricité ou l'anisotropie peuvent entraîner des répartitions inégales du flux dans le circuit magnétique, qui génèrent alors des pertes supplémentaires.

Comme évoqué dans l'introduction, nous avons choisi pour la suite de l'étude de regrouper tous ces phénomènes en deux catégories. D'un côté nous considérerons les phénomènes qui se rapportent aux pertes dans les matériaux magnétiques, à savoir :

- Les pertes par hystérésis dans le circuit magnétique stator
- Les pertes par hystérésis dans le circuit magnétique rotor

Ces phénomènes seront étudiés ensemble, dans le chapitre 2 puis 3. Et d'un autre côté, nous considérerons dans le chapitre 4 tous les aspects non liés à l'hystérésis. Cette répartition est imposée par la complexité importante des phénomènes magnétiques.

1.3.3 Hypothèses lors des études précédentes

Afin de bien mesurer l'influence de tous les phénomènes, nous rappelons ici ceux qui ont déjà été pris en compte dans les calculs présentés au paragraphe précédent :

- Les pertes joules dans les bobines stator
- Les pertes mécaniques
- Les pertes par hystérésis dans le circuit magnétique rotor et stator (mais pour partie seulement, et dans le cadre d'un certain nombre d'hypothèses imposées par leur calcul, hypothèses qui seront détaillées dans les chapitres correspondants)

1.4 Remarques sur les méthodes d'analyse employées et le choix d'exposé

La méthode d'analyse employée a été la même tout au long de l'étude. Elle se déroule selon le principe suivant : On fait un certain nombre d'hypothèses en faisant confiance soit au savoir-faire dans le domaine des machines électriques, soit à l'intuition. On met en œuvre la méthode d'estimation définie suite à cette série d'hypothèses. On réalise une mesure du critère d'atteinte de l'objectif que nous nous sommes fixé ($\pm 10\%$ des pertes). Si, au vu du critère, l'objectif n'est pas atteint, on remet en cause une des hypothèses que nous avons formulée (de préférence celle qui nous semble pouvoir apporter le plus d'amélioration possible). La méthode d'estimation est alors modifiée pour prendre en compte le nouveau phénomène. Une nouvelle mesure du critère est effectuée et ainsi de suite...

Il existe à présent deux façons de présenter l'étude. Soit de façon "chronologique", c'est à dire décrivant toutes les itérations effectuées sur les hypothèses, soit de façon "synthétique", en présentant en un bloc tous les phénomènes analysés pendant la durée de l'étude. Chaque méthode a des avantages et des inconvénients.

La description de toutes les itérations effectuées n'est pas propice à la rédaction d'un rapport clair et concis sur les différents résultats obtenus. De plus le fait d'avoir mené plusieurs actions en

parallèle ne facilite pas une rédaction chronologique. Une rédaction synthétique est donc intéressante de ce point de vue. Les inconvénients d'une rédaction synthétique sont que :

D'une part nombre de voies infructueuses n'apparaissent pas forcément dans le rapport, et on peut alors se demander si elles ont été investiguées.

D'autre part l'origine de certaines idées ou concepts, issus de voies infructueuses, peut devenir très nébuleuse.

Aussi, afin de limiter la taille de ce rapport, nous avons opté pour la rédaction synthétique avec, par endroits, l'insertion de quelques passages "historiques" afin d'éclairer le lecteur sur l'origine ou la finalité de certaines idées.

Chapitre 2

Modélisation des matériaux magnétiques

L'objectif de cette partie est d'établir un modèle de comportement des tôles électriques valable dans le cadre des hypothèses définies au chapitre précédent. On souhaite de plus imposer à ce modèle une contrainte de type informatique. En effet, la finalité du modèle étant l'utilisation dans des outils de calcul numérique, il est important que le modèle soit efficace aussi bien du point de vue du temps de calcul que du point de vue de l'utilisation de la mémoire.

Le système magnétique que nous souhaitons caractériser est donc une tôle électrique de section rectangulaire (largeur a et épaisseur b), supposée infinie dans le sens de la longueur (Figure 2-1). Le comportement de cette tôle est entièrement défini par la connaissance de deux grandeurs, le champ magnétique H_s en surface de la tôle et le flux magnétique moyen Φ_m au travers de la section $a \cdot b$. Le champ H_s est donné en ampère par mètre et le flux moyen est exprimé par sa densité B_m en tesla. Tous les champs sont considérés parallèles à l'axe Oz , ils sont en général créés par des courants circulant dans des conducteurs placés autour de la tôle.

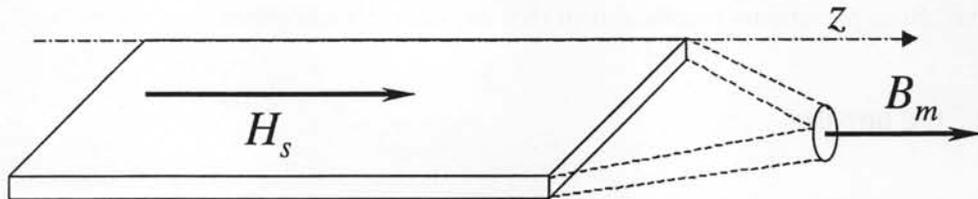


Figure 2-1 - Système magnétique à caractériser

Les différents phénomènes magnétiques observés trouvent leur origine à l'échelle atomique où chaque atome possède son propre comportement magnétique qui lui permet d'interagir avec ses voisins (échelle de grandeur : 1 nm). Sous l'effet des différentes interactions l'ensemble des moments magnétiques des atomes s'organise en domaines (des moments magnétiques voisins ayant la même direction) pour lesquels on peut définir un comportement propre (ordre de taille : 0.1 mm). Enfin, chaque tôle comporte plusieurs centaines de domaines et présente également son propre comportement (échelle de grandeur : 1 mm). On peut se placer, pour étudier le comportement des matériaux magnétiques, à chacun de ces niveaux. Pour l'instant il n'existe aucune analyse qui permette de consolider toutes ces approches, et ce sera probablement un des enjeux des années à venir.

Dans ce chapitre, nous nous plaçons à l'échelle de la tôle optant ainsi pour une approche macroscopique. Dans un premier temps, nous ferons une présentation succincte des types de loi de comportement que l'on rencontre habituellement. Nous exposerons ensuite une analyse complète du comportement d'une tôle électrique en régime dynamique. Puis nous appuyant sur les précédents travaux, notamment de C. Cester [CES-96], nous proposerons un modèle qui répond au cahier des charges exposé au début de ce chapitre. Enfin nous terminerons en évaluant les performances du modèle dynamique proposé en termes de pertes fer.

2.1 Classement des lois de comportement

Les lois constitutives des matériaux magnétiques sont complexes, elles sont à la fois non linéaires, anisotropes, dissipatives et dépendantes du passé. Malgré tout, il est nécessaire, pour réaliser la modélisation d'un système comprenant des matériaux magnétiques, de disposer d'un modèle de comportement de ces matériaux magnétiques. Aussi, a-t-on pris l'habitude de considérer un certain nombre de simplifications que l'on classe en trois catégories fonction de leur degré de simplification. Elles se répartissent ainsi :

- Linéaire
- Non linéaire
- Hystérétique

Les lois linéaires et non linéaires sont des lois réversibles alors que les lois hystérétiques ne le sont pas. Nous présentons succinctement chacune des trois catégories.

2.1.1 Loi linéaire

Il s'agit de la loi la plus simple. Dans ce cas les champs \vec{B} et \vec{H} sont toujours colinéaires et proportionnels. Le rapport de proportionnalité est souvent exprimé par rapport à μ_0 ce qui correspond alors à la perméabilité relative du matériau ([2-1]).

$$\vec{B} = \mu_0 \cdot \mu_r \cdot \vec{H} \quad [2-1]$$

Cette loi est utilisée essentiellement dans deux contextes bien caractéristiques : soit en première approximation dans des problèmes où la précision n'est pas un élément critique, problème de pré-dimensionnement par exemple, soit sur une plage de champ si restreinte, que la loi réelle devient effectivement linéaire.

2.1.2 Loi non linéaire

Il s'agit d'une loi dans laquelle les champs \vec{B} et \vec{H} sont toujours colinéaires, mais dont les intensités sont liées par l'intermédiaire de la courbe de saturation (Figure 2-2). C'est la loi la plus couramment utilisée dans les problèmes électrotechniques, et plus particulièrement dans des outils de calcul ou de simulation de structures électromagnétiques.

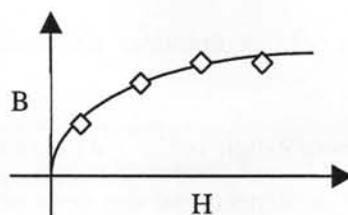


Figure 2-2 – Courbe de saturation, points expérimentaux

Il existe deux "philosophies" pour représenter mathématiquement ce type de loi, soit par approximation de fonction, soit par interpolation. Par approximation, il s'agit de déterminer les paramètres d'une fonction définie à l'avance afin qu'ils permettent à cette fonction de "coller" au mieux aux points expérimentaux. Par interpolation il s'agit de définir un groupe de fonctions qui relient tous les points expérimentaux avec des contraintes de dérivabilité. Nous donnons quelques exemples classiques de représentation par approximation ou interpolation.

Fonctions d'approximation, où α , β et γ sont des paramètres de réglage :

- Relation de Fröhlich-Kennelly [JIL-91] :

$$B = \frac{H}{\alpha + \beta \cdot H} + \gamma \cdot H \quad [2-2]$$

- Arctangente [ABU-89] :

$$B = \alpha \cdot \arctan\left(\frac{H}{\beta}\right) + \gamma \cdot H \quad [2-3]$$

- Formule de Rougé [NIC-91] :

$$H = \alpha \cdot B + \beta \cdot B^{2\gamma+1} \quad [2-4]$$

Formule qui doit être substituée par [2-5] pour tendre vers la réductivité du vide à l'infini.

$$H = \frac{\alpha \cdot B + \beta \cdot B^{2\gamma+1}}{\mu_0 \cdot (\alpha + \beta \cdot B^{2\gamma}) + 1} \quad [2-5]$$

- Exponentielle [BRA-75] :

$$H = (\alpha \cdot e^{\beta \cdot B^2} + \gamma) \cdot B \quad [2-6]$$

Fonctions d'interpolation :

Par splines cubiques de classe C2 [DEL-94]. C'est une fonction qui passe bien par tous les points expérimentaux, mais dont un seul point mal placé peut modifier l'allure de la courbe

sur un grand intervalle et entraîner des oscillations indésirables qui rendent alors la fonction non monotone.

Akima propose une interpolation cubique de classe $C1$ originale [DEL-94], où la pente en un point expérimental ne dépend que des deux points à gauche et des deux points à droite, réduisant ainsi l'influence d'un point à un intervalle restreint.

2.1.3 Lois hystérétiques

Il y a aujourd'hui beaucoup de travaux sur la modélisation des lois constitutives dissipatives des matériaux magnétiques. On peut distinguer deux grandes tendances quant à l'approche de ces lois hystérétiques. La première consiste en une approche "*empirique*" ou "*mathématique*" dans laquelle on ne se préoccupe pas de la physique du matériau mais où l'on cherche à définir un outil mathématique approchant au mieux le comportement des grandeurs observées (typiquement réseaux de neurones). La seconde, se qualifie au contraire d'approche "*phénoménologique*" et se base sur la connaissance des phénomènes physiques intervenant dans le matériau pour essayer d'en extraire des règles générales de comportement.

La principale difficulté pour représenter l'hystérésis magnétique vient du fait que le comportement présent du système est conditionné par son histoire. Pour une même condition d'excitation plusieurs évolutions sont possibles, fonction de ce qui s'est précédemment passé. Une des façons de prendre en compte ce passé consiste par exemple à mémoriser le dernier point pour lequel l'excitation a changé de sens et décrire ainsi l'évolution du système fonction de ce point que l'on appelle point de rebroussement. Les modèles utilisant ce principe sont les modèles statiques de type Duhem, ils se basent sur un cycle majeur et sont complétés par deux familles de courbes une montante et une descendante (Figure 2-3). En chaque point du plan (H, B) il ne passe qu'une seule courbe de la famille montante et qu'une seule courbe de la famille descendante. Ainsi à chaque fois que l'on change de sens on se replace soit sur la famille de courbes montantes soit sur la famille de courbes descendantes en fonction du nouveau sens de variation que l'on vient d'adopter. Il existe de nombreuses fonctions qui permettent de décrire ces familles de courbes, entre autres : [POT-71] avec des tangentes hyperboliques, [ZAH-83] avec des sinus puissance n , [OSS-91] avec des polynômes.

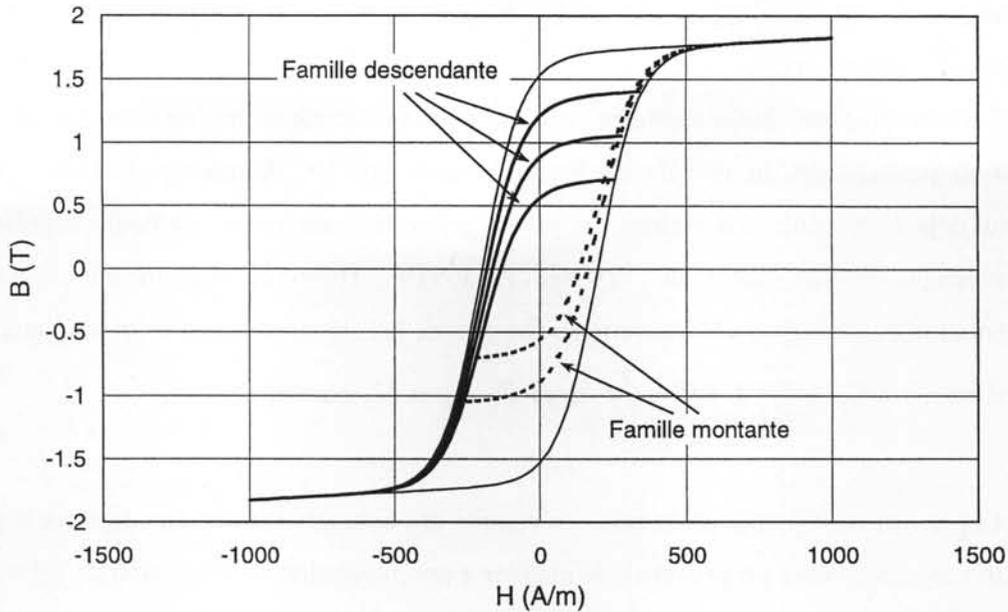


Figure 2-3 – Modèle de type Duhem (Potter – Schmulian)

Dans tous les cas, ces modèles sont simples mais peu précis, l'histoire étant décrite trop sommairement par rapport à la réalité. Il existe alors des modèles qui utilisent une représentation de l'histoire beaucoup plus complète, comme par exemple le modèle de Preisach [MAY-91]. Ce modèle, basé sur une représentation statistique de cycles d'hystérésis rectangulaires élémentaires et permet de décrire le comportement quasi-statique du matériau. Il a donc été et est encore beaucoup étudié et de nombreuses variantes ont été proposées, entre autres par Della Torre avec le "*Moving Model*" [DEL-66] ou le "*Complete Moving Model*" [VAJ-92a], [VAJ-92b]. Certains outils mathématiques, comme les réseaux de neurones permettent aussi de représenter par identification un comportement hystérétique [SAL-97]. On trouve également des modèles inspirés par des considérations physiques, comme le modèle de Jiles [JIL-91] basé sur la théorie du champ moléculaire de Weiss ou le modèle de Bergquist [BER-95] basé sur des considérations thermodynamiques. Tous ces modèles sont des modèles qui permettent de représenter le comportement statique des matériaux. Or, ce que nous intéresse ici est de décrire le comportement du système "tôle magnétique". Les courants induits qui se développent dans la tôle lui confère des propriétés dynamiques qu'il faut modéliser.

Pour introduire les aspects dynamiques dans la modélisation, une première solution qui a déjà été publiée de nombreuses fois est de procéder à une résolution numérique de l'équation de diffusion en utilisant une des lois locales de comportement que nous avons évoquée précédemment. Del Vecchio présente une résolution en 1D avec un modèle de Preisach statique [DVC-82]. Basso et Bertotti proposent une résolution identique mais avec une loi hystérétique statique développée pour l'occasion et basée sur des considérations de déplacement de paroi [BAS-98]. Malgré des premiers

résultats intéressants, cette approche reste insuffisante car elle ne prend pas en compte la dynamique des parois dans le matériau.

Bertotti propose, en s'appuyant sur sa théorie statistique du mouvement de paroi, une adaptation performante du modèle de Preisach basée sur les "Magnetics Objects". Son modèle contient déjà l'ensemble des termes de pertes permettant ainsi une meilleure représentation du comportement de l'ensemble du système [BER-91b], [BER-92]. Ce modèle conduit à une représentation de l'aire du cycle qui varie en fonction de la fréquence f avec la loi de l'équation [2-7].

$$\text{Aire}(f) = C_0 + C_1 \cdot f + C_2 \cdot \sqrt{f} \text{ avec } C_0, C_1 \text{ et } C_2 \text{ constantes} \quad [2-7]$$

Cependant pour améliorer la prise en compte des courants induits dans le modèle proposé par Bertotti, certains auteurs proposent de le coupler à une résolution de l'équation de diffusion. Rouve propose une résolution en utilisant le Dynamic Preisach Model qui inclus ainsi les pertes en excès [ROU-96] et Bottauscio compare différentes formulations pour effectuer cette résolution [BOT-98]. Dans ce dernier cas, la simulation donne des résultats très proches de la mesure quelle que soit la fréquence d'excitation.

Malgré de très bons résultats ces modèles ne conviennent pas à notre problématique, du fait de l'utilisation d'une résolution numérique, ils sont tous très coûteux en temps de calcul et en place mémoire. De plus, il ne se présente pas sous une forme favorable pour notre système. En effet nous souhaitons décrire une loi sous la forme $H(B)$ et le modèle se présente, comme la plupart des modèles, sous la forme $B(H)$. Son utilisation nécessite donc la mise en place de l'inversion de ce dernier ce qui implique un processus itératif numérique qui nous renvoie au problème de temps de calcul. Nous allons donc, dans la suite de ce chapitre, nous atteler à définir une représentation $H(B)$ de notre système "tôle magnétique" qui soit à la fois performante et informatiquement efficace.

2.2 Modélisation du comportement hystérétique dynamique d'une tôle

On a vu combien il est difficile de modéliser le comportement dynamique des tôles électriques. Des études antérieures sur le comportement des tôles en régime trapézoïdale [KED-86], [MAH-95] ont montré que pour une induction crête donnée, les pertes magnétiques par cycle (P/f) ne dépendent pas de la fréquence du trapèze mais de sa pente dB/dt . Il en est de même pour le cycle dynamique du matériau. Le paramètre dB/dt est donc un paramètre déterminant pour le comportement du matériau. Ceci s'explique bien par le fait que les pertes sont engendrées localement par des variations de flux induit lors des déplacement de parois. D'où l'idée de caractériser le matériau par deux paramètres B et dB/dt . Pour caractériser le comportement il faut alors, à chaque couple $(B, dB/dt)$, associer le champ H correspondant [CES-97]. Pour cela on s'appuie sur une démarche expérimentale qui permet de déterminer la surface $H(B, dB/dt)$. Nous effectuons des mesures sur cadre Epstein avec différents

signaux et différentes fréquences. Afin de pouvoir classer efficacement les résultats nous choisissons les signaux de telle façon qu'ils se classent facilement suivant le paramètre dB/dt .

Voici comment nous allons construire le tableau de données dont nous avons besoin. Le matériau est caractérisé à l'aide d'un cadre Epstein automatisé qui permet d'imposer la forme des signaux que l'on souhaite et de faire l'acquisition numérique du cycle résultant. La Figure 2-4 et le Tableau 2-1 schématisent le principe de la méthode. Tout d'abord nous imposons un signal d'induction triangulaire afin qu'en valeur absolue la valeur de dB/dt soit constante. Ensuite pour un signal triangulaire d'amplitude et de fréquence donnée, nous effectuons une discrétisation du cycle mesuré sur le cadre et stockons la liste des points obtenus dans une colonne du tableau de données. Puis, nous modifions la fréquence du triangle sans changer l'amplitude pour obtenir une nouvelle valeur de dB/dt . Pendant toutes les mesures l'amplitude du triangle est maintenue constante, si bien que le tableau obtenu est celui correspondant à cette amplitude. Pour la suite nous appelons cette amplitude B_c (pour B crête).

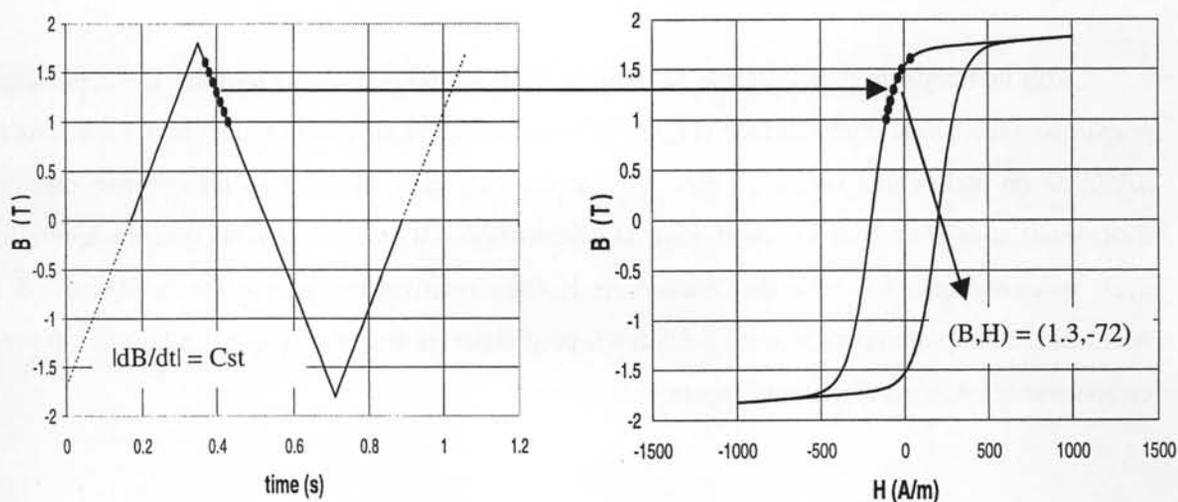


Figure 2-4 – Principe de mesure des données expérimentales

Tableau des valeurs de H pour $B_c=1.7$ T	Valeurs de dB/dt en T/s								
	Valeurs de B en T	-9 000	-8 990	-8 980		0		8 980	8 990
0.1	-3 010	-3 006	-3 000				1 290	1 295	1 300
0.2	-2 957	-2 953	-2 948				1 350	1 356	1 362
0.3	-2 839	-2 835	-2 832				1 480	1 487	1 495
1.7	5 820	5 812	5 800				7 100	7 126	7 150
1.8	7 624	7 610	7 600				8 900	8 928	8 955

Tableau 2-1 – Principe de classement des mesures expérimentales

Afin de mieux se représenter le tableau de données, nous pouvons en faire une représentation graphique sous forme d'une surface (Figure 2-5) qui donne H en fonction des deux paramètres B et dB/dt . Si on réalise une coupe de cette surface dans un plan $dB/dt = Cst$, on retrouve une courbe d'aimantation de H en fonction de B . Pour la valeur $dB/dt = 0$ on observe alors une représentation du cycle quasi-statique. L'échelle de variation de H étant relativement grande sur la Figure 2-5 il est nécessaire de faire un zoom autour de $dB/dt = 0$ pour observer ce qui s'y passe. La Figure 2-6 présente ce zoom et le cycle quasi-statique apparaît clairement.

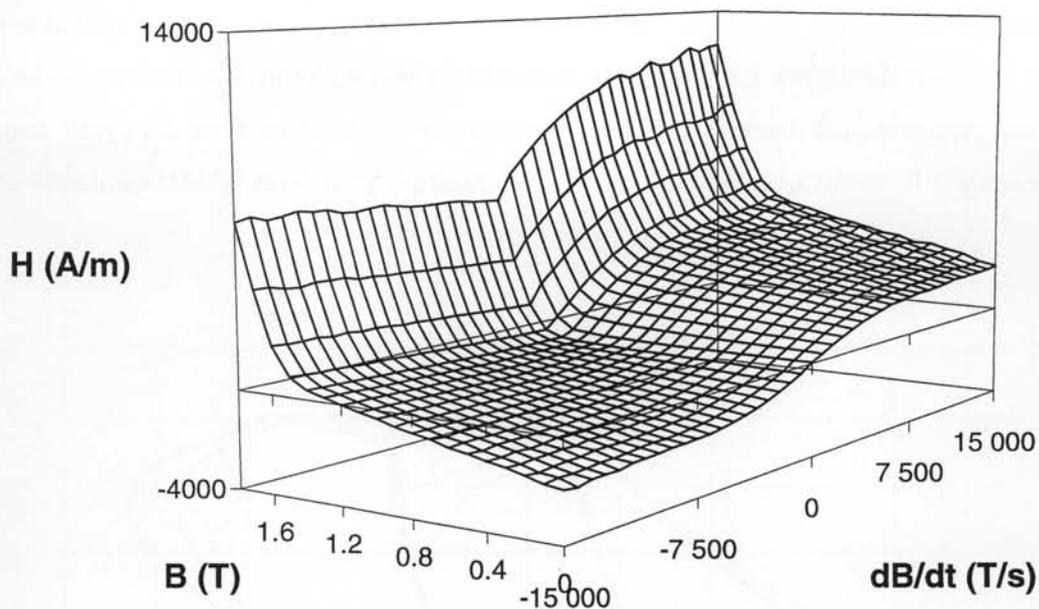


Figure 2-5 – Surface représentant les données expérimentales $H(B, dB/dt)$

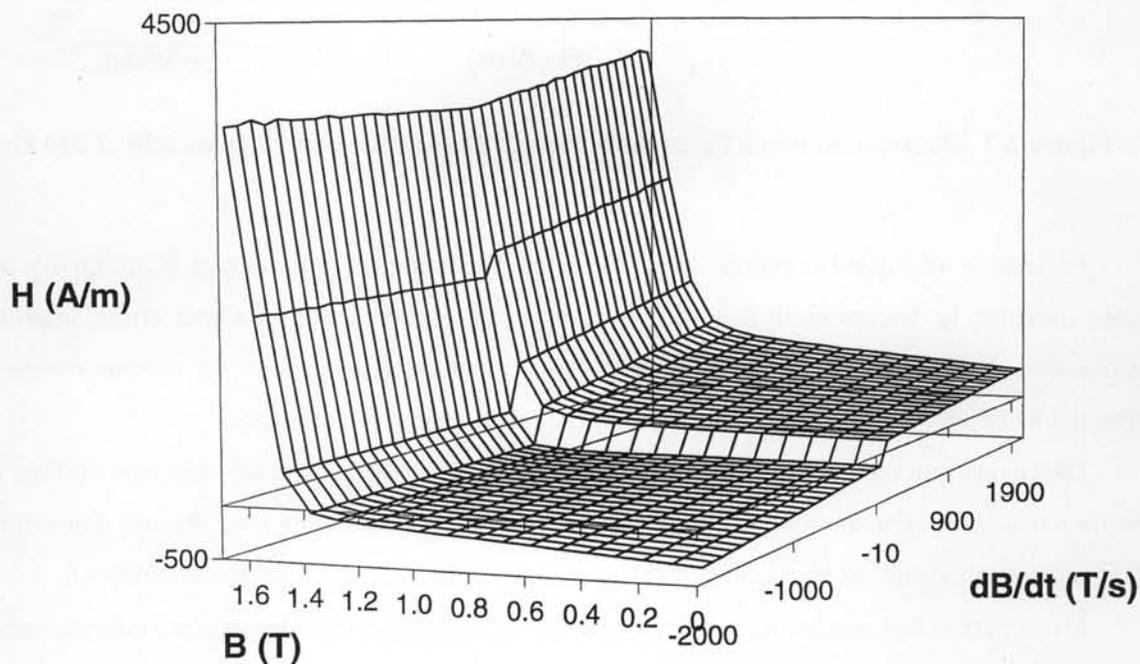


Figure 2-6 – Surface représentant un zoom sur les données expérimentales $H(B, dB/dt)$

Dans sa thèse, C. Cester a choisi d'utiliser directement le tableau de données (Tableau 2-1) pour créer un modèle de comportement dynamique de la tôle. La mise en œuvre est relativement simple, il

suffit lorsque l'on dispose d'un signal $B(t)$ de calculer le signal $dB/dt(t)$, puis pour chaque valeur de t d'estimer la valeur de $H(t)$ par le tableau. Ceci nécessite bien sûr de procéder à une interpolation pour joindre tous les points du tableau. L'interpolation effectuée est linéaire à partir des trois points les plus proches. Cette représentation donne de très bons résultats pour la représentation des cycles majeurs d'amplitude égale à B_c quelle que soit la fréquence. Un exemple pour 50 et 200 Hz est donné sur la Figure 2-7.

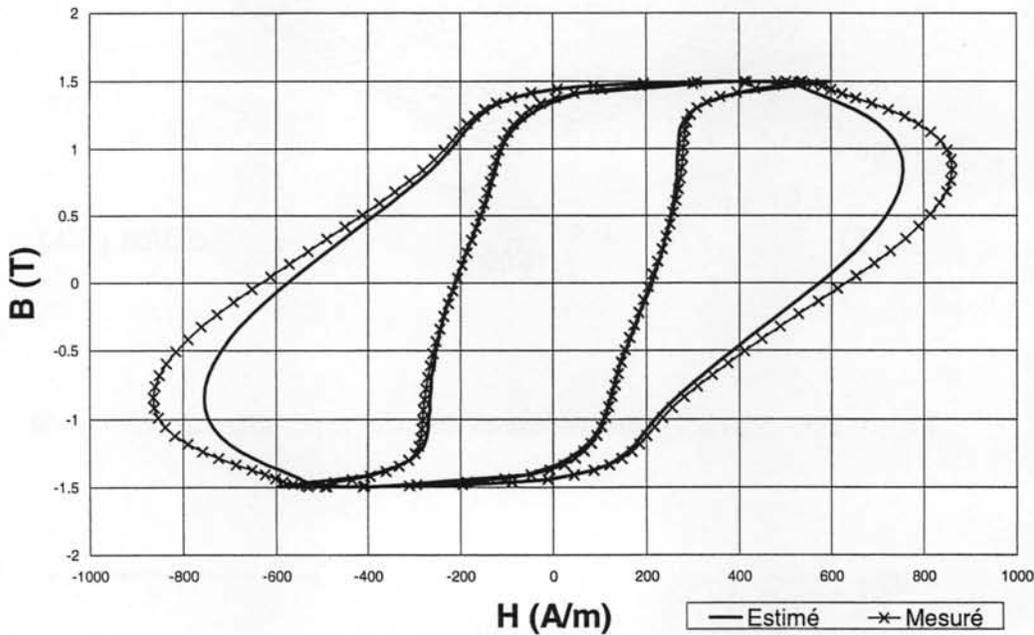


Figure 2-7 – Représentation à l'aide de la surface $H(B, dB/dt)$ pour B sinus à 50 et 200 Hz

Par contre, dès que l'amplitude crête du signal à calculer est inférieure à B_c ou qu'il y a des cycles mineurs, la discontinuité que l'on observe sur la Figure 2-6 génère une erreur importante d'estimation. Pour tenter de minimiser cette erreur, C. Cester a proposé un certain nombre de correctifs à apporter à la méthode, mais sans cependant en changer le principe.

Décrivons rapidement les correctifs proposés. Il s'agit tout d'abord de créer une surface pour chaque valeur crête d'induction si bien que, pour chaque signal à estimer on dispose d'une surface adaptée. La méthode décrit bien le cas de cycles majeurs mais présente deux inconvénients :

D'une part, il faut stocker un nombre important de surfaces et donc beaucoup d'information.

D'autre part il faut connaître tout le signal $B(t)$ à l'avance pour sélectionner la meilleure surface à utiliser.

Cette contrainte de la connaissance avant calcul de l'ensemble du signal $B(t)$ est très forte, car elle élimine définitivement l'utilisation d'un tel modèle comme loi de comportement dans les outils de simulation. Ensuite, C. Cester propose de mettre en place une détection des cycles mineurs, toujours à partir de la connaissance préalable du signal pour, dans les cas de ces cycles mineurs, réduire la

discontinuité en modifiant la surface initiale. Malgré ces corrections, les manipulations supplémentaires introduites par le choix de la surface et la détection des cycles mineurs génèrent des erreurs, notamment en présence de composante continue ou de cycles mineurs de grandes tailles. Des résultats obtenus avec cette méthode dans le cas d'un cycle avec composante continue sont présentés sur la Figure 2-8. Pour pouvoir faire cette comparaison, il a fallu bien entendu développer un appareillage de mesure adapté. Le détail sur la méthode employée pour ces mesures sera donné au paragraphe concernant comparaison.

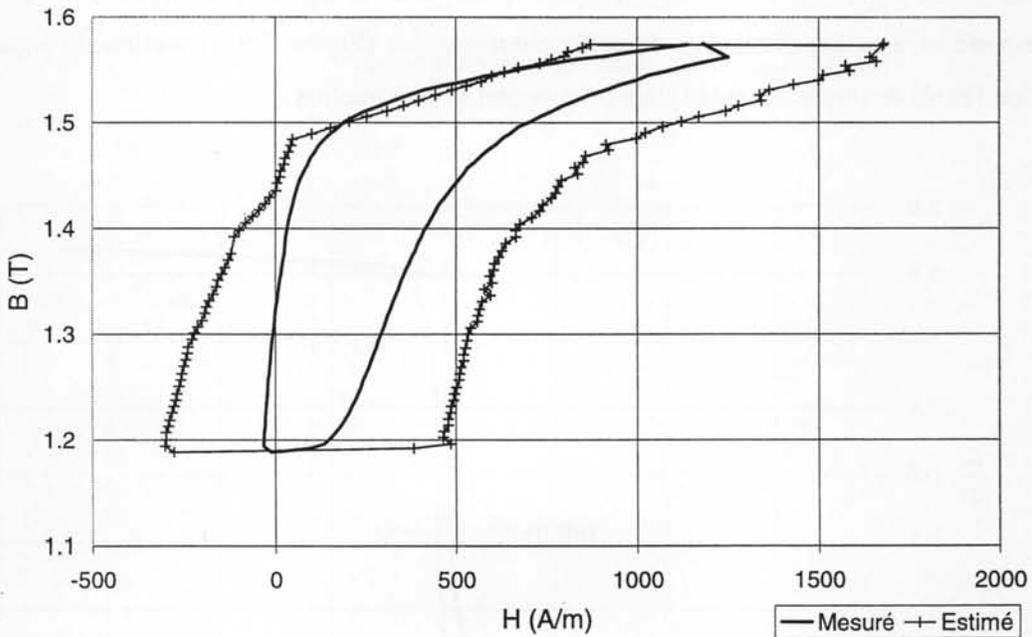


Figure 2-8 – Représentation d'un cycle avec composante continue par la surface $H(B, dB/dt)$

Afin d'identifier les causes d'échec de la représentation précédente, nous avons analysé de manière systématique les différentes données dont nous disposons. Pour cela nous avons comparé l'ensemble des surfaces déterminées avec des inductions crêtes différentes. Pour mener cette comparaison, nous avons cherché à ne conserver des surfaces que les parties "communes". Pour ce faire nous avons supprimé à chaque surface le cycle quasi-statique mesuré avec la même induction crête que celle utilisée lors de la caractérisation de la surface. Le résultat de cette comparaison a fait apparaître que les parties "communes" à toutes les surfaces étaient identiques quelle que soit la surface. Autrement dit, la contribution dynamique au cycle d'hystérésis est une surface indépendante de l'induction crête utilisée pour la caractériser.

Cette analyse, nous a donc amené à proposer une nouvelle représentation, dans laquelle nous séparons le champ $H(t)$ en deux contributions, l'une que nous appelons statique H_{stat} et qui correspond au comportement dans le cas où dB/dt est nul et une autre que nous appelons dynamique et qui

correspond à la quantité à ajouter au H_{stat} pour obtenir le H réel. Nous notons cette contribution supplémentaire H_{dyn} .

2.2.1 Séparation des contributions statiques et dynamiques

Nous travaillons à présent avec une seule surface, celle qui correspond à l'induction crête maximum que nous avons obtenue en mesure, dans notre cas 1.8 T. Pour déterminer de manière expérimentale la partie H_{dyn} il suffit de soustraire au champ $H(B, dB/dt)$ mesuré la valeur $H_0(B)$ correspondant à $H(B, 0)$. Ce champ $H_0(B)$ comporte deux branches l'une $H(B, 0^+)$ et l'autre $H(B, 0^-)$ correspondant aux deux branches du cycle quasi-statique (Figure 2-9). Fonction du signe de dB/dt l'une ou l'autre des branches est utilisée pour opérer la soustraction.

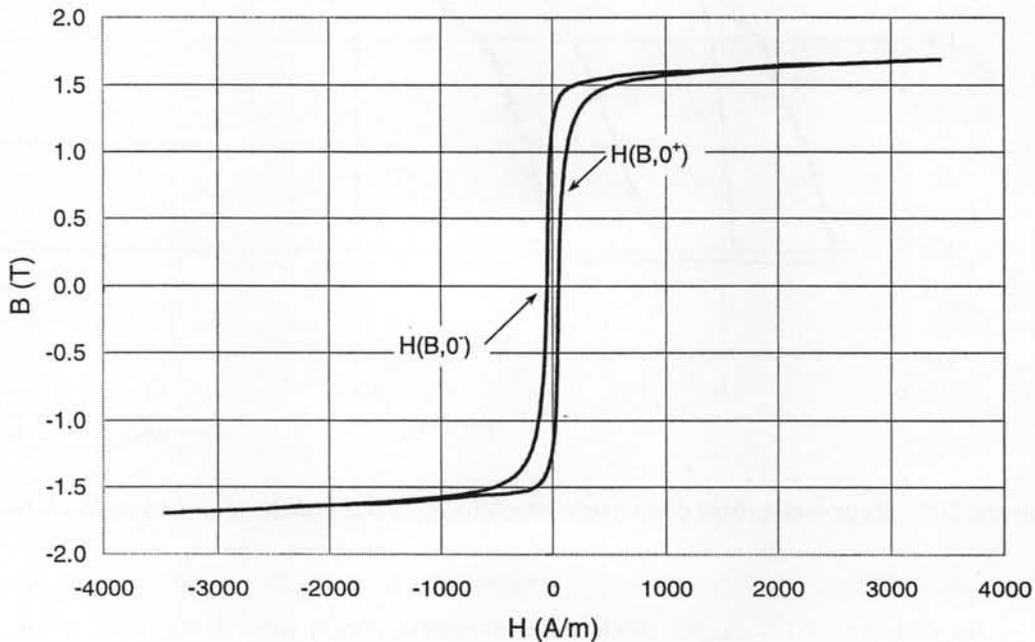


Figure 2-9 – branches du cycles quasi-statique à soustraire à $H(B, dB/dt)$

La surface obtenue qui correspond à la surface de la Figure 2-5 moins le cycle de la Figure 2-9 est représentée sur la Figure 2-10. Comme précédemment il est intéressant de faire un zoom autour de la valeur $dB/dt = 0$ (Figure 2-11). On peut y noter qu'évidemment cette nouvelle surface H_{dyn} ne comporte plus de discontinuité.

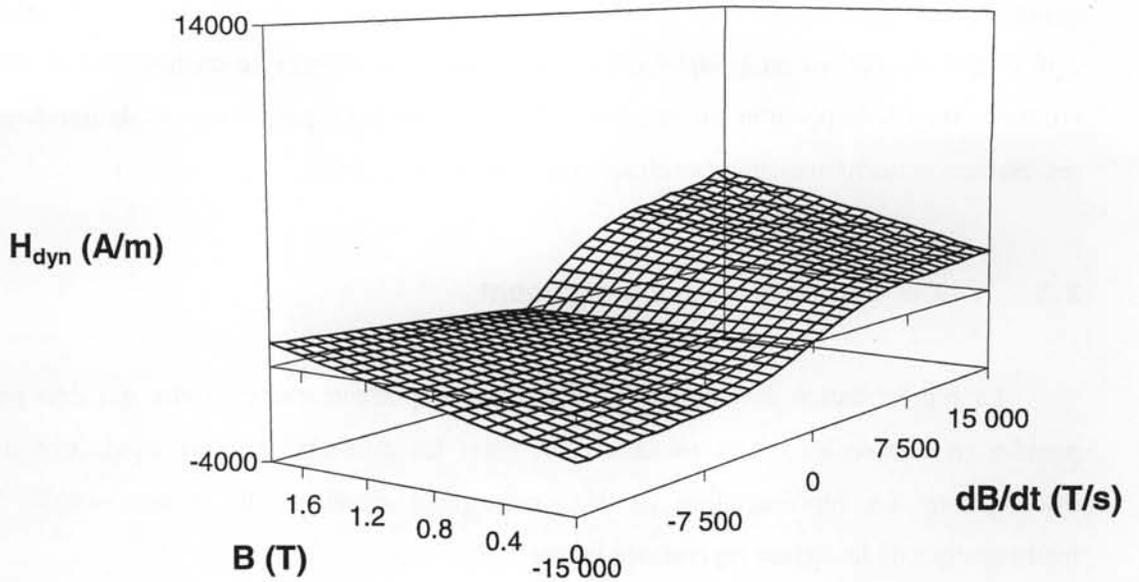


Figure 2-10 – Surface représentant la contribution dynamique du champ (à comparer à la Figure 2-5)

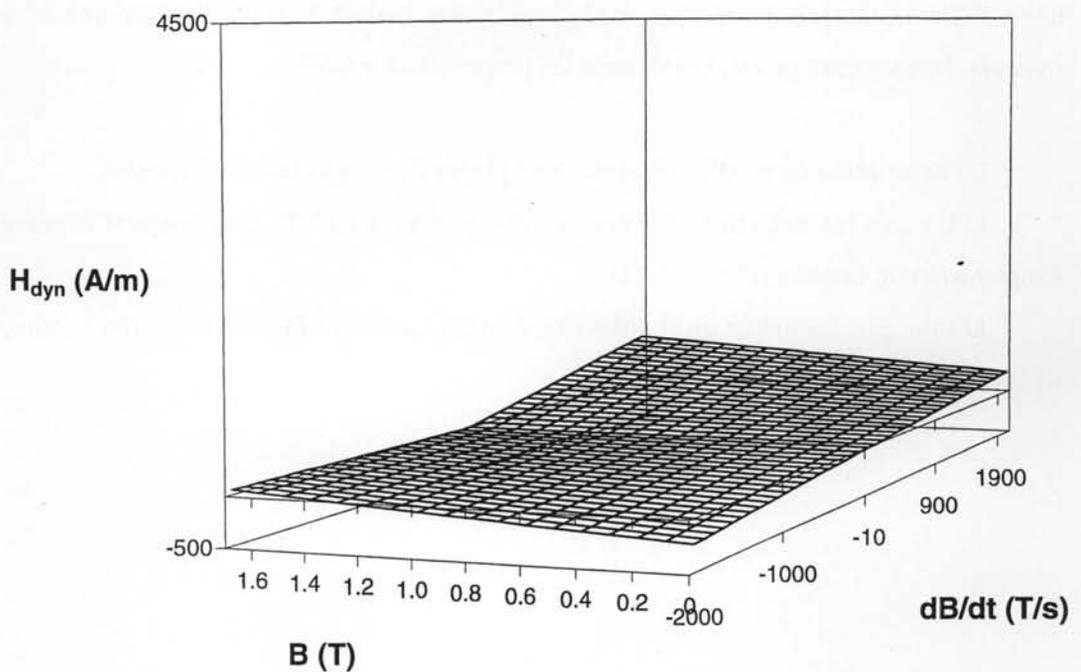


Figure 2-11 – Surface représentant un zoom sur la contribution dynamique du champ (à comparer à la Figure 2-6)

Nous avons donc obtenu une décomposition du champ total H en deux parties, une partie H_{stat} qui reflète le comportement statique, et une partie H_{dyn} qui est représentée par la surface de la Figure 2-10 et qui correspond au complément à ajouter pour reconstruire le champ total H . Pour pouvoir utiliser cette décomposition de manière efficace, nous nous proposons de définir à présent une représentation mathématique pour chacune des parties H_{stat} et H_{dyn} .

2.3 Choix d'une loi de comportement

La représentation mathématique de H_{stat} est importante car c'est elle qui doit permettre de prendre en compte les cycles mineurs et de gérer les différents niveaux d'induction ainsi que la discontinuité. La représentation de H_{dyn} correspond quant à elle à une simple formulation mathématique de la surface représentée Figure 2-10.

2.3.1 Modèle analytique simple de la contribution statique $H_{stat}(B)$

Nous proposons un modèle d'hystérésis statique qui fournisse la loi de comportement de H en fonction de B pour le matériau que nous étudions. C'est un modèle empirique simple qui est évidemment bien moins précis que les modèles bien connus tels que celui de Preisach ou de Jiles évoqués au paragraphe 2.1.3. Il présente par contre l'avantage de s'exprimer sous forme analytique, donc d'être instantané à calculer, et de représenter malgré tout de manière cohérente les cycles mineurs. Nous présentons ici rapidement les propriétés de ce modèle.

La description du modèle présente deux plages de comportement distinctes :

D'une part les inductions élevées (ici, B supérieur à 1.67 T) pour lesquels le comportement est simplement non linéaire (Figure 2-12).

D'autre part les inductions faibles (ici, B inférieur à 1.67 T) pour lesquelles le comportement est hystérétique.

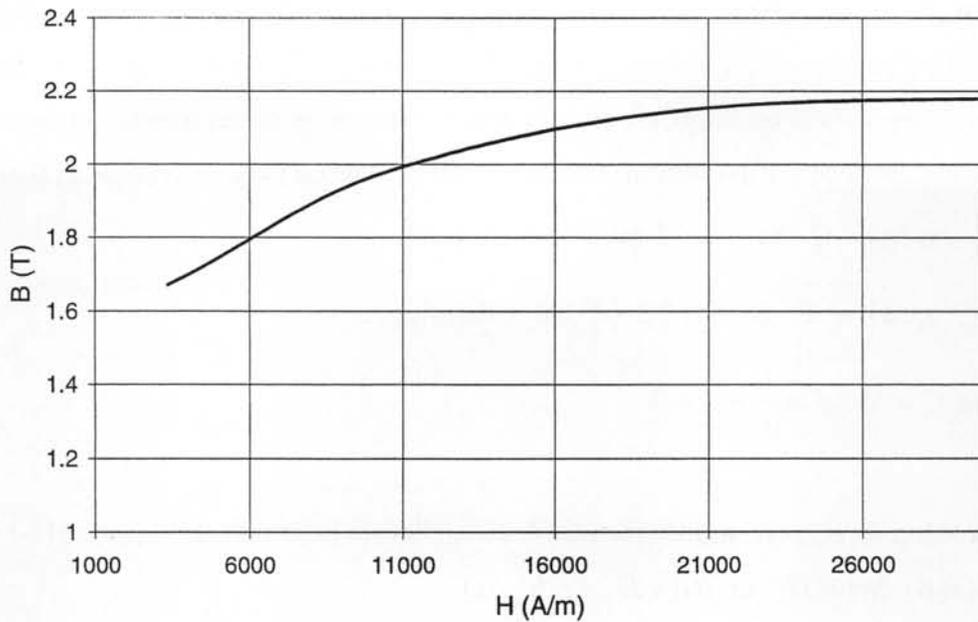


Figure 2-12 – Courbe utilisée pour représenter les inductions élevées

Pour représenter le comportement hystérétique (B inférieur à 1.67 T) nous utilisons le principe déjà proposé par d'autres auteurs [JIL-84], [HOL-96] ou [HIR-98] qui consiste à scinder le champ H en deux contributions, l'une réversible H_{rev} et l'autre irréversible H_{irr} . La partie réversible est identifiée à la courbe anhystérétique du matériau, obtenue en appliquant un champ magnétique alternatif d'amplitude décroissante à un champ magnétique constant [BOZ-53]. Cette courbe est ensuite représentée par une fonction, qui se trouve pouvoir être dans notre cas la combinaison des équations [2-8] et [2-9]. Ces formules fonctionnent bien ici, mais ne sont pas du tout génériques. On pourrait se contenter par exemple d'une interpolation linéaire ou trouver une autre fonction du type de celles du paragraphe 2.1.2 qui approcherait la courbe anhystérétique.

$$x(B) = \frac{B}{(a \cdot B^2 + c)} \text{ avec } a = 0.14 \text{ et } c = 1.295 \quad [2-8]$$

$$H_{rev}(x(B)) = A \cdot \left(\frac{1}{z + x(B)^3} - \frac{1}{z - x(B)^3} \right) \text{ avec } A = 50 \text{ et } z = 1.001 \quad [2-9]$$

Pour la partie irréversible, il nous faut introduire l'histoire du matériau pour pouvoir différencier le comportement en fonction des événements passés. Nous conservons la transformation de B en x à l'aide de l'équation [2-8] et choisissons pour caractériser cette histoire d'utiliser une variable supplémentaire Δx qui représente une image de la distance parcourue par la variable x depuis le dernier rebroussement. Cette notion est bien entendue déjà introduite par d'autres auteurs, notamment ceux qui proposent des familles de courbes de renversement (voir paragraphe 2.1.3). La

partie irréversible dépend donc de deux paramètres, x et Δx . De la même façon que pour la définition de H_{rev} , nous n'avons pas essayé de trouver une expression générale pour H_{irr} mais nous nous sommes contentés de représenter au mieux les courbes de renversement et cycles mineurs et avons déterminé intuitivement une fonction qui convenait. L'expression obtenue est celle de l'équation [2-10].

$$\begin{aligned}
 H_{irr}(x, \Delta x) &= C \cdot \Delta x^d \cdot (1 + 2 \cdot |x|^e) \text{ si } x \text{ croissant} \\
 H_{irr}(x, \Delta x) &= -C \cdot \Delta x^d \cdot (1 + 2 \cdot |x|^e) \text{ si } x \text{ décroissant} \\
 \text{avec } C &= 55, d = \frac{1}{3} \text{ et } e = 3
 \end{aligned}
 \tag{2-10}$$

La valeur de H_{stat} est ensuite reconstituée en appliquant la formule de l'équation [2-11].

$$H(x(B), \Delta x) = H_{rev}(x(B)) + H_{irr}(x(B), \Delta x)
 \tag{2-11}$$

Le modèle est ensuite appliqué sur différents cycles afin de valider son comportement. Il est important de remarquer que le modèle comporte une variable histoire qui est toujours initialisée à 0, ce qui introduit un transitoire numérique qui oblige à faire deux passages dans le modèle pour atteindre les valeurs définitives de la solution. Nous présentons tout d'abord le comportement du modèle sur des cycles majeurs de différentes amplitudes (Figure 2-13 et Figure 2-14). On observe que l'estimation est correcte, cependant pour les faibles niveaux d'amplitude on voit apparaître (encart de la Figure 2-14) des lignes horizontales aux sommets du cycle (lignes qui n'existent pas dans la mesure). Ces lignes sont dues à une prise en compte trop sommaire de l'histoire qui est à l'image de frottements secs, ce qui n'est pas uniquement le cas dans la réalité. Les écarts restent cependant faibles.

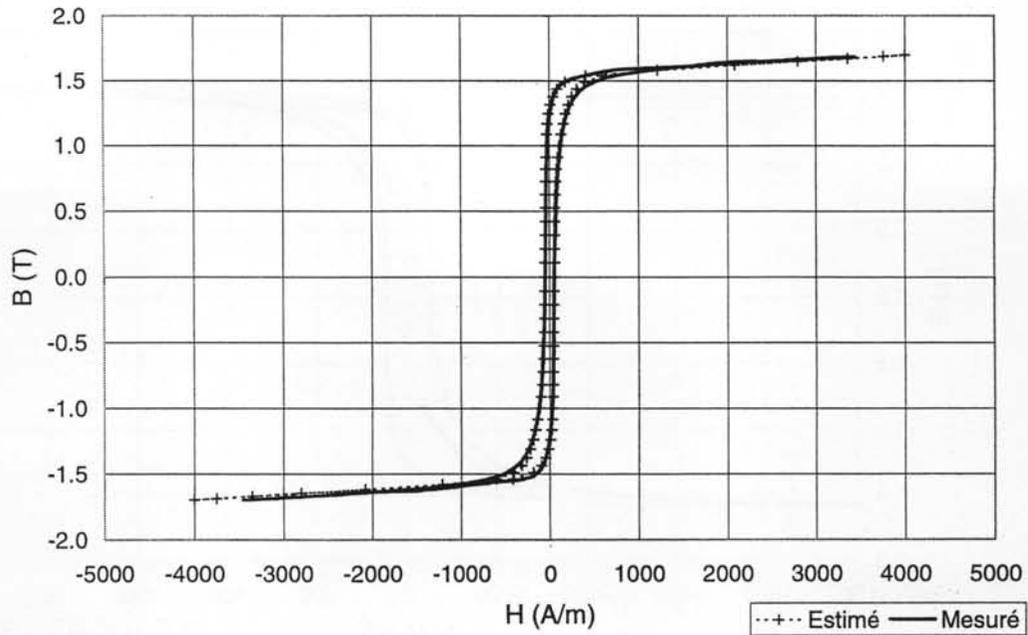


Figure 2-13 - Comparaison des cycles à 1.7T

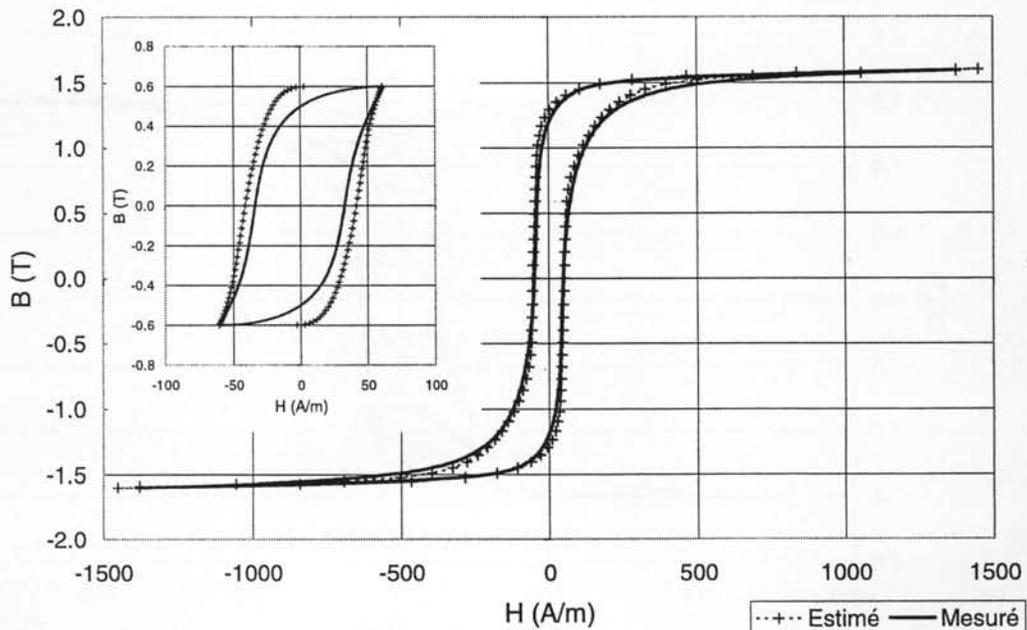


Figure 2-14 – Comparaison des cycles à 0.6 et 1.6T

Pour la comparaison dans le cas de cycles mineurs, nous avons choisi des cycles avec des cycles mineurs de différents niveaux et de différentes amplitudes afin de confronter le modèle à des comportements très variés. Les résultats sont donnés dans les Figure 2-15, Figure 2-16 et Figure 2-17.

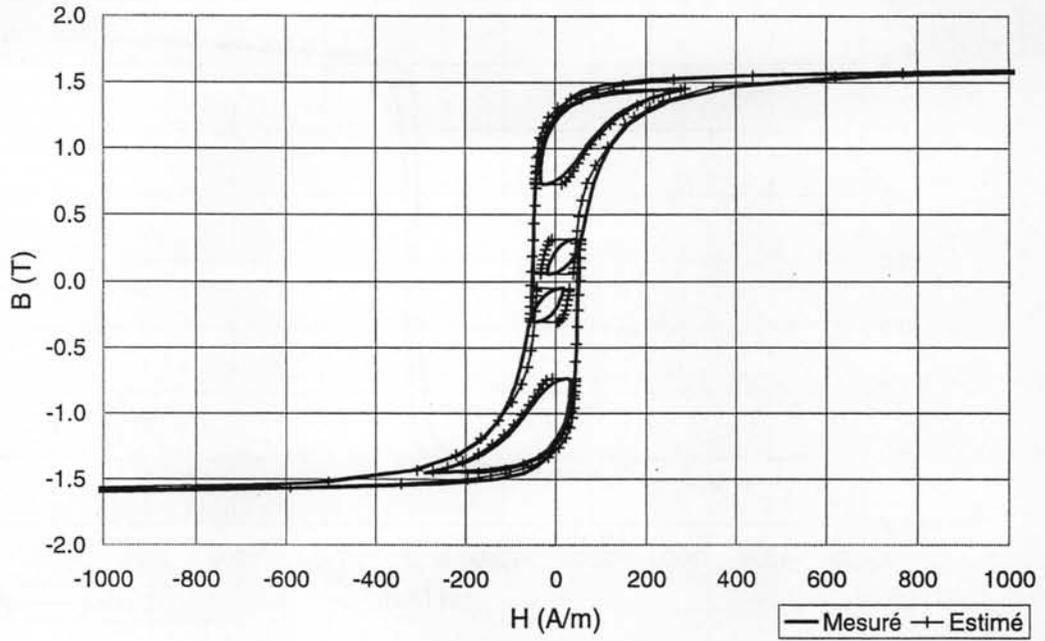


Figure 2-15 – Comparaison des cycles avec des cycles mineurs

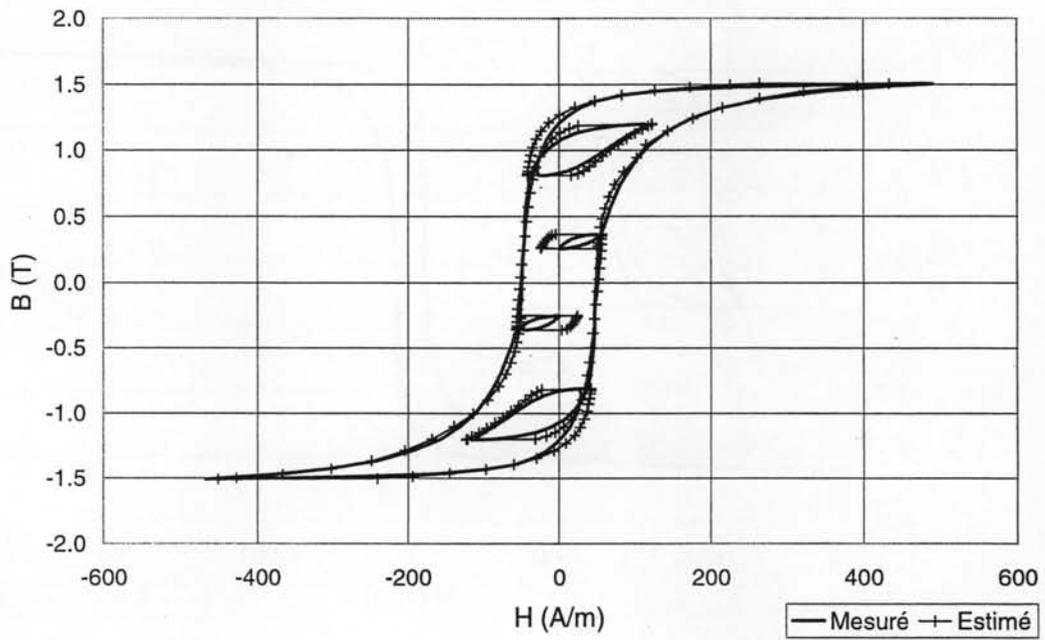


Figure 2-16 – Comparaison des cycles avec des cycles mineurs

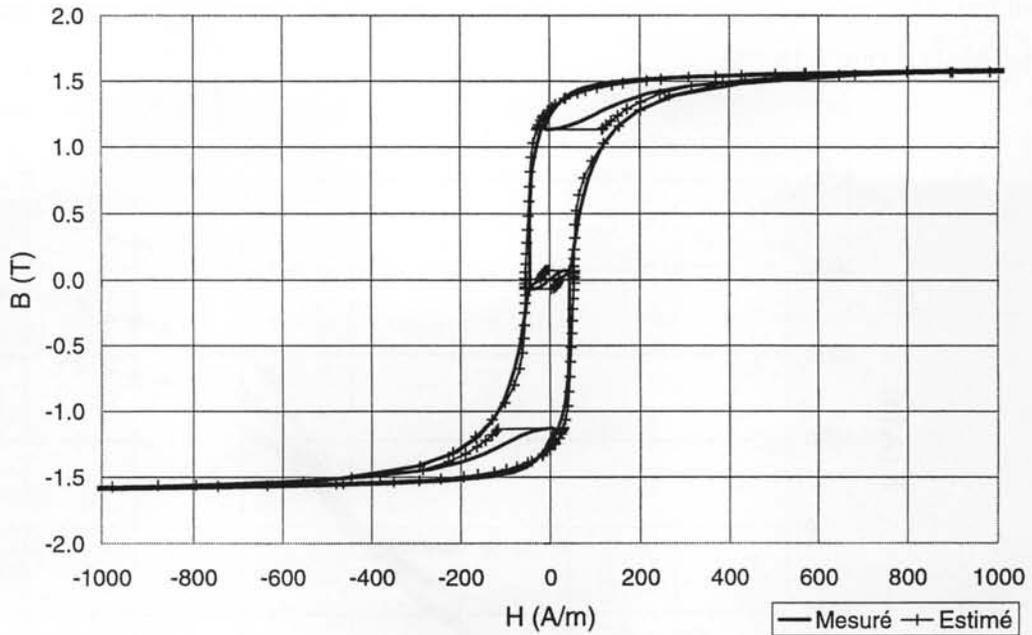


Figure 2-17 – Comparaison des cycles avec des cycles mineurs

On peut noter que le modèle se comporte de façon tout à fait cohérente avec ces cycles mineurs. Il respecte les variations et les courbures, cependant on retrouve, pour les cycles mineurs de petite amplitude, le même défaut que pour les cycles majeurs de faible amplitude, c'est-à-dire une discontinuité horizontale. On note ce défaut systématique du modèle qui consiste à agrandir les cycles de petite taille. Cela est dû à une modélisation trop simpliste des effets dissipatifs : Nous avons ici considéré une variable histoire très simple et qui s'apparente à des frottements secs uniformes. Des améliorations pourraient être faites en introduisant une variable histoire plus complète, mais cela alourdirait forcément le modèle, ce que nous voulons absolument éviter.

D'une manière générale, le modèle donne une précision tout à fait satisfaisante pour les calculs que nous souhaitons mener. A titre d'exemple, l'écart sur les pertes quasi-statiques dans le cas de cycles majeurs est toujours inférieur à 10% et il est inférieur à 15% dans les cas de la présence de cycles mineurs.

2.3.2 Modèle analytique de la contribution dynamique $H_{dyn}(B, dB/dt)$

Pour définir une représentation analytique de la surface H_{dyn} nous projetons tout d'abord cette surface dans une série de plans de coupe à $B = Cst$. Puis pour chaque plan de coupe nous donnons une expression analytique de la fonction $H_{dyn}(dB/dt)$. Nous procédons ensuite à une synthèse des différentes fonctions obtenues afin d'obtenir une formulation unique pour toute la surface. Les

courbes obtenues par projection dans les plans de coupe $B = Cst$ sont données pour quelques valeurs de B sur la Figure 2-18.

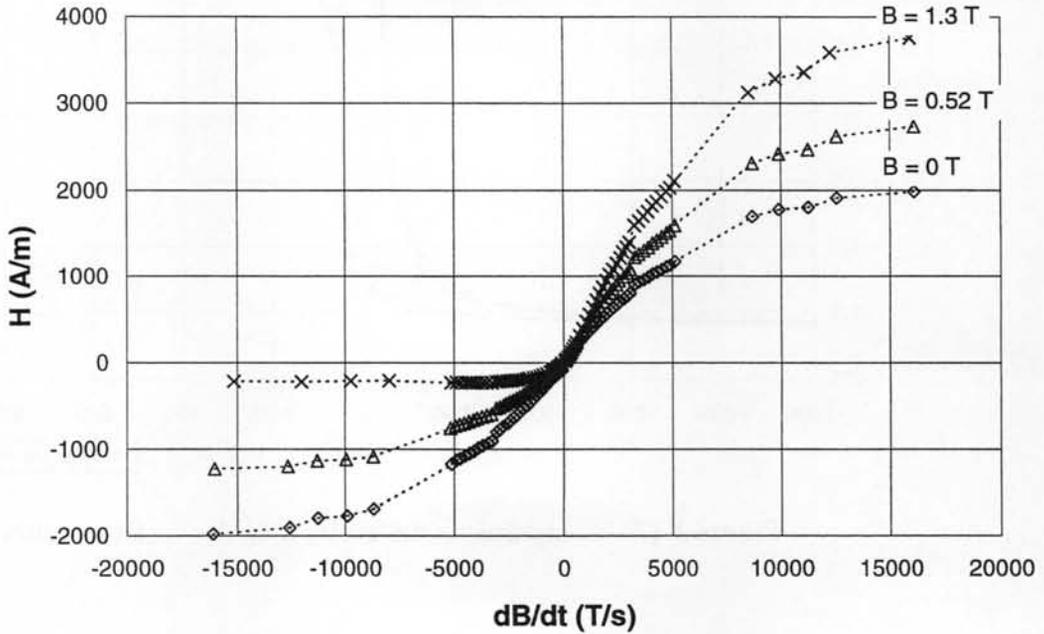


Figure 2-18 – Analyse de la surface $H_{dyn}(B, dB/dt)$ dans les plans $B = Cst$

On décide pour représenter chaque courbe de faire une distinction entre les dB/dt positifs et les dB/dt négatifs. Chaque demi-courbe est approximée par deux portions de droite, une pour les faibles niveaux de dB/dt et une pour les hauts niveaux. Elles sont reliées entre elles par une courbe du second degré imposant une dérivée continue (Figure 2-19). On obtient donc pour chaque courbe d'un plan de coupe quatre paramètres a^+ , a^- , b^+ et b^- qui définissent les pentes des portions de droite et deux paramètres x_1 et x_2 qui définissent les niveaux bas et hauts de dB/dt . Quelle que soit la valeur de B , x_1 et x_2 sont fixés à une valeur constante qui est dans notre cas respectivement 2500 et 9000 T/s.

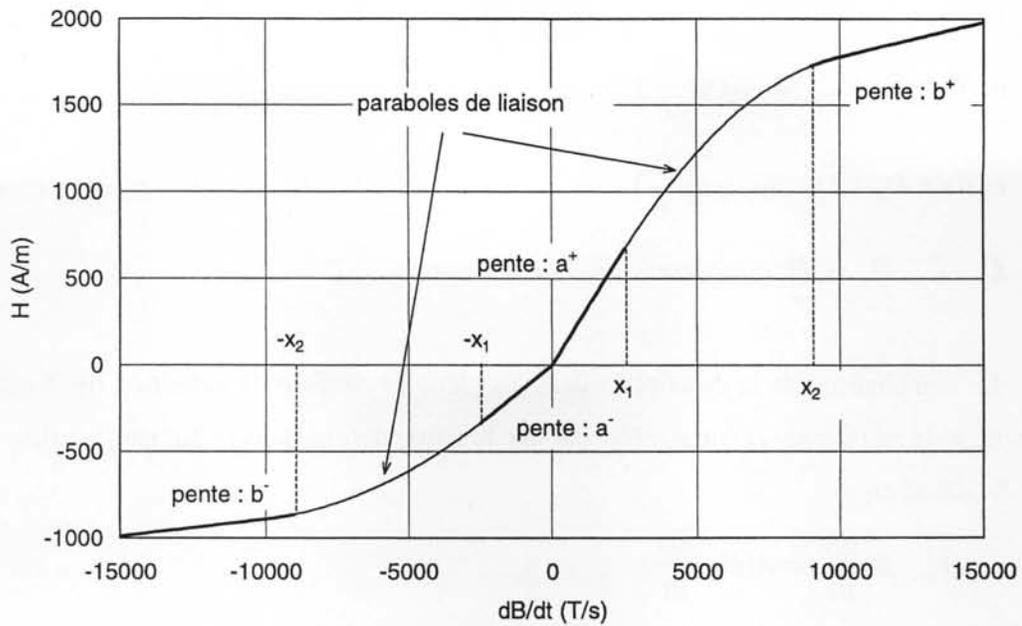


Figure 2-19 – Fonction utilisée pour représenter la surface H_{dyn}

Les paramètres a^+ , a^- , b^+ et b^- une fois identifiés sont représentés par des croix sur la Figure 2-20. L'évolution de ces quatre paramètres étant linéaire nous pouvons, en introduisant le signe de dB/dt , les approcher par des fonctions simples décrites dans l'équation [2-12] et représentées en trait continu sur la Figure 2-20. Dans cette équation, a^+ et a^- sont représentés par la même fonction a et b^+ et b^- par la même fonction b .

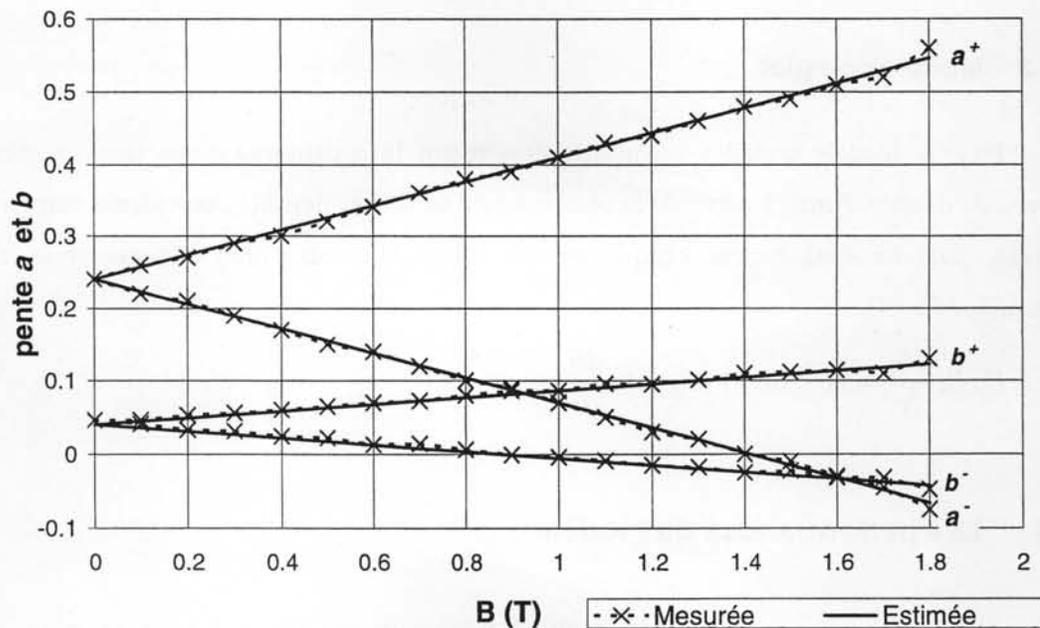


Figure 2-20 – Pentés des portions de droite

$$\begin{aligned}
 a(B) &= C_0 + C_1 \cdot B \cdot \text{sign}\left(\frac{dB}{dt}\right) \\
 b(B) &= D_0 + D_1 \cdot B \cdot \text{sign}\left(\frac{dB}{dt}\right)
 \end{aligned}
 \tag{2-12}$$

C_0 , C_1 , D_0 et D_1 constantes

La combinaison de la description dans les plans de coupe et la définition des fonctions a et b permettent de représenter la surface H_{dyn} par une fonction définie dans l'équation [2-13].

Si $|dB/dt| < x_1$:

$$H_{dyn}\left(B, \frac{dB}{dt}\right) = a(B) \cdot \frac{dB}{dt}$$

Si $x_1 < |dB/dt| < x_2$:

$$H_{dyn}\left(B, \frac{dB}{dt}\right) = \frac{\text{sign}\left(\frac{dB}{dt}\right)}{x_1 - x_2} \left[\frac{a(B) - b(B)}{2} \cdot \left(\frac{dB}{dt} - x_1^2\right) + (b(B) \cdot x_1 - a(B) \cdot x_2) \cdot \left|\frac{dB}{dt}\right| \right]
 \tag{2-13}$$

Si $|dB/dt| > x_2$:

$$H_{dyn}\left(B, \frac{dB}{dt}\right) = b(B) \cdot \frac{dB}{dt} + \frac{(x_1 + x_2) \cdot (a(B) - b(B))}{2} \cdot \text{sign}\left(\frac{dB}{dt}\right)$$

Avec l'équation [2-13] nous disposons à présent d'une description analytique de la surface H_{dyn} définie sans limite d'induction ou de vitesse de variation d'induction.

2.3.3 Modèle complet

Pour le modèle complet, on utilise simplement la superposition des deux parties que nous venons de décrire. Ainsi, à partir de la connaissance de la fonction $B(t)$, on calcule numériquement sa dérivée, puis on évalue pour chaque pas de temps la contribution statique et la contribution dynamique [2-14].

$$H\left(B, \frac{dB}{dt}\right) = H_{stat}(B) + H_{dyn}\left(B, \frac{dB}{dt}\right)
 \tag{2-14}$$

2.4 Les performances du modèle

Dans un premier temps, nous détaillons les modifications qui ont été apportées au banc de mesure Epstein pour pouvoir réaliser la comparaison entre modèle et mesure, puis ensuite nous

détaillons les résultats pour des séries de signaux caractéristiques. A la fois sur la comparaison de cycle et d'estimation de pertes.

2.4.1 Modification de l'instrumentation

Nous avons modifié le banc de mesure afin d'être capables d'injecter et de mesurer des formes d'onde de B avec une composante continue. Pour cela on utilise deux enroulements primaires :

Un dans lequel on injecte et on asservit un courant constant, afin d'imposer un champ d'excitation continu et constant.

Un dans lequel on injecte un courant variable, asservi afin d'imposer une forme d'onde définie autour d'un point de polarisation.

La difficulté consiste en la mesure de l'induction du point de polarisation, la mesure du champ d'excitation étant facile puisque l'on asservit le courant dans le premier enroulement primaire. Cette difficulté vient du fait que le niveau de polarisation varie en fonction du signal que l'on asservit au secondaire du cadre. En effet la fonction f qui transforme H en B est non linéaire, donc la moyenne de $f(H)$ est différente de $f(\text{moyenne de } H)$. Cela nécessite donc de mesurer la valeur moyenne de B pour chaque signal imposé au secondaire. Pour cela on réalise un montage qui permet de commuter le courant constant du premier enroulement de $+I_c$ à $-I_c$ et ainsi de mesurer la différence de flux entre les deux états et d'en déduire la valeur de la composante continue de l'induction.

Nous disposons, à présent, pour effectuer les comparaisons d'un cadre Epstein asservi qui permet de reproduire sur l'échantillon n'importe quelle forme d'onde de l'induction et de déterminer précisément son comportement magnétique.

2.4.2 Les performances en terme de modèle

Afin d'évaluer réellement les performances du modèle dynamique que nous venons de proposer, nous utilisons une série de formes d'ondes ayant des caractéristiques semblables aux formes d'ondes que l'on trouve habituellement dans les machines électriques.

Nous avons donc choisi de présenter la comparaison des cycles mesurés et des cycles estimés à l'aide du modèle sur les signaux suivants :

- B sinus à 50, 200 et 400 Hz
- B sinus à 50 Hz + Harmonique 5
- B sinus à 50 Hz + Harmonique 15
- B constant à 1.4 T + Sinus à 500 Hz

Les résultats associés aux formes d'ondes précédentes sont respectivement représentés sur les Figure 2-21, Figure 2-22, Figure 2-23 et Figure 2-24.

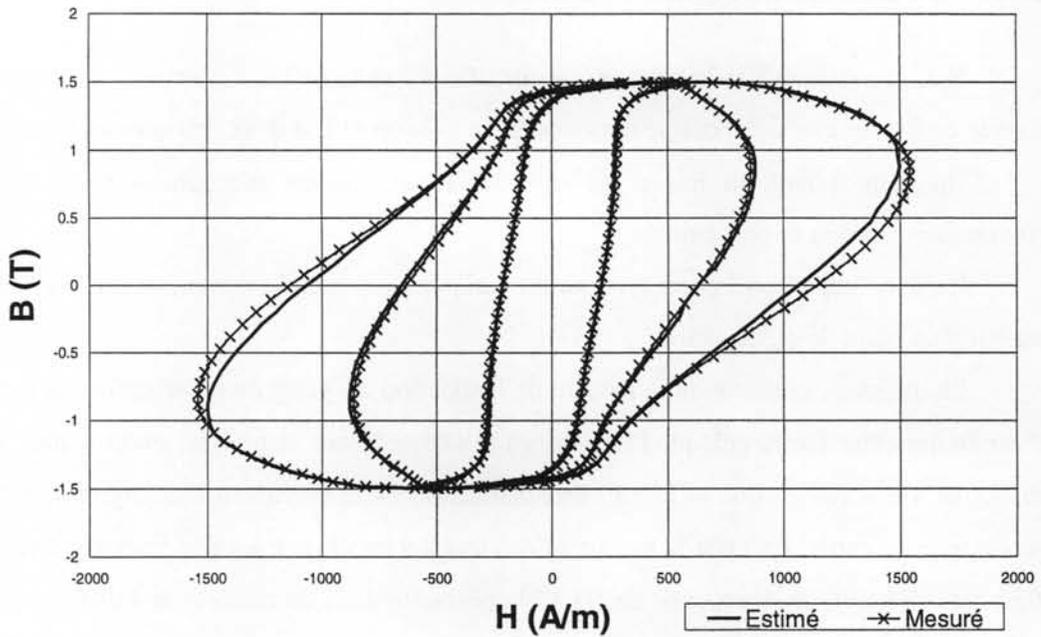


Figure 2-21 – Comparaison cycles en B sinus à 50, 200 et 400 Hz

Dans le cas des cycles majeurs l'estimation donne des résultats très proches de la mesure même à des fréquences supérieures à 50 Hz pour lesquelles la contribution dynamique est prépondérante. Nous présentons ici des résultats basés sur des formes d'onde sinusoïdales, mais le modèle a également été validé sur des formes d'onde différentes comme des triangles ou des trapèzes.

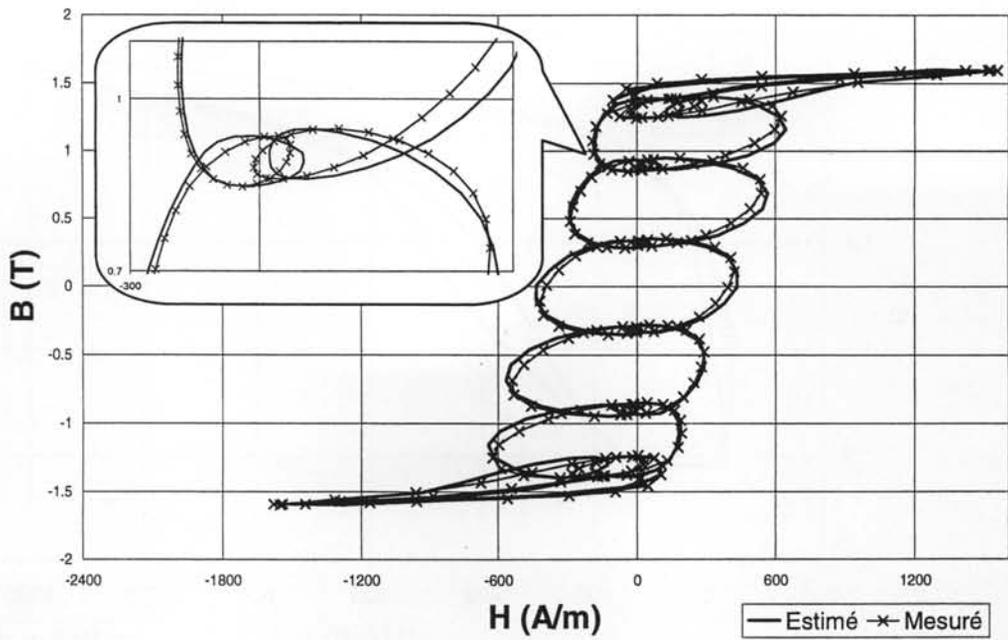


Figure 2-22 – Comparaison cycles en B sinus avec harmonique 15

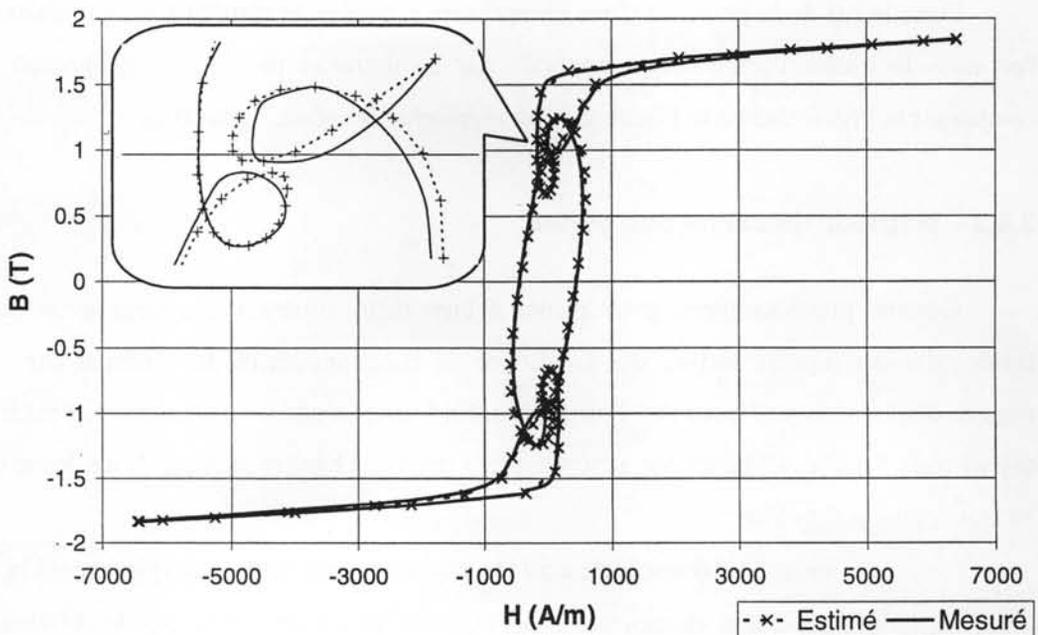


Figure 2-23 – Comparaison cycles en B sinus avec harmonique 5

En ce qui concerne les formes d'ondes complexes, le modèle prend en compte les cycles mineurs quelles que soient leur fréquence ou leur amplitude. Leur représentation est correcte et les surfaces des cycles mineurs mesurés et estimés sont quasiment équivalentes. On note cependant que l'estimation point par point de ces cycles n'est pas encore parfaite et que des écarts subsistent.

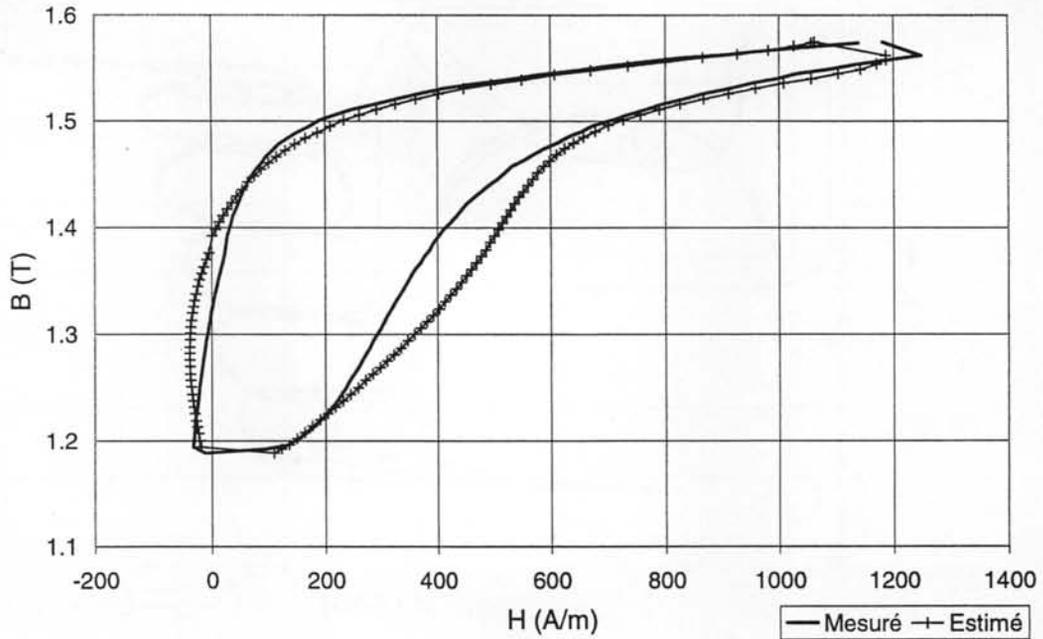


Figure 2-24 – Comparaison de cycle avec une composante continue

Dans le cas de la présence d'une composante continue, le résultat reste satisfaisant. C'est là que l'on note le mieux l'amélioration apportée par ce nouveau modèle : Elle apparaît clairement en comparant la Figure 2-24 à la Figure 2-8 qui représente le même signal $B(t)$.

2.4.3 Méthode de calcul des pertes

Comme précédemment, pour mener à bien cette comparaison, nous avons sélectionné des formes d'ondes représentatives des conditions de fonctionnement du matériau dans les différentes régions d'une machine électrique. Pour ce cas, les formes d'ondes sont issues de l'étude de la machine asynchrone 5.5 kW – 2 pôles qui sera présentée dans le chapitre suivant. Nous les avons regroupées en trois grandes familles :

- Induction sinusoïdale à 50 Hz avec différents niveaux (typiquement la culasse).
- Induction sinusoïdale à 50 Hz avec de l'harmonique 30 de différentes amplitudes (typiquement les dents stator).
- Induction avec composante continu et des fréquences autour du kilohertz (typiquement le rotor).

Pour estimer les pertes du matériau soumis à ces formes d'ondes, nous utilisons la loi de comportement qui lie B et H définie précédemment, puis nous calculons les pertes à l'aide de la formule [2-15].

$$P = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T H \cdot dB \quad [2-15]$$

Nous représentons sur la Figure 2-25 et la Figure 2-26 les formes d'ondes génériques que nous allons utiliser.

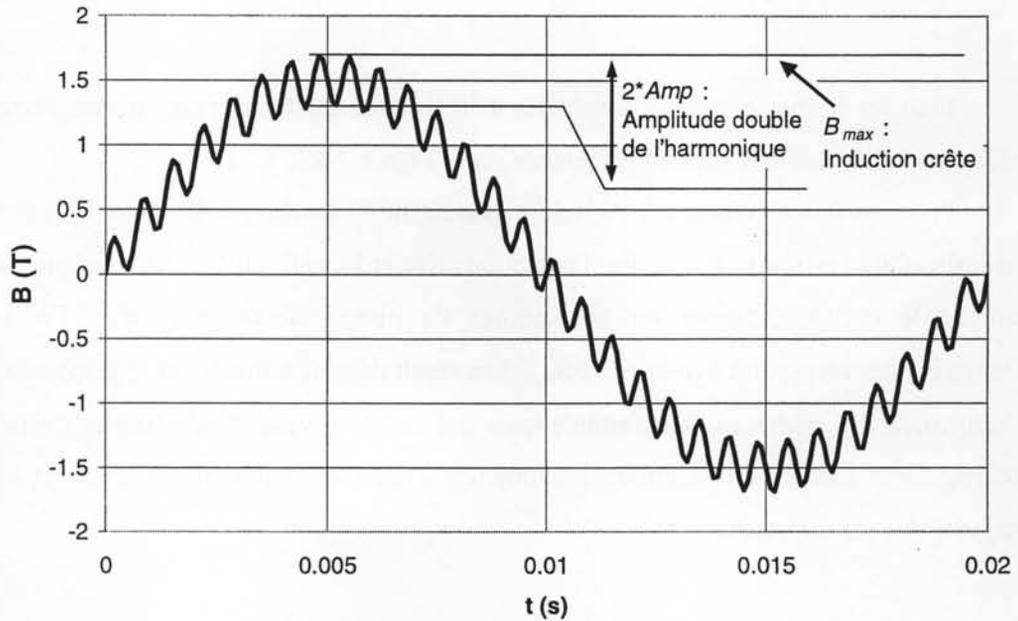


Figure 2-25 – Forme d'onde générique avec de l'harmonique 30

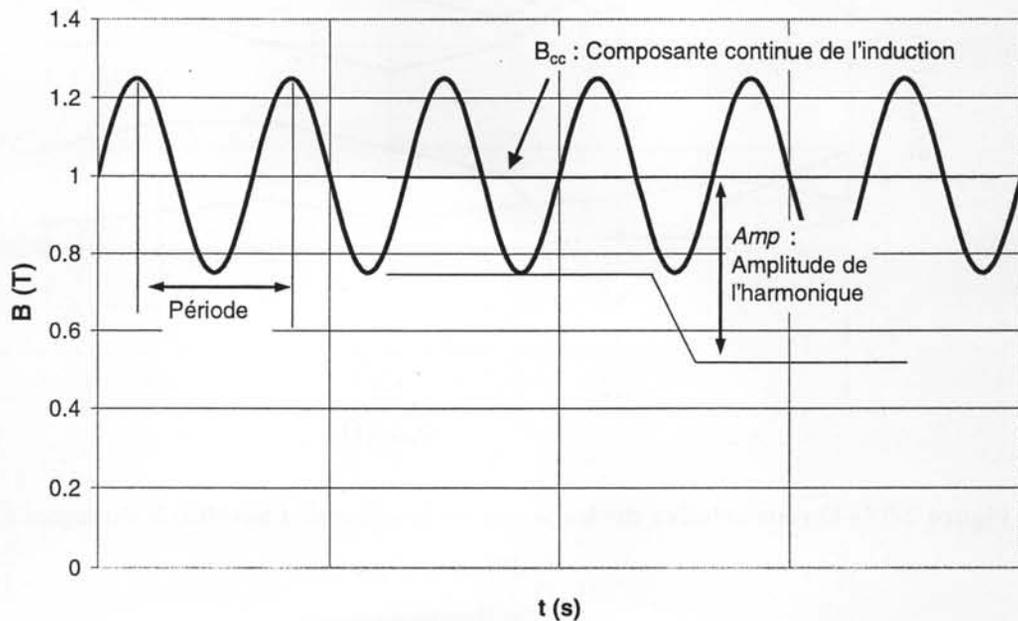


Figure 2-26 – Forme d'onde générique avec composante continue

2.4.4 Comparaison des pertes

La pertinence du modèle est évaluée sur les pertes en déterminant l'écart entre le calcul et la mesure par la fonction erreur définie par l'équation [2-16].

$$Erreur = \frac{P_{calculées} - P_{mesurées}}{P_{mesurées}} \cdot 100 \quad [2-16]$$

Pour les formes d'ondes sinusoïdales à 50 Hz avec différentes amplitudes, l'erreur est toujours inférieure à 3 %, les valeurs sont présentées sur la Figure 2-27.

Pour les formes d'ondes à 50 Hz comportant de l'harmonique 30, nous faisons varier les deux paramètres B_{max} et $Amp.$, c'est à dire l'induction crête et l'amplitude de l'harmonique. Nous exprimons l'amplitude de l'harmonique en pourcentage du niveau d'induction crête. Par exemple, 10 % d'harmonique correspond à $Amp = 0.1 \cdot B_{max}$. Les résultats sont résumés sur le graphe de la Figure 2-27. L'estimation des pertes est satisfaisante quel que soit le niveau d'induction et même pour des taux d'harmonique très élevés. L'erreur est toujours strictement inférieure à 15 % et elle est dans la majorité des cas inférieure à 10 %.

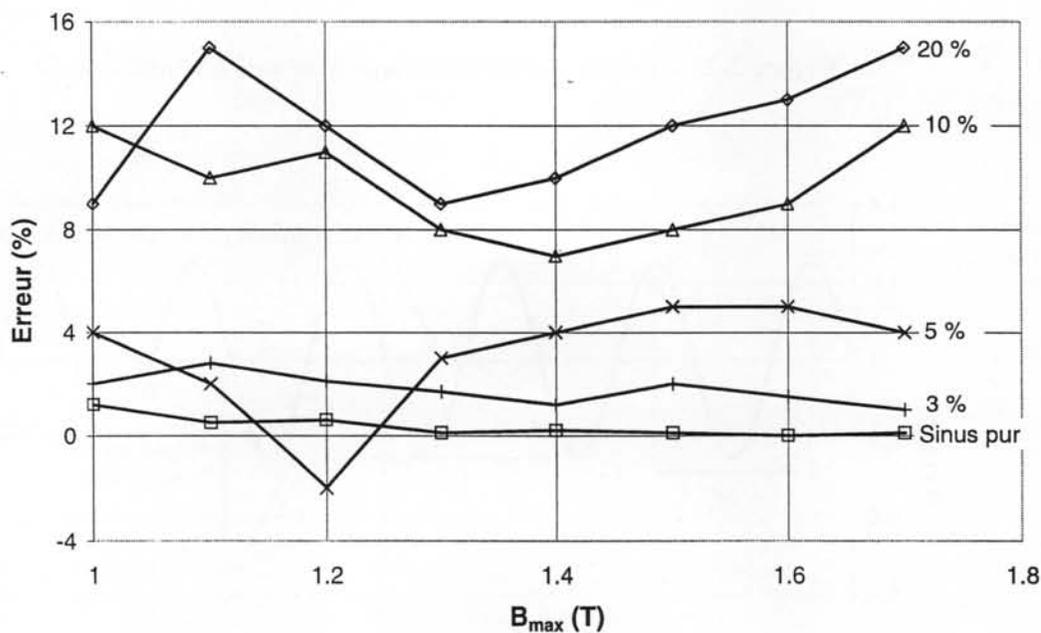


Figure 2-27 – Erreur relative sur les pertes en fonction de l'amplitude du signal B_{max} et du taux d'harmonique 30

Pour les signaux comportant une composante continue, l'analyse a été faite en faisant varier l'amplitude Amp du signal superposé à la composante continue ainsi que sa fréquence. Les

comparaisons ont été menées pour plusieurs valeurs de composante continue. Les écarts les plus importants sont relevés lorsque la composante continue se situe autour de 1 T, nous avons donc choisi de présenter les résultats pour cette valeur. Les résultats sont présentés sur la Figure 2-28. On observe que l'estimation est dégradée quand l'amplitude du signal superposé à la composante continue diminue ou quand la fréquence augmente. Cependant, dès que le niveau de signal superposé est suffisant, l'estimation est tout à fait satisfaisante car l'erreur ne dépasse pas 15 % et cela quelle que soit la fréquence du signal.

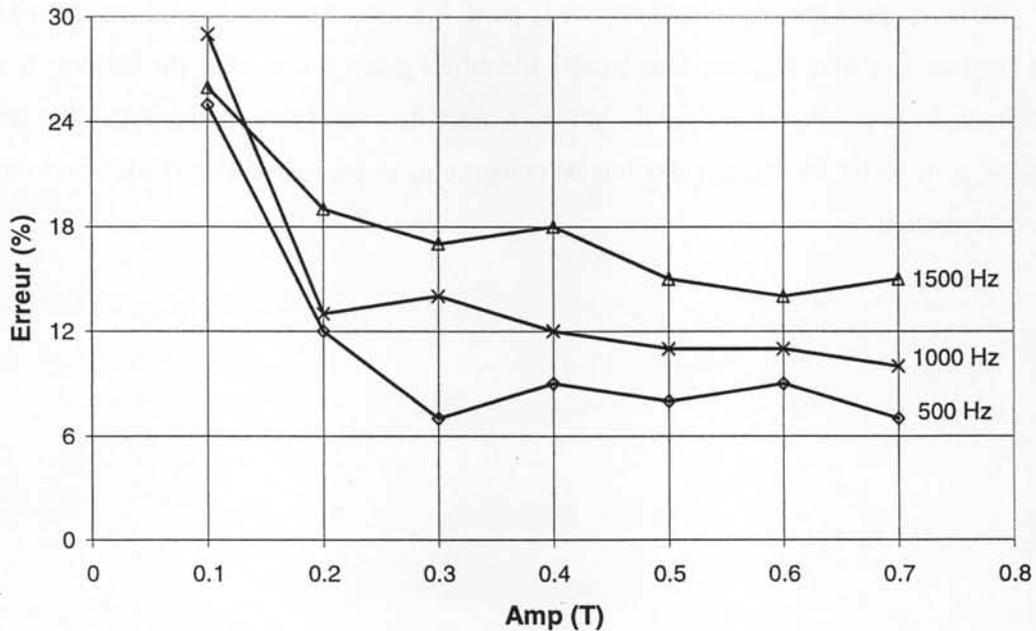


Figure 2-28 – Erreur relative sur les pertes en fonction de l'amplitude Amp et de la fréquence du signal superposé à une composante continue de 1T

2.5 Conclusion

Nous venons de définir un modèle de cycle d'hystérésis pour les tôles électriques. Il est basé sur des considérations physiques et sur une décomposition en deux termes (un terme statique et un terme dynamique) décrits tous deux par une expression analytique ce qui permet des calculs très rapides. Il est capable de représenter l'ensemble du comportement dynamique de la tôle même en présence de cycles mineurs ou de composantes continues. De plus, il ne nécessite aucune connaissance a priori du signal pour être utilisé. C'est donc un modèle efficace que l'on peut utiliser dans des outils de calcul numérique. En termes de pertes il nous permet d'estimer la contribution de l'ensemble des formes d'ondes que l'on trouve dans une machine avec une précision meilleure que 10 %. Dans quelques cas très rares l'erreur peut atteindre 20 %.

Il apparaît clairement que la rapidité de calcul a été un critère déterminant dans le choix de ce modèle et bien entendu parfois au dépend de la précision, qui reste toutefois satisfaisante dans le cadre de notre étude. L'un des apports essentiels du modèle est la décomposition du cycle dynamique des tôles électriques en deux parties représentant d'un côté les aspects purement statiques et de l'autre les aspects purement dynamiques. Pour aboutir à un modèle encore plus précis, il faudrait trouver une représentation mathématique plus performante que la représentation empirique que nous proposons pour chacune de ces contributions. Ceci conduirait à un modèle favorisant la précision plutôt que la vitesse de calcul.

Enfin, on peut remarquer que si pour la partie statique il existe déjà des modèles performants, pour l'instant la partie H_{dyn} est simplement identifiée grâce à une série de mesure. Il serait donc intéressant de poursuivre l'analyse du comportement de cette partie dynamique d'un point de vue physique pour tenter de dégager des lois de comportement plus générales et plus performantes pour cette contribution.

Chapitre 3
Simulation des structures électromagnétiques

Dans le chapitre précédent, nous avons proposé une description mathématique de la loi de comportement des tôles électriques utilisées pour la construction des machines électriques. Il s'agit à présent de modéliser le comportement de ces matériaux lorsqu'ils entrent dans la constitution de systèmes à géométrie complexe comme les machines. Pour cela nous disposons de deux séries de relations qui lient les grandeurs représentatives du système. D'une part les équations de Maxwell qui décrivent les interactions générales entre les grandeurs caractéristiques \vec{H} , \vec{B} , \vec{E} et \vec{D} et les relations locales qui dépendent du milieu et qui lient \vec{B} et \vec{H} ainsi que \vec{D} et \vec{E} . A ces relations il faut ajouter la connaissance des sources, courants et charges, qui entrent dans les différentes relations évoquées ci-dessus. La résolution des équations permet de connaître la répartition des différentes grandeurs dans l'espace et le temps et ainsi de prédire le comportement du système. Cependant la complexité du problème à traiter nécessite de faire appel à des techniques de résolutions numériques pour obtenir une approximation de cette répartition. L'objet de ce chapitre est d'expliquer comment nous allons utiliser ces techniques pour aboutir au calcul des pertes d'un système magnétique à deux dimensions de forme quelconque mais également d'essayer de quantifier les erreurs dues à l'approximation numérique.

Dans un premier temps nous donnerons une rapide description de la méthode de résolution utilisée pour les équations de Maxwell [MAC-81], [PER-88], [COU-86], [KAR-87], puis nous décrirons la technique utilisée pour appliquer cette méthode au calcul des pertes fer [CES-96] et procéderons à une synthèse des résultats sur un cas test. Ensuite nous nous consacrerons à l'analyse de la validité des différentes approximations effectuées, comme : l'influence de la discrétisation spatiale et temporelle, le choix de la loi de comportement ou la définition des conditions aux limites. Ceci dans l'objectif de définir des critères de validité de cette méthode d'approximation.

3.1 Résolution des équations de Maxwell en 2D

Les équations à résoudre sont les équations de Maxwell [3-1] dans l'approximation des états quasi-stationnaires. Cette approximation peut être utilisée lorsque la condition suivante est réalisée : $\omega \ll \sigma/\epsilon$. Ce qui donne dans l'air $\omega \ll 10^{23}$, avec $\epsilon = \epsilon_0 = 8.854 \cdot 10^{-12}$ F/m et $\sigma = \sigma_{\text{air}} \approx 10^{12}$ $(\Omega\text{m})^{-1}$, et dans le fer $\omega \ll 10^{18}$.

$$\begin{aligned}
 r\vec{\text{rot}}\vec{E} &= -\frac{\partial\vec{B}}{\partial t} \\
 r\vec{\text{rot}}\vec{H} &= \vec{J} \\
 \text{div}\vec{B} &= 0 \\
 \text{div}\vec{D} &= 0
 \end{aligned}
 \tag{3-1}$$

A ces équations il faut ajouter les relations matérielles du milieu qui lient \vec{B} et \vec{H} ainsi que \vec{J} et \vec{E} [3-2].

$$\begin{aligned}\vec{B} &= \mu \cdot \vec{H} \\ \vec{J} &= \sigma \cdot \vec{E}\end{aligned}\quad [3-2]$$

Les équations [3-1] et [3-2] sont, en général, combinées puis transformées pour obtenir une équation à variable unique. On emploie classiquement les formulations "potentiels" qui utilisent les variables \vec{A} ou Ω .

Potentiel vecteur \vec{A}

La conservation de l'induction permet d'écrire que le champ induction \vec{B} dérive d'un potentiel vecteur \vec{A} , par la relation de l'équation [3-3].

$$\vec{B} = \text{rot} \vec{A} \quad [3-3]$$

Puis en combinant les équations pour ne conserver que la variable \vec{A} , on obtient l'équation [3-4] où \vec{J}_0 représente les courants sources.

$$\text{rot} \left(\frac{1}{\mu} \cdot \text{rot} \vec{A} \right) + \sigma \cdot \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} = \vec{J}_0 \quad [3-4]$$

Pour l'unicité de la solution il est nécessaire de définir une jauge, on rajoute par exemple la condition $\text{div}(\vec{A})=0$. Dans le cas à deux dimensions \vec{A} ne possède plus qu'une seule composante suivant la direction perpendiculaire au plan de travail et se limite alors à un scalaire A . L'équation différentielle à résoudre est celle de l'équation [3-5].

$$-\text{div} \left(\frac{1}{\mu} \cdot \text{grad} A \right) + \sigma \cdot \frac{\partial A}{\partial t} = J_0 \quad [3-5]$$

Potentiel scalaire Ω

Dans les milieux non conducteurs ($\vec{J} = 0$), l'équation de Maxwell qui lie \vec{H} et \vec{J} présente la propriété suivante :

$$\text{rot} \vec{H} = \vec{0} \quad [3-6]$$

On définit alors un potentiel scalaire :

$$\vec{H} = -\text{grad} \Omega \quad [3-7]$$

Ce qui donne en recombinaison les équations de Maxwell et en ne conservant que la variable Ω l'équation [3-8].

$$\operatorname{div}(\mu \cdot \operatorname{grad}\Omega) = 0 \quad [3-8]$$

Dans le cas où il y a des sources connues, on décompose \vec{H} en deux termes \vec{H}_i dû aux sources connues et que l'on peut calculer avec la formule de Biot et Savart, et \vec{H}_x qui est alors la partie irrotationnelle de \vec{H} , ce qui donne l'équation [3-9].

$$\operatorname{div}(\mu \cdot (\vec{H}_i - \operatorname{grad}\Omega)) = 0$$

Avec :

$$\vec{H}_x = -\operatorname{grad}\Omega \quad [3-9]$$

A et Ω sont deux potentiels couramment utilisés dans ce type de problème, mais on peut définir aussi d'autres variables afin d'obtenir une équation différentielle du système. Le problème se résume à la résolution d'une ou plusieurs équations différentielles de la forme [3-10] traduisant le comportement d'un système sur un domaine borné. L est une application différentielle, u et f des fonctions de l'espace et du temps.

$$L(u) + f = 0 \quad [3-10]$$

Obtenir une solution revient à rechercher une fonction u dépendant des coordonnées x, y, z et du temps t qui vérifie les équations différentielles et les conditions associées (conditions initiales, aux limites, aux interfaces). La résolution numérique consiste à définir des simplifications qui permettent d'obtenir une approximation de la solution réelle. Il existe plusieurs méthodes de résolution numérique. Au Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble, nous disposons d'un logiciel éléments finis [Flux2d] qui offre de nombreuses fonctionnalités et permet notamment la personnalisation par des routines utilisateurs. Nous avons donc opté pour ce choix. Dans notre cas la résolution éléments finis est appliquée à l'équation [3-5].

Flux2d permet la résolution de l'équation différentielle, mais ne propose pas de méthode de calcul de pertes fer. Aussi, nous avons personnalisé le logiciel en ajoutant nos propres routines d'estimation de pertes. Dans une première partie, nous détaillons les méthodes employées pour parvenir à une estimation des pertes fer, puis nous analysons ensuite la validité des différentes approximations réalisées tout au long de la procédure de calcul numérique.

3.2 Le calcul des pertes dans une structure complexe

La méthode proposée est bien entendu basée sur la résolution approximative des équations de Maxwell par la méthode des éléments finis évoquée plus haut. Cependant, la loi utilisée pour représenter le comportement du matériau magnétique lors de cette résolution n'est pas directement celle que nous avons présentée au chapitre 2. En effet, cette dernière est une loi hystérétique et de telles lois présentent encore de nombreuses difficultés pour être implantées dans des logiciels de calcul éléments finis : Problème de gestion de l'histoire, faut-il stocker l'histoire aux nœuds ou aux points de Gauss, et sous quelle forme? Problème de conversion d'une loi hystérétique uniaxiale en une loi vectorielle, apparition de zone irrotationnelle. Aussi, nous devons réaliser une approximation supplémentaire lors du processus de calcul des pertes qui consiste à utiliser une loi anhystérétique pour le calcul éléments finis et introduire la loi hystérétique seulement en post-processeur [CES-96]. Une approximation de la répartition du champ dans la structure est donc tout d'abord calculée à l'aide d'une résolution éléments finis et d'une loi de comportement pour les matériaux magnétiques qui soit non linéaire mais anhystérétique. Ensuite on se base sur la carte de l'induction obtenue pour estimer les pertes fer dans chaque élément de la machine à l'aide d'une loi hystérétique. Pour cela on reconstitue sur chaque élément à partir de la connaissance de $B(t)$ le cycle d'hystérésis subi par cet élément. C'est cette reconstitution qui utilise le modèle que nous avons défini au chapitre 2. On peut alors estimer les pertes fer volumique en intégrant $H \cdot dB$ sur un cycle entier. En tenant compte du volume, on obtient ensuite pour chaque élément la valeur de la puissance dissipée sur cet élément [CHE-99a].

Lorsque l'on a affaire à des champs uni-axiaux, le modèle de comportement est applicable directement, mais dans notre cas il faut traiter des champs à plusieurs dimensions ce qui complique un peu le procédé de calcul. Prenons par exemple le cas d'une machine asynchrone et regardons de plus près les formes de l'induction \vec{B} obtenues par simulation éléments finis dans le stator [SPO-98]. La Figure 3-1 représente une portion de la machine recouvrant une dent statorique et indique les différents points d'analyse. La Figure 3-2 donne la trajectoire correspondant du vecteur \vec{B} en chaque point, l'axe X étant l'axe médian de la dent. On voit clairement que le vecteur \vec{B} possède deux composantes et des trajectoires très variées.

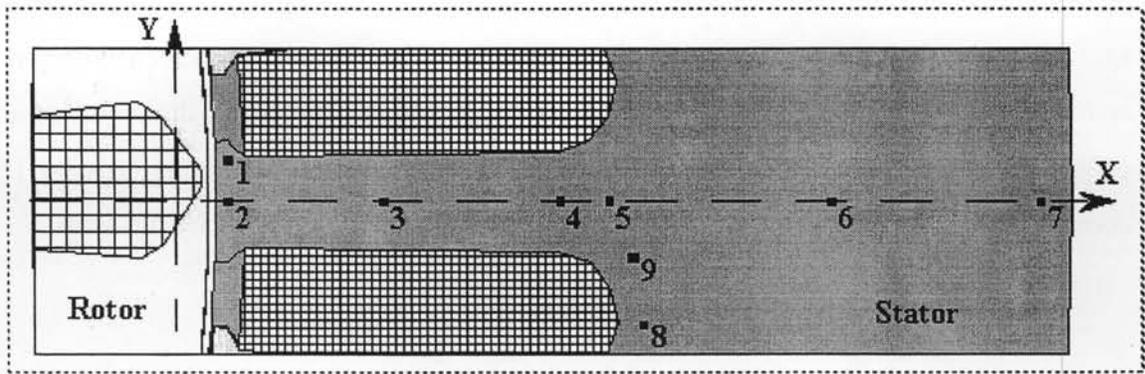


Figure 3-1 – Points de relevé de l'induction dans le circuit magnétique de la machine

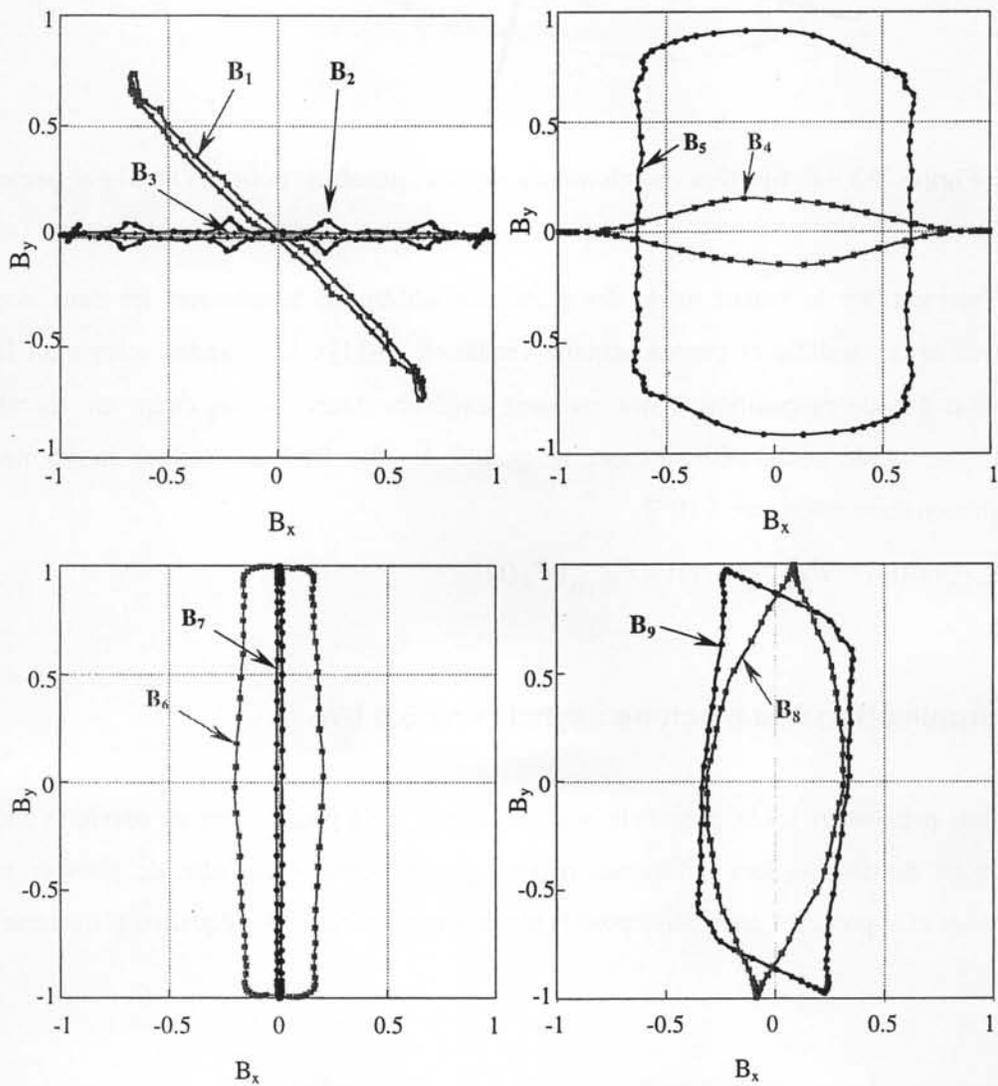


Figure 3-2 - Trajectoire du vecteur induction en différents points du circuit magnétique de la machine

Pour pouvoir utiliser notre modèle qui est scalaire nous allons projeter le vecteur \vec{B} sur deux axes. Nous choisissons deux axes perpendiculaires dont l'un est parallèle à la direction de plus grande amplitude de \vec{B} (Figure 3-3). Un tel choix permet d'utiliser le modèle scalaire directement dans le cas où \vec{B} est uniaxial et de limiter les erreurs de calcul numérique. On utilise ensuite les deux composantes $B_{//}(t)$ et $B_{\perp}(t)$ obtenues pour appliquer sur chacune d'elles le modèle uni-axial.

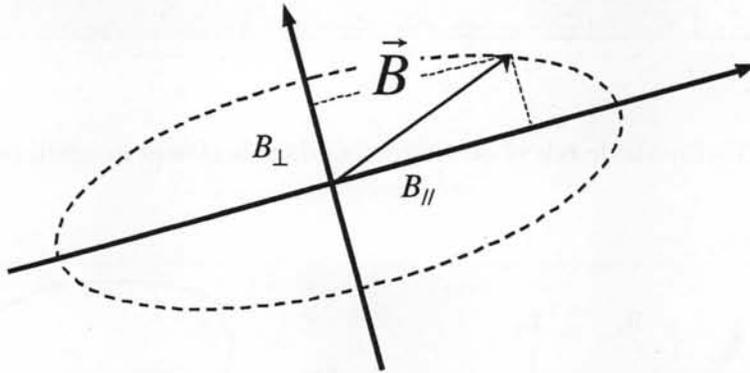


Figure 3-3 – Projection des champs à deux dimensions pour le calcul des pertes

Pour estimer la valeur totale des pertes on additionne simplement les deux contributions suivant les axes parallèle et perpendiculaire (équation [3-11]). Des études comparant la méthode d'estimation par décomposition à des mesures expérimentales sur un cadre en champ tournant [SPO-98] ont validé cette méthode pour la qualité de tôle étudiée. L'erreur introduite par cette approximation reste inférieure à 10 %.

$$P_{fer\ 2D}(\vec{B}(t)) = P_{fer\ 1D}(B_{//}(t)) + P_{fer\ 1D}(B_{\perp}(t)) \quad [3-11]$$

3.3 Application à la machine asynchrone 5.5 kW

Nous présentons ici la géométrie utilisée (Figure 3-4) pour mettre en œuvre la méthode que nous venons de décrire. Les différentes régions y sont représentées afin de pouvoir préciser les phénomènes et hypothèses considérés pour la résolution numérique de l'équation différentielle.

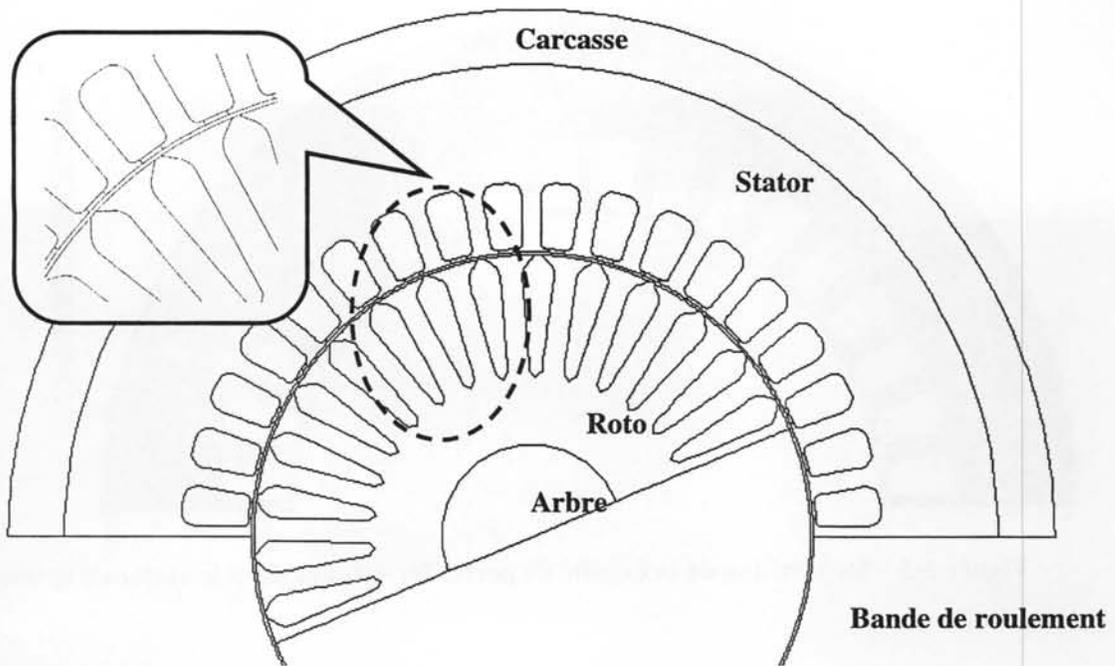


Figure 3-4 – Géométrie étudiée

Il s'agit du moteur asynchrone à cage à 2 pôles de puissance 5.5 kW. Les tôles rotor et stator sont réalisées en M1000-65D, celles du stator sont recuites et celles du rotor non. La carcasse est en aluminium et l'arbre en acier XC38. On note la présence d'une région appelée "Bande de roulement" qui permet la rotation du rotor par rapport au stator par un remaillage à chaque déplacement.

Les différents paramètres définis ci-après ainsi que la géométrie de la Figure 3-4 définissent la simulation qui est réalisée.

- Alimentation : courants sinusoïdaux équilibrés de valeur crête 5.4 A à 50 Hz
- Région carcasse : considérée comme de l'air
- Région stator : tôle en M1000-65D traitée thermiquement
- Région rotor : tôle en M1000-65D brute, vitesse de rotation : 3000 tr/min
- Région arbre : en acier XC38
- Discrétisation spatiale : 10 000 nœuds pour la ½ machine
- Discrétisation temporelle : 400 points par période
- Durée de simulation : 1 période de 50 Hz

La loi de comportement qui est utilisée lors du traitement post-processeur pour le calcul des pertes est celle que nous avons présentée au chapitre 2. Les Figure 3-5 et Figure 3-6 présentent la répartition de la densité de pertes fer obtenue.

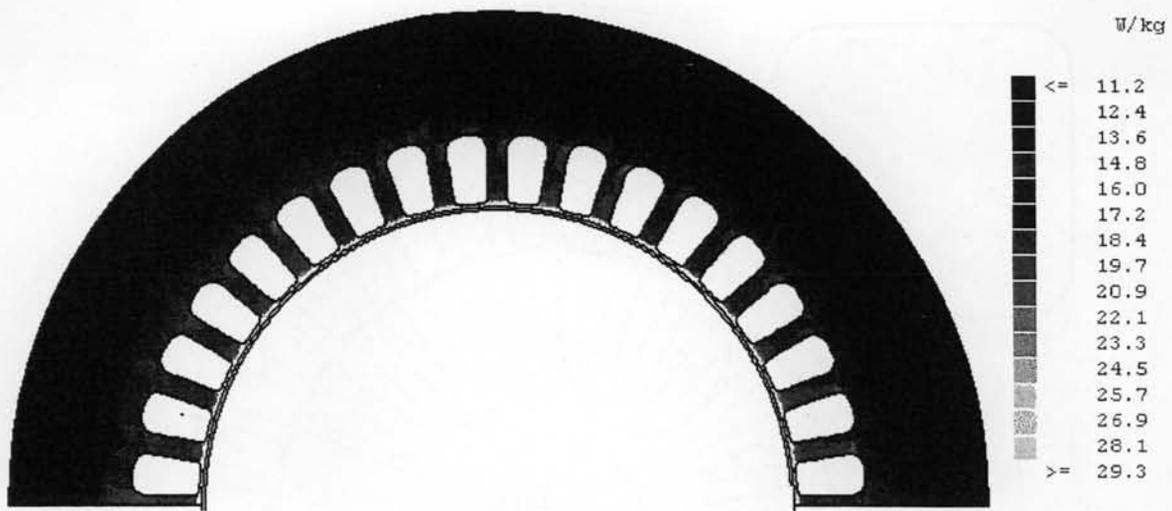


Figure 3-5 – Répartition de la densité de pertes fer estimée dans le stator de la machine

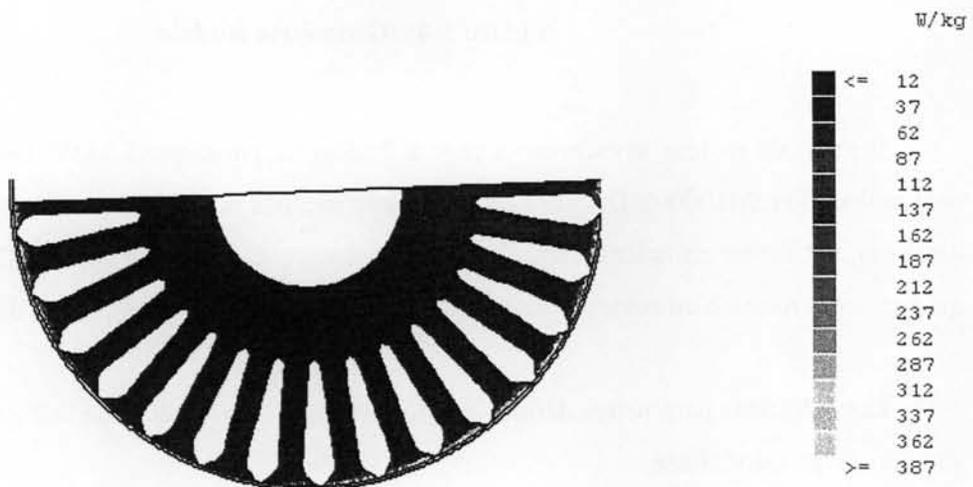


Figure 3-6 - Répartition de la densité de pertes fer estimée dans le rotor de la machine

Le calcul intégral sur la surface des structures stator et rotor permet de déterminer la valeur totale de la puissance dissipée par chacune des deux parties. Les résultats sont présentés dans le Tableau 3-1 et comparés aux estimations que nous étions en mesure de réaliser au début de l'étude (chapitre 1). On observe au rotor une répartition des pertes non identique pour chaque dent. Cela est dû au fait que la simulation est effectuée à la vitesse de synchronisme, ce qui implique que le champ est fixe par rapport au rotor. Dans le cas où il existerait un glissement, chaque dent verrait son niveau de densité de puissance évoluer lentement (à la fréquence du glissement, quelques Hertz) et passer par chacune des valeurs observées sur la répartition spatiale de la Figure 3-6. Les dents seraient alors toutes symétriques, mais la densité moyenne ne changerait quasiment pas.

(Pertes en W)	Stator	Rotor	Total
Estimation disponible en début d'étude	127	43	170
Estimation avec le nouveau modèle	130	52	182

Tableau 3-1 – Estimation à l'aide du nouveau modèle de comportement

Le calcul global montre une nette amélioration de l'estimation notamment au rotor où l'estimation de la puissance moyenne dissipée passe de 43 à 52 W. Cependant nous pensions que, vu les erreurs importantes d'estimation que générait le modèle de C. Cester (chapitre 2), nous aurions pu avoir, avec la mise en œuvre du modèle que nous proposons, une différence d'estimation bien plus grande que celle constatée. Une analyse fine de la répartition de la densité de puissance montre que ce n'est pas le cas, car localement le modèle de C. Cester surestimait parfois les pertes et parfois les sous estimait. Aussi de nombreuses compensations s'opéraient et donnaient lieu à une estimation déjà proche de celle que nous avons à présent.

3.4 Synthèse des résultats

La mise en œuvre du modèle d'estimation de pertes que nous avons validé au chapitre précédent dans une procédure de calcul basée sur une approximation numérique du calcul des champs ne permet toujours pas de retrouver les résultats de mesure (Tableau 3-2).

(Pertes en W)	Stator	Rotor	Total
Estimation avec le nouveau modèle	130	52	182
Mesure	138	160	298

Tableau 3-2 – Comparaison des simulations incluant le nouveau modèle de comportement et des mesures

Les écarts importants entre la mesure et la simulation nous amènent à remettre en cause la validité de l'estimation du champ sur la structure géométrique obtenue suite à l'approximation par éléments finis. Nous allons donc par la suite analyser la pertinence des différentes approximations effectuées dans le cadre de la modélisation de la structure de la machine, et définir des critères de validité de ces approximations.

3.5 Influence de la qualité de la discrétisation spatiale et temporelle

Nous allons réaliser une série de simulations qui ont pour but d'évaluer l'influence des discrétisations spatiale et temporelle de la simulation numérique. Les paramètres que nous allons évaluer sont la qualité du maillage (nombre d'éléments) et la qualité de la discrétisation temporelle (nombre de pas de temps par période). Toute la difficulté consiste à trouver un compromis entre une bonne qualité de discrétisation (spatiale et temporelle) et un temps de calcul et une consommation de mémoire qui ne soient pas trop importants.

3.5.1 La qualité du maillage

Comme nous l'avons évoqué au paragraphe 3.1 la grandeur calculée sur un élément est approximée par une fonction dont l'allure est figée. Il est donc nécessaire pour prendre en compte toutes les variations de la grandeur réelle de mailler finement là où la grandeur varie rapidement. Du fait des contraintes géométriques, on obtient un maillage "minimum", qui dans le cas d'une machine est imposé par le maillage de l'entrefer. Ce maillage correspond pour la représentation d'une demi machine à un découpage à 10 000 nœuds. Une représentation partielle de ce maillage est donnée sur la Figure 3-7. Afin d'évaluer si le maillage précédent est suffisant, nous avons réalisé une simulation avec un maillage beaucoup plus fin, comportant 36 500 éléments, permettant une densification particulière des éléments dans les zones où la variable varie fortement. Une représentation de ce maillage affiné est donnée sur la Figure 3-8.

Les résultats des simulations avec ces deux discrétisations ont été comparées de façon détaillée en observant les formes d'ondes obtenues en plusieurs points. Ces comparaisons, ne mettent en évidence que des différences faibles (inférieures à quelques pour cents) entre les résultats des deux simulations. Aussi, nous contentons-nous de présenter les résultats en termes de calcul de pertes (Tableau 3-3).

(Pertes en W)	Stator	Rotor	Total
Simulation à 10 000 nœuds	130	52	182
Simulation à 36 500 nœuds	130	53	183

Tableau 3-3 – Evaluation des pertes pour différentes qualité de maillage

Le maillage à 10 000 nœuds qui correspond à un minimum pour un maillage de qualité raisonnable (1 élément dans l'entrefer) apparaît comme une discrétisation suffisante pour l'évaluation des pertes fer. Il s'agit d'un bon compromis entre une discrétisation suffisante, un temps de calcul raisonnable et une place mémoire pas trop élevée (150 Mo). Pour comparaison, le problème avec un

maillage à 36 500 nœuds utilise une place mémoire de 650 Mo et demande un temps de calcul 6 à 7 fois plus long.

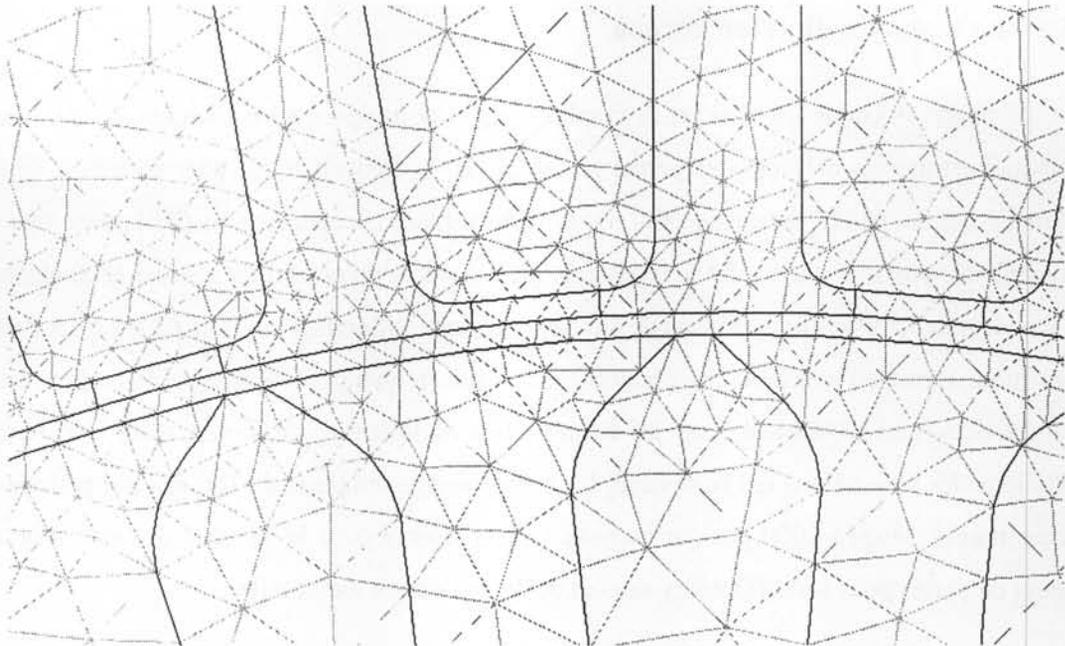


Figure 3-7 Maillage à 10 000 nœuds, 1 élément dans l'entrefer

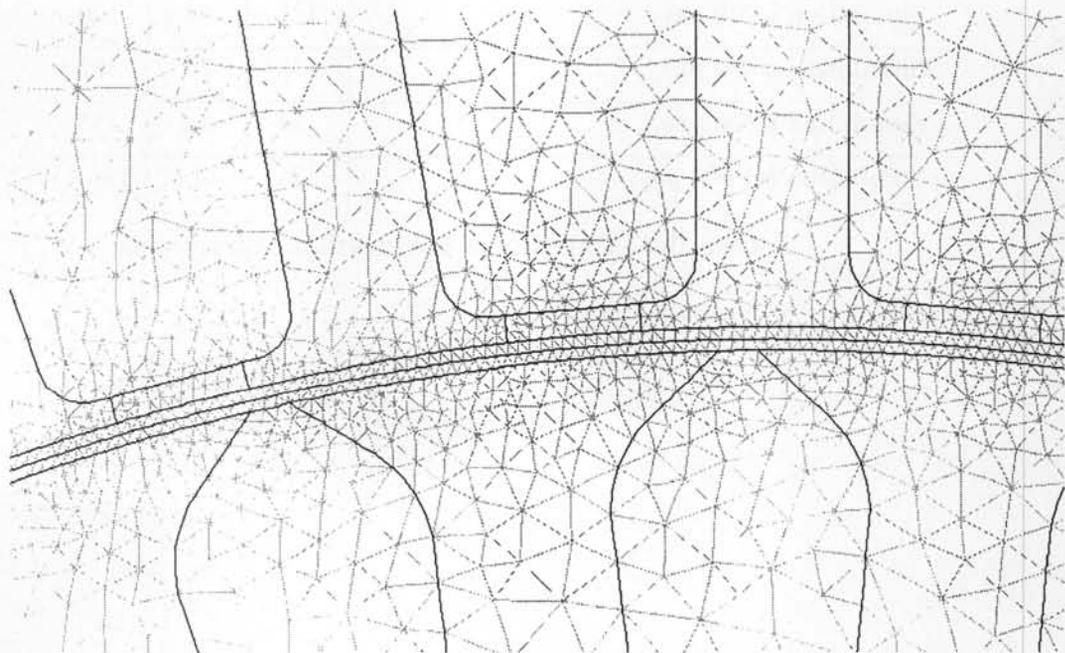


Figure 3-8 Maillage fin à 36 500 nœuds

Il est cependant difficile de donner a priori une règle générale pour savoir si l'on a réalisé un maillage de bonne qualité en ce qui concerne l'estimation des pertes. Ce que l'on peut dire c'est qu'il

est nécessaire de prendre les mêmes précautions de discrétisation spatiale que lors du calcul classique de l'induction, c'est-à-dire une discrétisation suffisante là où le champ varie beaucoup.

3.5.2 La discrétisation temporelle

Il s'agit de savoir ici quel est le nombre de pas de temps qu'il est nécessaire de simuler pour avoir une estimation correcte des pertes fer. A priori, la fréquence des phénomènes à l'intérieur du dispositif est de 50 Hz, fréquence du signal d'alimentation, cependant le défilement des encoches provoque des variations à des fréquences bien plus élevées, pouvant aller jusqu'à 1800 Hz dans le cas de la machine 5.5 kW. Il s'agit donc de savoir, quel échantillonnage on doit adopter pour représenter de manière correcte l'ensemble des phénomènes à cette fréquence. Nous allons faire une série d'essais afin de déterminer l'influence de la discrétisation temporelle sur l'estimation des pertes. Nous effectuons des simulations qui font varier l'échantillonnage temporel de 100 pas par période du signal d'alimentation, jusqu'à 1000 pas par période. On représente dans le Tableau 3-4 et la Figure 3-9 les valeurs de pertes pour les différentes valeurs de discrétisation temporelle.

(en W)	Stator	Rotor	Total
Simulation à 100 pas	120	26	146
Simulation à 200 pas	126	44	170
Simulation à 400 pas	130	52	182
Simulation à 800 pas	131	54	185
Simulation à 1 000 pas	131	54.4	185.4

Tableau 3-4 – Influence de la discrétisation temporelle

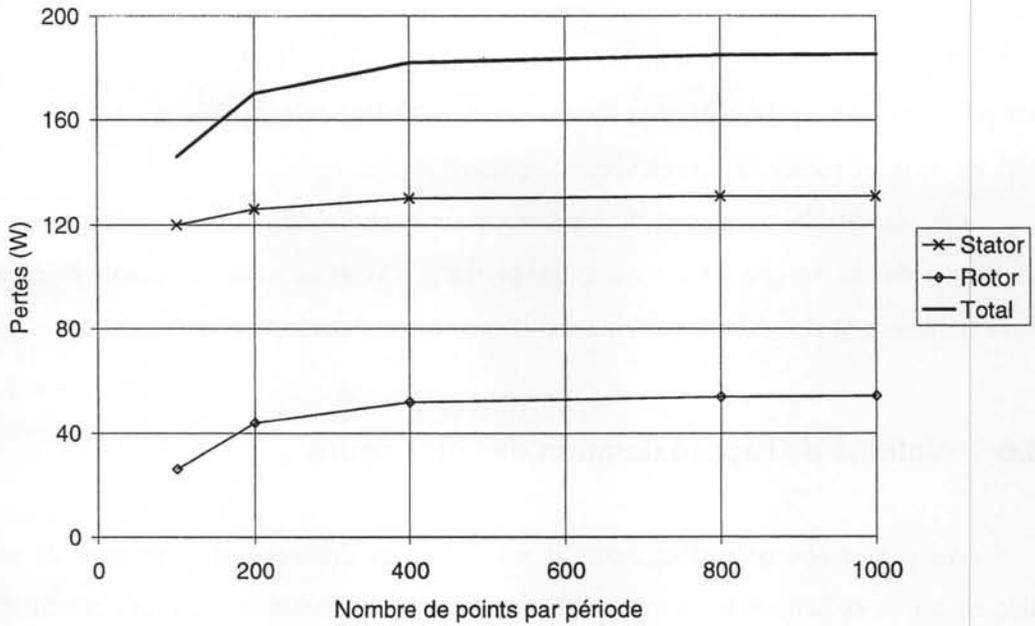


Figure 3-9 – Influence de la discrétisation temporelle sur les pertes fer

On remarque qu'un nombre de points trop faible engendre une diminution de la valeur des pertes estimées. Pour comprendre ce qui est responsable de cette diminution, on représente (Figure 3-10) la forme d'onde de l'induction estimée dans une tête de dent rotor, là où la fréquence du signal est de 1800 Hz. Il apparaît alors clairement qu'un nombre de points insuffisant ne permet pas une reconstitution satisfaisante des signaux haute fréquence.

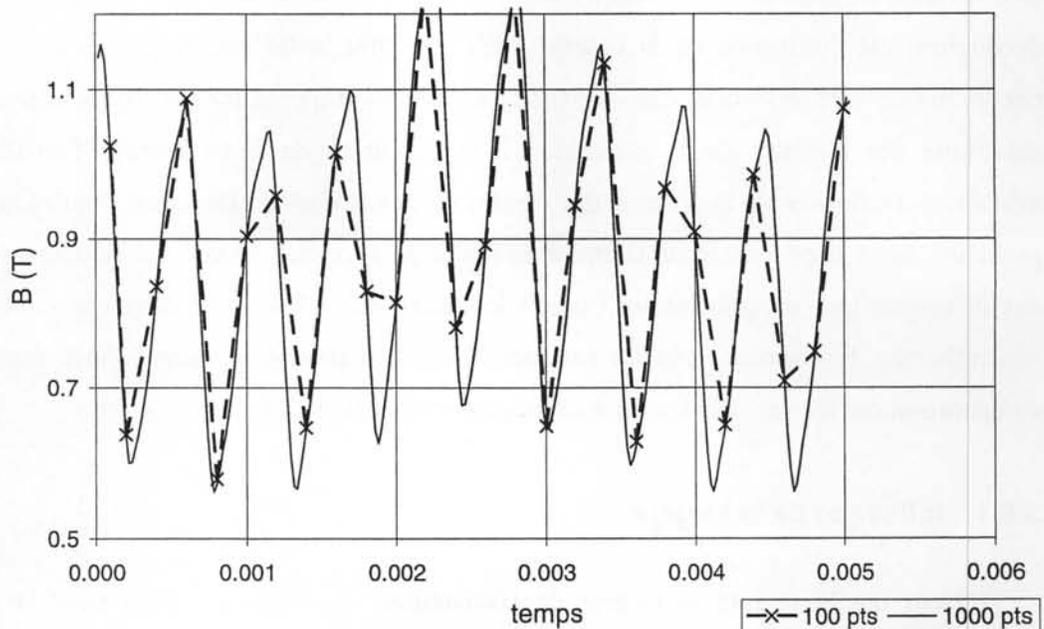


Figure 3-10 – Comparaison de formes d'onde hautes fréquences pour différentes discrétisations temporelles

Dans le cas présent, le nombre de points minimum pour la discrétisation temporelle est de 400 par période. La fréquence la plus élevée étant 1800 Hz, cela correspond à environ 11 points par période de la fréquence la plus élevée.

On peut établir comme règle générale, pour le choix de la discrétisation temporelle, qu'il est nécessaire de choisir une discrétisation qui permette d'avoir au moins 10 points de calcul par période de la fréquence la plus élevée présente significativement dans le dispositif.

3.6 Validité de l'approximation des grandeurs

Au paragraphe précédent, nous avons donné les critères qui permettent de sélectionner les discrétisations spatiale et temporelle à adopter lors de la simulation. Dans ces conditions, nous allons analyser les performances de l'approximation numérique de l'induction en comparant les résultats de simulation à des mesures effectuées sur une machine instrumentée. Cependant, avant d'entamer directement une comparaison, nous allons évaluer l'influence de certains paramètres physiques, qui conditionnent le résultat numérique. Tout d'abord, nous allons analyser l'influence de la largeur du circuit magnétique sur l'obtention d'une caractéristique du matériau. En effet, habituellement les mesures de caractérisation des matériaux sont effectuées sur des échantillons Epstein d'une largeur de 30 mm, or l'ordre de grandeur des dents du circuit magnétique de la machine étudiée est plutôt de 3 mm. Nous allons montrer que dans certaines conditions d'excitation, la caractérisation sur des échantillons de largeur 3 mm donne des résultats différents. Le deuxième paramètre que nous évoquerons est l'influence de la courbe $B(H)$. En effet, cette courbe est sensible à la fois aux conditions de caractérisation, mais aussi aux conditions d'approximation. Nous analyserons donc la sensibilité des résultats de la simulation à la définition de cette courbe. Troisièmement, nous évaluerons l'influence de la position des conditions aux limites de Dirichlet. Pour réduire la taille du problème, nous imposons habituellement la limite du flux directement sur le diamètre extérieur du circuit magnétique, supprimant ainsi toutes les fuites. Nous libérerons cette contrainte pour évaluer son influence. Finalement, tous les paramètres de simulation étant bien définis, nous mènerons la comparaison des formes d'ondes d'induction mesurées et simulées.

3.6.1 Influence de la largeur

Dans quelle mesure la largeur de l'échantillon de matériau utilisé pour la caractérisation influence-t-elle le comportement moyen du matériau? Dans quelle mesure l'hypothèse 1D couramment utilisée reste-t-elle valable? Pour mettre en évidence l'influence de la largeur, nous réalisons un premier calcul de diffusion en linéaire. Ensuite nous procédons à une analyse par un calcul de diffusion en non linéaire fine afin de quantifier plus précisément ses effets.

3.6.1.1 Résolution de l'équation de diffusion en 2D

Le problème à considérer se réduit à la formulation suivante. Soit une tôle de section rectangulaire, de largeur a et épaisseur b , supposée infinie dans sa longueur. On applique un champ d'excitation extérieur H_{ext} identique sur tous les côtés de la tôle (Figure 3-11). On suppose le matériau magnétique conducteur et on cherche à résoudre l'équation de la diffusion du champ dans la tôle. Les champs \vec{B} et \vec{H} sont dans ce cas perpendiculaires au plan de la tôle et sont notés respectivement B_z et H_z .

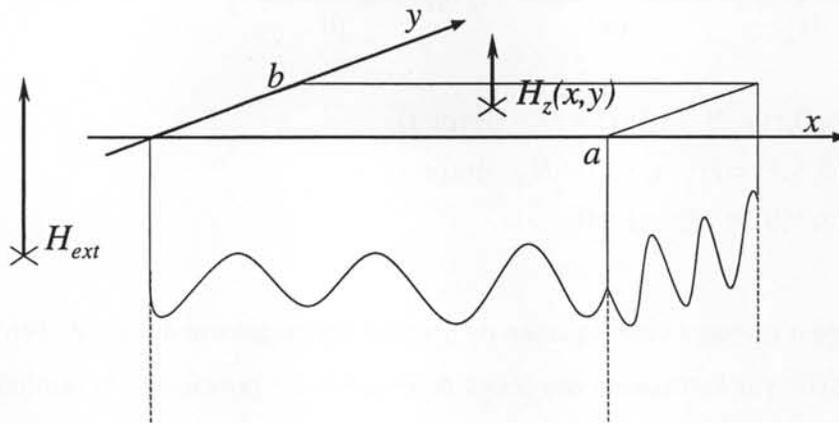


Figure 3-11 – Géométrie de la tôle à modéliser

La combinaison des équations de Maxwell réduite [3-1] et l'introduction de la loi de conduction électrique conduisent à l'équation aux dérivées partielles [3-12].

$$\frac{\partial^2 H_z(x, y, t)}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 H_z(x, y, t)}{\partial y^2} = \sigma \cdot \frac{\partial B_z(x, y, t)}{\partial t}$$

et

$$H_z(x, 0, t) = H_z(x, b, t) = H_{ext}(t)$$

$$H_z(0, y, t) = H_z(a, y, t) = H_{ext}(t)$$

$$H_z(x, y, 0) = f(x, y) = 0$$

[3-12]

A cette équation différentielle, il faut ajouter la loi constitutive [3-13] qui donne B_z en fonction de H_z avec μ , loi de perméabilité du matériau.

$$B_z = f(H_z) = \mu(H_z) \cdot H_z$$

[3-13]

En fonction du type de loi magnétique choisi, la solution est plus ou moins facile à atteindre et donne une représentation plus ou moins précise de la réalité [CHE-99b]. On distingue dans la suite les

cas où la loi est linéaire, cas où une solution analytique peut être obtenue et les cas où la loi est non linéaire ou hystérétique et qui nécessitent une résolution numérique.

3.6.1.2 Résolution dans le cas linéaire

Dans le cas linéaire, le système se résume à la seule équation différentielle [3-14] où μ est constant. De plus l'hypothèse linéaire permet de décomposer le signal d'excitation de forme quelconque en série de Fourier et de se contenter de résoudre l'équation pour une excitation sinusoïdale de type $H_{ext} = H_0 \cdot \sin(\omega \cdot t)$.

$$\frac{\partial^2 H_z(x, y, t)}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 H_z(x, y, t)}{\partial y^2} = \sigma \cdot \mu \cdot \frac{\partial H_z(x, y, t)}{\partial t}$$

et

$$H_z(x, 0, t) = H_z(x, b, t) = H_0 \cdot \sin(\omega \cdot t) \quad [3-14]$$

$$H_z(0, y, t) = H_z(a, y, t) = H_0 \cdot \sin(\omega \cdot t)$$

$$H_z(x, y, 0) = f(x, y) = 0$$

On peut résoudre cette équation de manière analytique soit à l'aide de l'utilisation de la variable complexe, soit par l'utilisation des séries de Fourier. Le principe de la résolution est détaillée dans [STO-74] et [FOU-98]. La solution en régime permanent pour le champ H_z est alors donnée dans l'équation [3-15].

$$H_z(x, y, t) = H_0 \cdot \sin(\omega \cdot t) - \sum_{m_impair} \sum_{n_impair} \left[\cos(\omega \cdot t) + \frac{\omega \cdot \sigma \cdot \mu}{\alpha(m, n)} \cdot \sin(\omega \cdot t) \right] \cdot \frac{16 \cdot H_0 \cdot \omega}{m \cdot n \cdot \pi^2} \cdot \frac{\frac{\alpha(m, n)}{\sigma \cdot \mu}}{\left(\frac{\alpha(m, n)}{\sigma \cdot \mu} \right)^2 + \omega^2} \cdot \sin\left(\frac{m \cdot \pi \cdot x}{a}\right) \cdot \sin\left(\frac{n \cdot \pi \cdot y}{b}\right) \quad [3-15]$$

avec

$$\alpha(m, n) = \frac{m^2 \cdot \pi^2}{a^2} + \frac{n^2 \cdot \pi^2}{b^2}$$

La loi étant linéaire l'induction $B_z(x, y, t)$ est proportionnelle en tout point à $H_z(x, y, t)$. Le profil du champ B_z dans la section de la tôle, met en évidence le retard subi par le milieu de la tôle dû au développement de courants induits. La Figure 3-12 présente un profil de l'induction à un instant t pour une fréquence de 1500 Hz et pour une tôle ayant un rapport largeur sur épaisseur égal à 5.

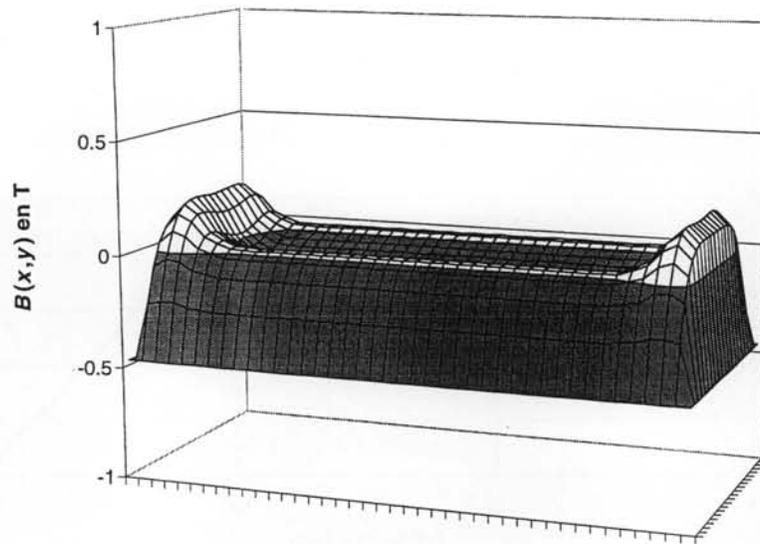


Figure 3-12 – Profil de l'induction magnétique dans la section de la tôle excitée à 1500 Hz, dans le cas d'une loi de comportement linéaire

La connaissance de la fonction $B_z(x,y,t)$ permet de calculer par intégration sur la section la densité moyenne de flux pour la tôle, à savoir, la loi $B_m(t)$ [3-16].

$$B_m(t) = \mu \cdot H_0 \cdot \sin(\omega \cdot t) - \sum_{m_impair} \sum_{n_impair} \left[\cos(\omega \cdot t) + \frac{\omega \cdot \sigma \cdot \mu}{\alpha(m,n)} \cdot \sin(\omega \cdot t) \right] \cdot \frac{16 \cdot \mu \cdot H_0 \cdot \omega}{m \cdot n \cdot \pi^2} \cdot \frac{\frac{\alpha(m,n)}{\sigma \cdot \mu}}{\left(\frac{\alpha(m,n)}{\sigma \cdot \mu} \right)^2 + \omega^2} \cdot \frac{4}{m \cdot n \cdot \pi^2} \quad [3-16]$$

avec

$$\alpha(m,n) = \frac{m^2 \cdot \pi^2}{a^2} + \frac{n^2 \cdot \pi^2}{b^2}$$

On peut appliquer ces résultats à un échantillon Epstein de taille classique, 30 mm*300 mm, d'épaisseur 0.65 mm et ayant une conductivité de $10^7 \Omega^{-1} \cdot m^{-1}$ et une perméabilité relative constante de 500. La loi étant linéaire, il est commode de représenter les résultats sous forme de diagramme de Bode en amplitude et en phase de la fonction de transfert entre B_m et $\mu \cdot H_{ext}$, Figure 3-13 et Figure 3-14.

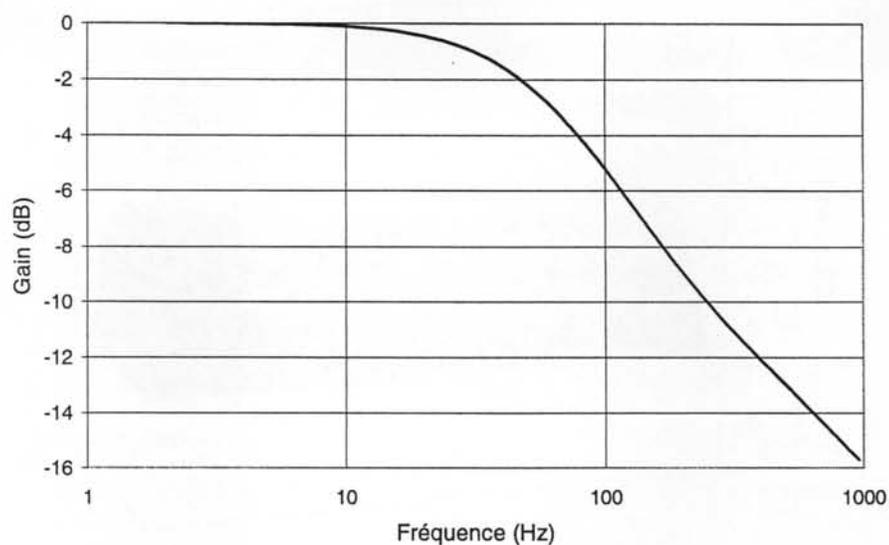


Figure 3-13 – Diagramme de Bode en gain de la fonction de transfert $B_m/\mu \cdot H_{ext}$

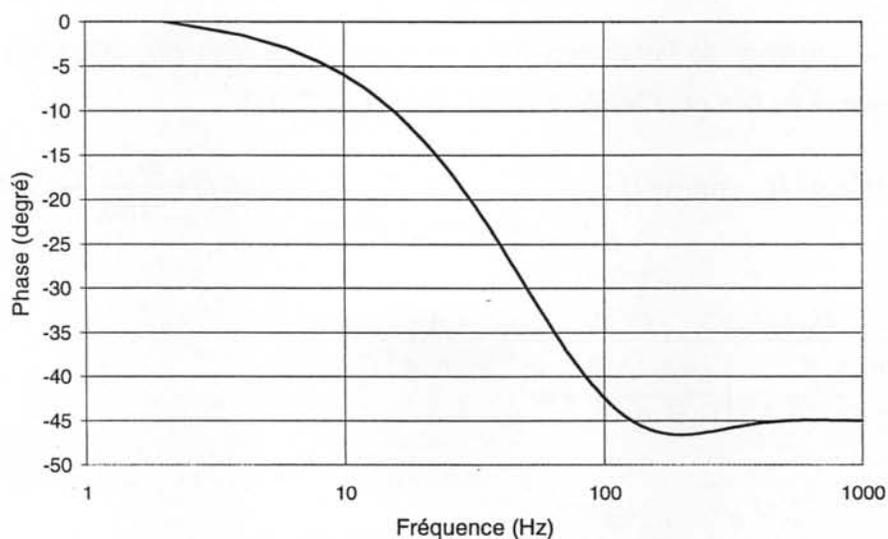


Figure 3-14 – Diagramme de Bode en phase de la fonction de transfert $B_m/\mu \cdot H_{ext}$

Influence de la largeur des échantillons

Les diagrammes de Bode en gain du système sont représentés pour différentes largeurs sur la Figure 3-15.

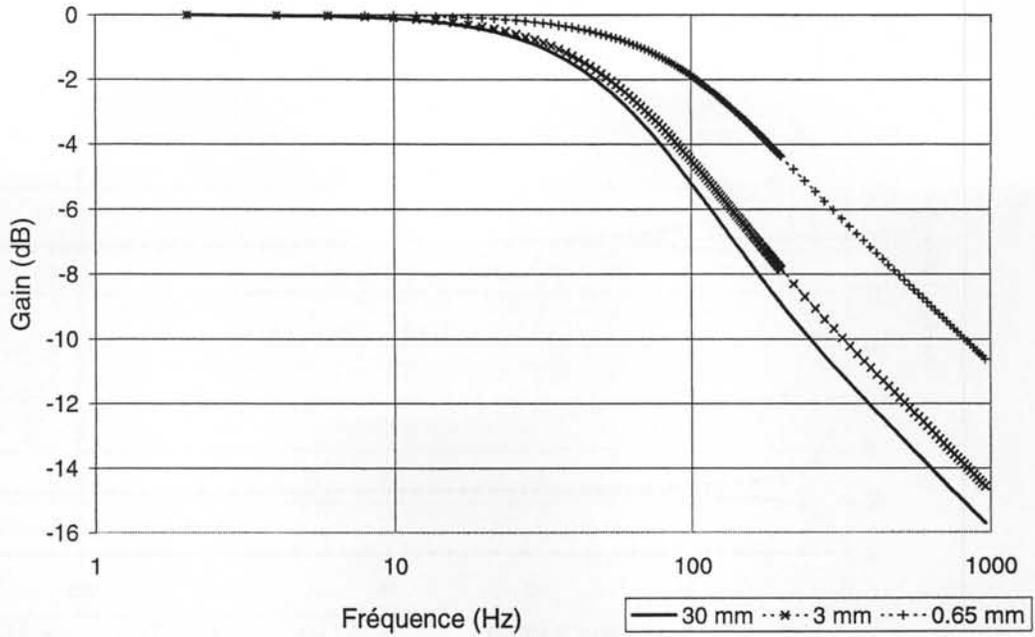


Figure 3-15 – Diagramme de Bode pour différentes largeurs

On note que, à partir de plusieurs dizaines de hertz, le passage d'une largeur de 30 mm à 3 mm modifie le comportement du système. Un critère très performant pour mesurer cette modification est la valeur des pertes. Dans le cas linéaire, il peut s'obtenir de manière analytique et est donné par l'expression [3-17].

$$P_{fer} = \frac{1}{2} \cdot \sum_{m_impair} \sum_{n_impair} \frac{4 \cdot \omega \cdot H_0}{\pi^2 \cdot m \cdot n} \cdot \frac{16 \cdot \mu \cdot H_0 \cdot \omega}{m \cdot n \cdot \pi^2} \cdot \frac{\frac{\alpha(m,n)}{\sigma \cdot \mu}}{\left(\frac{\alpha(m,n)}{\sigma \cdot \mu}\right)^2 + \omega^2} \quad [3-17]$$

La Figure 3-16 représente les pertes spécifiques à différentes fréquences en fonction de la largeur. On peut distinguer deux comportements, suivant que l'on maintient une condition d'amplitude constante sur le champ H_{ext} ou sur la densité de flux moyen B_m . On observe alors un comportement significativement modifié pour des largeurs inférieures à 5 mm et cela pour des fréquences à partir de la centaine de hertz.

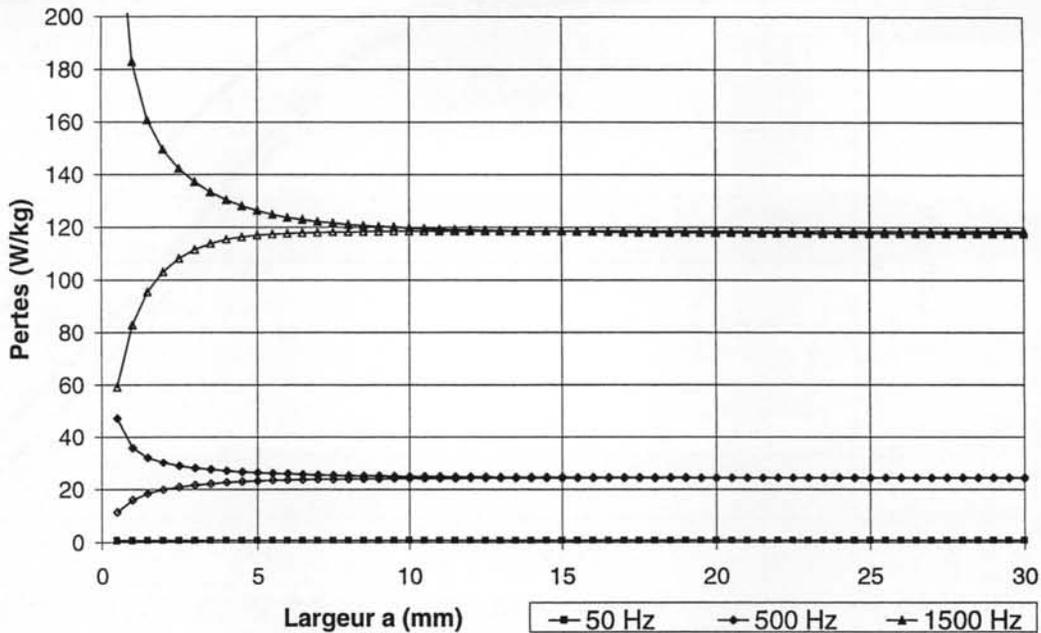


Figure 3-16 – Analyse des pertes en linéaire

Marques pleines : H_{ext} à amplitude constante (1000 A/m)

Marques vides : B_m à amplitude constante (tel que pour $a = 30$ mm le H_{ext} soit de 1000 A/m)

L'étude linéaire a permis de mettre en évidence l'influence de la largeur et de présenter une première approche simpliste du phénomène. Pour faire une analyse plus complète et obtenir des résultats quantitatifs, nous allons poursuivre l'investigation en régime non linéaire. Nous avons sélectionné deux fréquences présentant a priori des comportements différents, 50 Hz et 500 Hz, pour lesquelles nous allons effectuer une analyse détaillée.

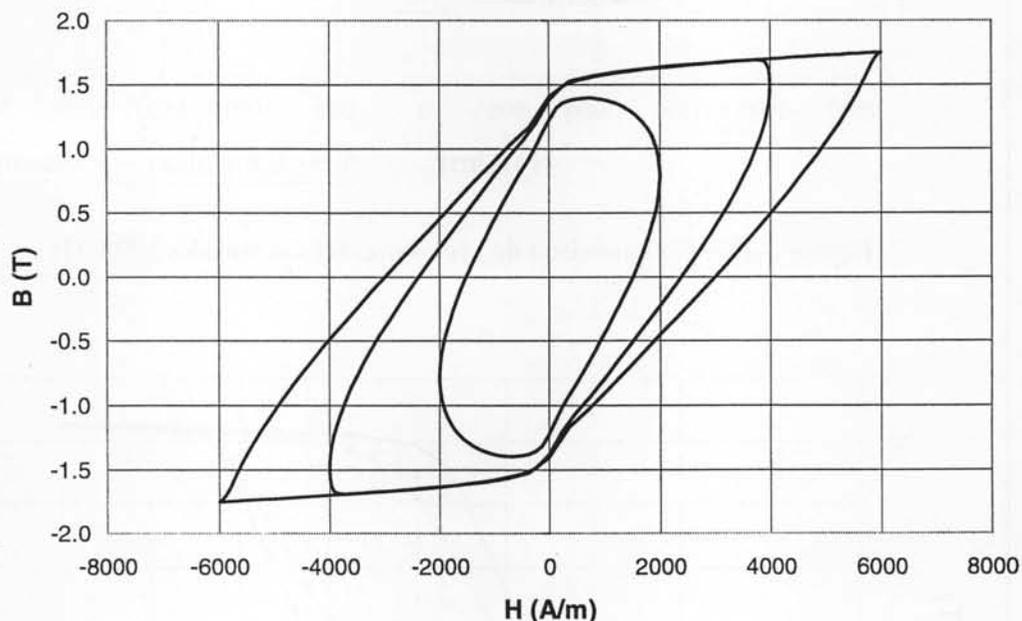
3.6.1.3 Résolution dans le cas non linéaire

Le cas non linéaire n'a pas de solution analytique à part dans quelques cas très particuliers comme dans le cas de la fonction échelon [STO-74]. On résout donc numériquement l'équation de diffusion [3-12] par la méthode des éléments finis. Afin d'imposer la forme du signal soit sur H_s soit sur B_m , il suffit d'imposer des conditions de variation sur les conditions aux limites du problème. Cependant pour ce faire, il faut que la variable inconnue soit adaptée à la grandeur que l'on souhaite imposer. Pour H_{ext} il s'agit de la variable H elle-même et pour B_m il s'agit du potentiel vecteur A . Aussi les équations qui sont résolues sont respectivement les équations [3-18] et [3-19].

$$\text{rot}(\text{rot}(\vec{H})) + \sigma \cdot \frac{d(\mu \cdot \vec{H})}{dt} = 0 \quad [3-18]$$

$$\text{rot}\left(\frac{1}{\mu} \cdot \text{rot}(\vec{A})\right) + \sigma \cdot \frac{d\vec{A}}{dt} = 0 \quad [3-19]$$

La non linéarité est traitée par un procédé Newton - Raphson et la résolution nécessite plusieurs périodes pour atteindre le régime permanent. En pratique la simulation de 10 périodes au moins est requise pour être sûr d'atteindre le régime permanent. La loi magnétique qui lie B à H est extraite de mesures réalisées sur cadre Epstein sous des conditions quasi-statiques. Les cycles obtenus dans le cas d'un échantillon Epstein classique sont représentés sur la Figure 3-17 pour différentes valeurs crêtes de H , H étant imposé sinusoïdal à une fréquence de 500 Hz. A bas niveau on observe bien un comportement elliptique comme dans le cas linéaire traité précédemment alors qu'à plus haut niveau, on note nettement l'importance de la non linéarité.



**Figure 3-17 – Cycles obtenus par simulation en non linéaire pour différentes valeurs crête de H ,
 $f = 500$ Hz, valeur de a : 30 mm**

La Figure 3-18 et la Figure 3-19 comparent la simulation et la mesure dans le cas d'un signal H sinusoïdal d'une fréquence de 50 Hz et 500 Hz. Cette simulation donne des résultats très proches de la mesure dès que les courants induits dans le matériau deviennent prédominants, comme le montre la Figure 3-18 obtenue dans ce cas.

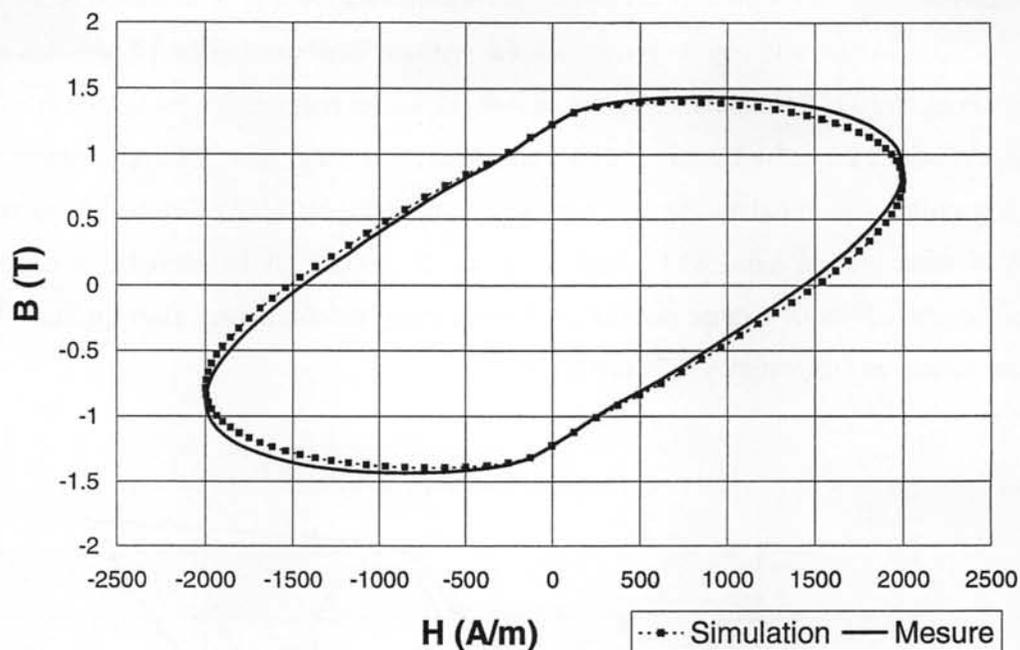


Figure 3-18 – Comparaison de cycles mesurés et simulés à 500 Hz

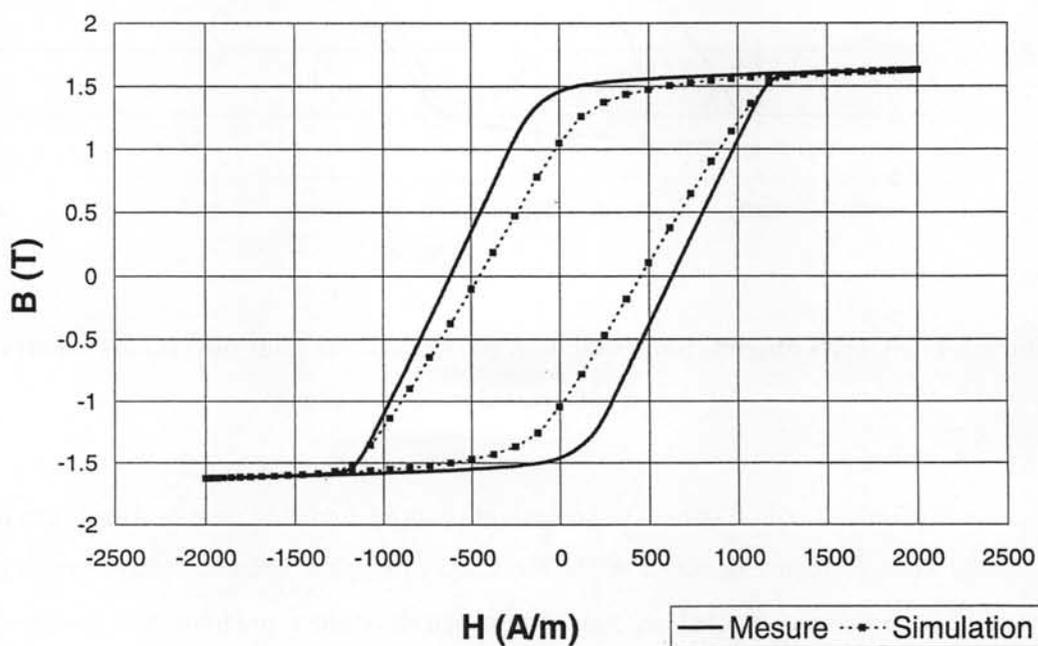


Figure 3-19 - Comparaison de cycles mesurés et simulés à 50 Hz

Influence de la largeur des échantillons

Nous avons choisi une série dans laquelle on impose un H_s sinusoïdal de faible valeur crête (autour de 400 A/m), une série avec un H_s sinusoïdal de forte amplitude crête (autour de 6000 A/m) et une série où l'on impose un B_m sinusoïdal de faible valeur (autour de 0.6 T). Toutes les comparaisons sont effectuées à une fréquence de 50 Hz et 500 Hz. Pour 50 Hz, aucune influence de la largeur n'a pu

être mise en évidence, que ce soit en mesure ou en simulation. Pour 500 Hz, nous avons regroupé l'ensemble des résultats dans le Tableau 3-5.

Largeur	30 mm	6.5 mm	3 mm	0.65 mm
H_s sinusoïdal de valeur crête de 400 A/m				
Pertes simulées	29.1 W/kg	29.9 W/kg	31.8 W/kg	44.2 W/kg
Pertes mesurées	33.5 W/kg	33.8 W/kg	35.4 W/kg	n.d.
H_s sinusoïdal de valeur crête de 6000 A/m				
Pertes simulées	1249 W/kg	1230 W/kg	1170 W/kg	780 W/kg
Pertes mesurées	n.d.	n.d.	n.d.	n.d.
B_m sinusoïdal de valeur crête de 0.6 T				
Pertes simulées	34.4 W/kg	33.9 W/kg	31.8 W/kg	23.9 W/kg
Pertes mesurées	38 W/kg	37.3 W/kg	35.9 W/kg	n.d.

Tableau 3-5 – Effet de la largeur des tôles sur les pertes à 500 Hz

On observe que l'évolution du comportement du système est fortement liée à la forme des conditions d'excitation imposées. Dans le cas où l'on fait varier la largeur en conservant le champ H_s constant, les pertes peuvent augmenter ou diminuer suivant le niveau d'amplitude. Si à présent on fait varier la largeur en conservant le champ B_m constant, le comportement est encore différent. L'ordre de grandeur des variations (entre 30 mm et 3 mm) est de 10 %.

En conclusion, il apparaît donc que la largeur est un paramètre qui influe en fonction de la fréquence des signaux d'excitation. Lorsque nous travaillons à une fréquence de 50 Hz, c'est à dire alimentée par le réseau, nous avons observé que la largeur du circuit magnétique n'avait aucune influence sur le comportement de celui-ci. Dans le cas que nous étudions, il n'est donc pas nécessaire de se préoccuper de ce paramètre. Par contre, dans les cas où la fréquence des signaux est plus importante, quelques centaines de hertz, nous avons mis en évidence que la largeur du circuit magnétique modifie le comportement moyen du matériau. On pourrait dans ces cas, imaginer introduire dans la simulation éléments finis un coefficient de pondération qui donnerait une image de la largeur du circuit magnétique en chaque point du circuit magnétique et permettrait ainsi de pondérer la loi de comportement avec ce coefficient.

Remarque :

Nous avons également implémenté la résolution numérique dans le cas d'une loi hystérétique [Che-99c]. La prise en compte d'une telle loi améliore l'estimation du cycle pour les basses fréquences. Cependant elle n'apporte rien de plus que la loi non linéaire en ce qui concerne l'influence de la largeur sur les pertes.

3.6.2 Sensibilité à l'approximation de la fonction $B(H)$

Pour pouvoir utiliser le calcul numérique, il nous faut une courbe $B(H)$ qui représente au mieux le comportement du matériau. Dans le cas du stator, nous choisissons la courbe qui lie les valeurs crêtes mesurées en sinusoïdal à 50 Hz. Dans le cas du rotor, nous utilisons la même courbe mais relevée en quasi-statique. Ensuite il faut trouver une approximation numérique de ces courbes pour les utiliser dans le calcul. Les techniques de résolution numérique des problèmes non linéaires imposent une courbe relativement régulière (en particulier à dérivée monotone pour assurer la convergence). Dans le cas du stator qui est composé d'une tôle traitée, la caractéristique est facile à modéliser (Figure 3-20). Par contre dans le cas du rotor, la tôle est non traitée et la caractéristique est plus délicate à modéliser. En effet, la courbe des données expérimentales présente une inflexion qui ne peut être prise en compte dans le calcul numérique. La Figure 3-21 représente deux courbes possibles pour représenter les données expérimentales. La 1^{ère} approche bien le coude (approximation 1) et la seconde approche bien les faibles niveaux d'induction (approximation 2). Dans tous les cas l'approche de la saturation est correcte. Nous allons analyser la sensibilité du calcul à cette fonction.

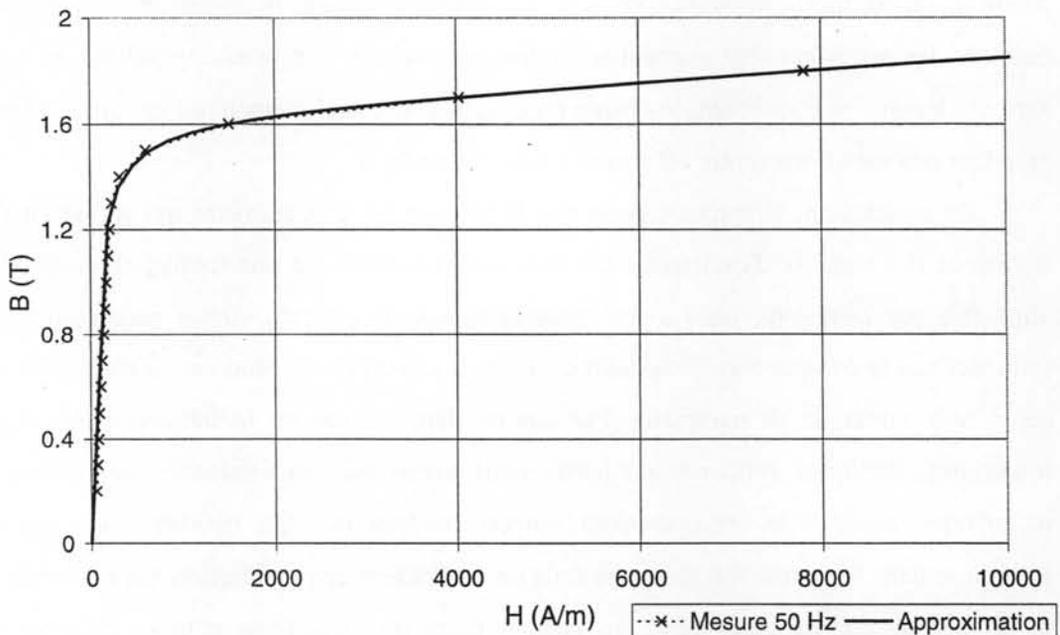


Figure 3-20 – Comparaison des courbes $B(H)$ mesurée sur Epstein et utilisée en simulation (stator)

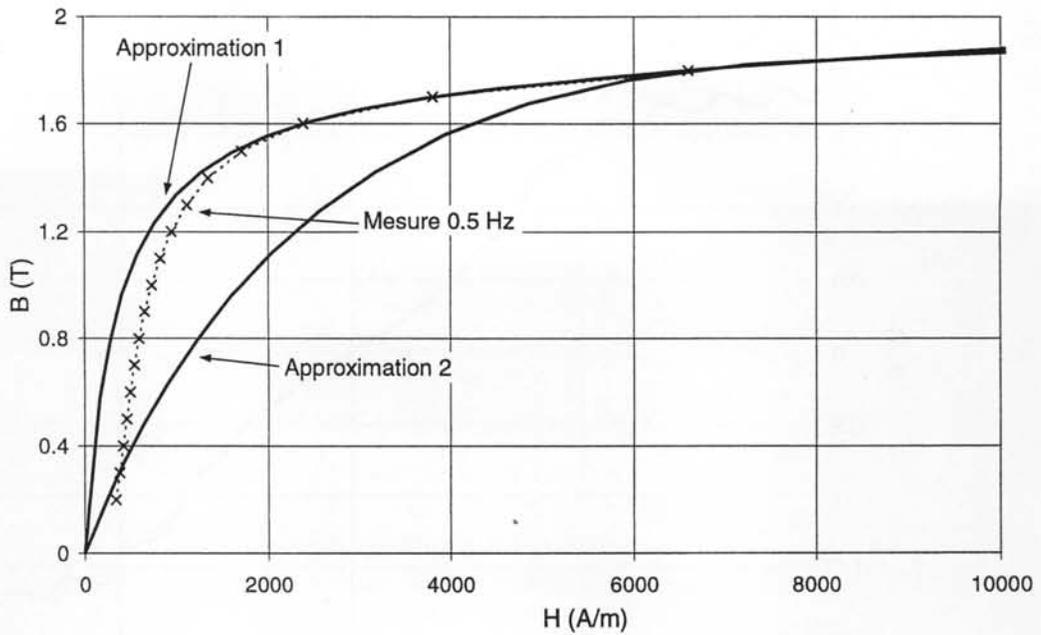


Figure 3-21 - Comparaison des courbes $B(H)$ mesurée sur Epstein et utilisées en simulation (rotor)

Pour cela, nous comparons les résultats de simulation en introduisant lors du calcul soit l'une, soit l'autre des deux courbes de la Figure 3-21. La comparaison est menée sur les formes d'onde obtenues au rotor et au stator ainsi que sur la valeur des pertes estimées. La Figure 3-22 donne les formes d'onde des deux simulations pour une dent rotor, la Figure 3-23 pour une dent stator.

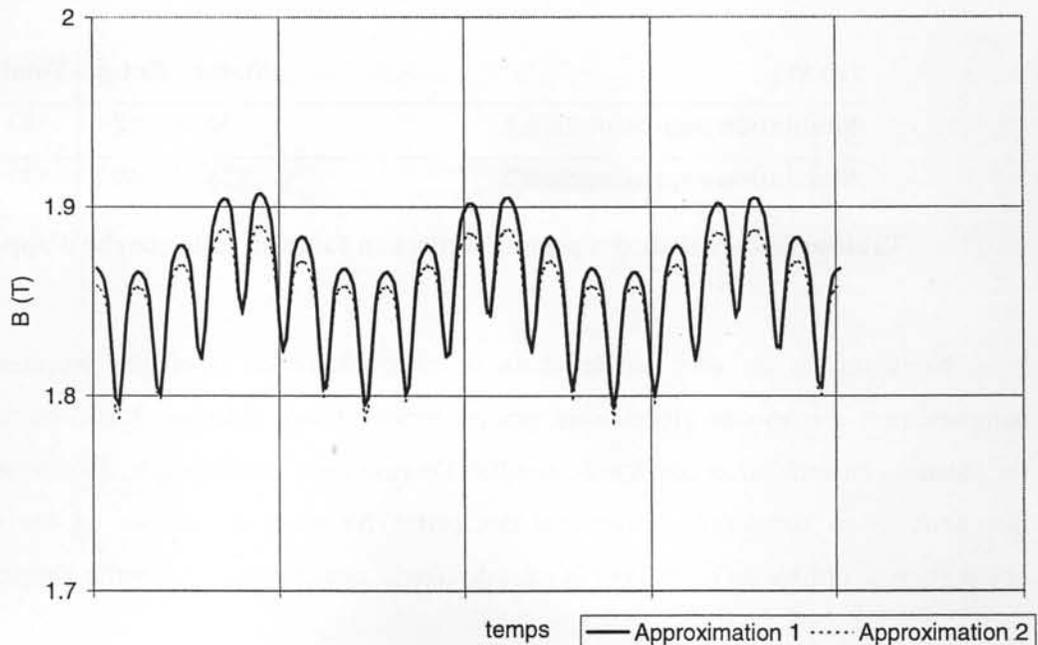


Figure 3-22 – Comparaison des formes d'onde dans le rotor en milieu de dent, durée 20 ms

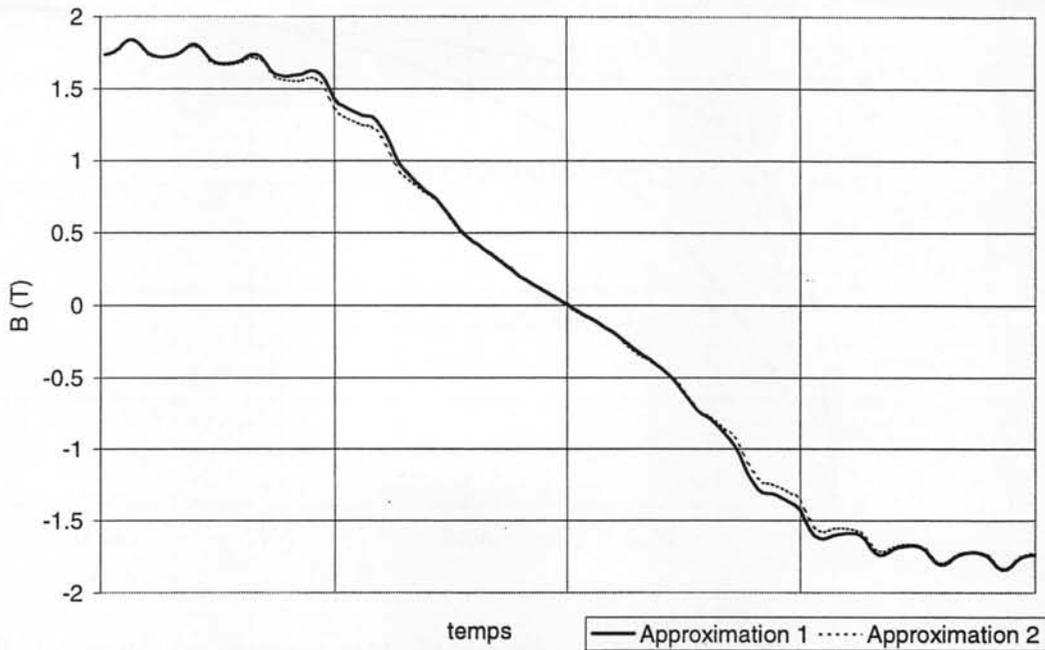


Figure 3-23 – Comparaison des formes d'onde dans le stator en milieu de dent, durée 20 ms

On remarque que non seulement la modification de la caractéristique $B(H)$ au rotor modifie un peu les formes d'onde du rotor, mais que cela se répercute également au stator. L'influence de la courbe $B(H)$ est également évaluée sur les pertes totales, qui sont récapitulées dans le Tableau 3-6. Une différence de seulement quelques pour cent apparaît entre les deux simulations.

(en W)	Stator	Rotor	Total
Simulation approximation 1	130	52	182
Simulation approximation 2	128	49	177

Tableau 3-6 – Valeur des pertes estimées en fonction de la courbe d'approximation

Nous venons de voir que le choix de la courbure de la courbe représentant la loi de comportement conditionne globalement peu les formes d'onde obtenues. La comparaison des pertes fer obtenues en simulation conforte ce résultat. On peut donc conclure que, compte tenu des courbes que nous avons considéré, l'estimation des pertes fer est peu sensible au choix de la loi de comportement utilisée au rotor. Pour la suite de l'étude, nous retenons la courbe d'approximation 1.

3.6.3 Définition des conditions aux limites

Lors de la réalisation d'une simulation numérique, il est nécessaire d'imposer des conditions aux limites afin de délimiter le problème. Afin de minimiser le domaine d'étude et donc le temps de calcul, une condition de Dirichlet est habituellement imposée directement sur la frontière extérieure du stator; cependant dans la réalité il se peut que du flux sorte de cette zone. Nous avons donc élargi la zone autour du stator et représenté la carcasse de la machine. Cette carcasse est en aluminium, donc amagnétique et considérée comme de l'air. Nous faisons plusieurs simulations afin de déterminer si les fuites autour de cette partie ont une influence ou non sur l'estimation des pertes.

(en W)	Stator	Rotor	Total
Simulation classique	130	52	182
Simulation avec prise en compte de la carcasse	129.5	52	181.5

Tableau 3-7 – Valeur des pertes estimées en fonction de la position de la condition de Dirichlet

Il apparaît clairement qu'il n'y a aucun effet sur les résultats de simulation si l'on permet l'existence de fuites à l'extérieur du stator. Nous utiliserons donc dans la suite des conditions de Dirichlet directement sur le contour extérieur des tôles stator.

3.6.4 Qualité de l'approximation locale de l'induction

Maintenant que nous avons précisé les conditions de simulation, nous désirons comparer les résultats de ces simulations à des mesures sur une machine réelle. Cependant deux problèmes apparaissent pour mettre en œuvre cette comparaison. Premièrement, les grandeurs que nous allons pouvoir mesurer sont des valeurs moyennes, il s'agit de flux mesurés à l'aide de spires qui sont placées autour du circuit magnétique et qui mesurent le flux dans une dent ou une culasse du circuit magnétique. Nous n'aurons donc pas de comparaison directe sur les grandeurs ponctuelles mais uniquement sur des flux locaux (flux d'une dent, flux de culasse). Deuxièmement, il est nécessaire pour se mettre dans les conditions de simulation d'utiliser une machine prototype, un peu différente d'une machine standard. En effet, dans une machine standard, les encoches du rotor sont inclinées pour limiter les pulsations de courant induit dans la cage. Comme ceci ne peut être intégré dans la simulation 2D que nous pratiquons, nous utilisons une machine prototype, mais de réalisation entièrement industrielle, dans laquelle les encoches du rotor sont droites. Il est très important de noter que nous appelons ici machine prototype une machine qui en fait n'a de prototype que l'inclinaison de la cage rotorique, le reste ayant suivi le processus standard de fabrication industrielle.

Les formes d'ondes choisies pour effectuer la comparaison sont le flux dans une dent stator et le flux dans la culasse stator. Aucune forme d'onde du rotor n'est présentée, car la mesure du flux dans celui-ci est très délicate à mettre en œuvre et ne donne pas de résultats satisfaisants. La comparaison est bien entendu menée avec le même flux moyen calculé à partir de la simulation. Pour le flux de dent, les formes d'ondes sont représentées sur Figure 3-24 et pour le flux de culasse sur la Figure 3-25.

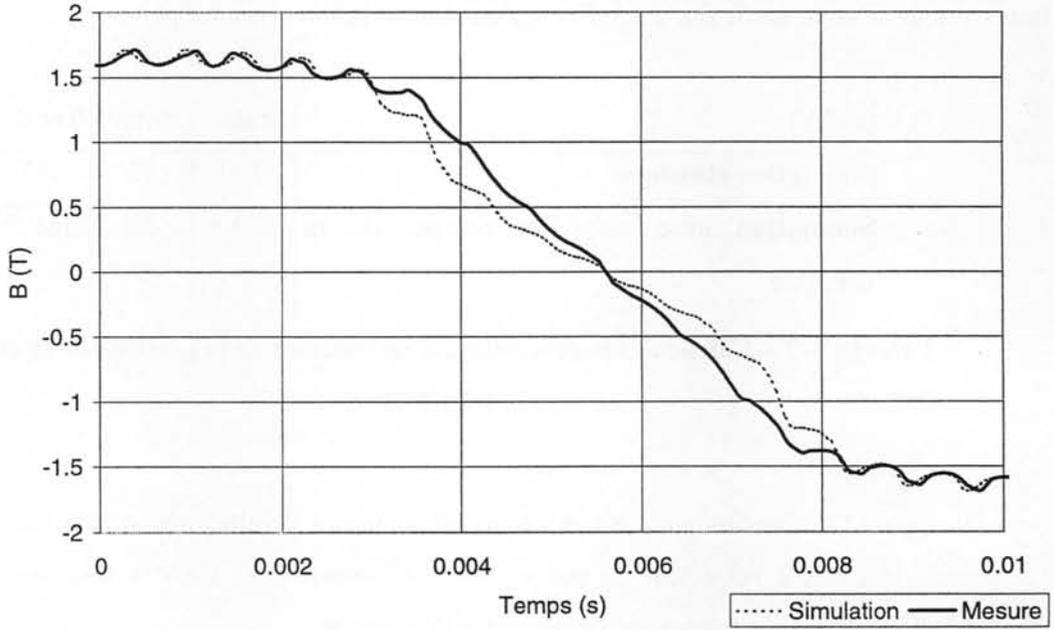


Figure 3-24 – Comparaison des formes d'ondes mesurées et simulées au stator (dans une dent)

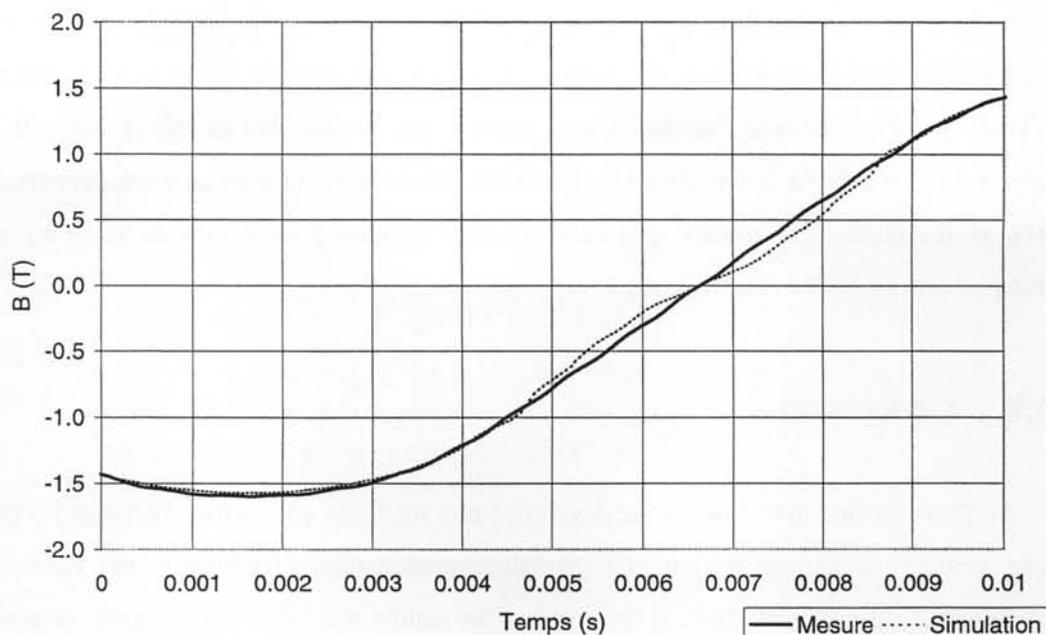


Figure 3-25 - Comparaison des formes d'ondes mesurées et simulées au stator (Culasse)

Dans les deux cas on observe une erreur d'estimation de l'induction aux faibles niveaux. Ce défaut d'estimation va-t-il modifier de manière significative la valeur des pertes? Pour cela nous testons chacune des deux formes d'ondes, estimée et mesurée, dans le modèle de comportement du chapitre 2 afin de quantifier l'écart généré. Nous effectuons cela pour plusieurs niveaux d'induction. Les résultats relatifs à la forme d'onde présente dans la dent sont donnés dans le Tableau 3-8. Dans le cas du signal présent dans la culasse les écarts sont toujours inférieurs à 2 %.

Induction crête (T)	Pertes estimées avec B simulé (W/kg)	Pertes estimées avec B mesuré (W/kg)	Ecart (%) simulation/mesure
1.4	8.7	9	-3.7
1.5	10	10.4	-3.8
1.6	11.7	12.3	-5.0
1.7	13.3	14.1	-5.5
1.8	14.6	15.9	-8.7

Tableau 3-8 – Comparaison des pertes estimées pour les formes d'ondes mesurés et simulés

Il semble donc que les écarts dus à l'approximation de la forme d'onde réelle par la simulation numérique n'engendrent que des erreurs inférieures à 10 % sur les pertes fer.

Une des solutions qui permettrait de réduire l'écart entre l'induction estimée et mesurée est d'introduire dans le logiciel de simulation une loi de comportement hystérétique plus proche de la réalité que celle utilisée. Cependant nous n'avons pas encore mis en œuvre une telle solution qui apporterait un gain de l'ordre de 10 %. La faisabilité de cette mise en œuvre a déjà été étudiée [DEL-91], et les études ont montré que cela demande beaucoup de temps de mise au point à cause d'importants problèmes numériques.

3.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons développé une méthode qui permet d'estimer les pertes fer dans une structure électromagnétique de géométrie quelconque. L'estimation est basée sur plusieurs approximations qui permettent, si l'on respecte les contraintes associées, d'obtenir un résultat avec une précision de l'ordre de 10 %. L'approximation est réalisée à deux niveaux, d'une part lors du calcul ponctuel des formes d'ondes d'induction dans le circuit magnétique et d'autre part lors de la modélisation du comportement dissipatif. La partie concernant le modèle dissipatif a été traitée au chapitre précédent. Ici nous nous sommes attachés à étudier la partie approximation des formes d'ondes. Les différents paramètres de la simulation : discrétisation spatiale, discrétisation temporelle, largeur du circuit magnétique, choix de la courbe d'aimantation et position des conditions aux limites ont été analysés. A l'exception du choix de la courbe d'aimantation, des critères ont pu être définis pour assurer la qualité de la simulation. En revanche, la courbe d'aimantation reste une fonction qu'il est difficile de conditionner. Pour l'instant la résolution utilise une courbe de comportement moyen indépendante de la géométrie et de la valeur des champs, ce qui génère bien entendu des erreurs. Nous avons montré que malgré cette approximation, nous sommes en mesure d'obtenir une estimation des pertes d'une structure avec une erreur qui est proche de la plage de validité que nous nous étions fixés (15 %).

Chapitre 4

Identification des sources de pertes supplémentaires

Dans les parties précédentes nous avons proposé un modèle de comportement des matériaux magnétiques et étudié la mise en place de ce modèle dans des outils permettant l'analyse des structures électromagnétiques à géométrie complexe. Ces études ont permis de garantir une estimation des pertes fer dans de telles structures avec une précision de l'ordre de 10 %. Or, malgré cela, la confrontation des résultats obtenus par simulation et des résultats de mesure sur une structure telle que la machine électrique asynchrone de 5.5 kW que nous étudions indique des écarts bien supérieurs à ces 10 %. Les résultats pour cette machine sont rappelés dans le Tableau 4-1. Il s'avère donc que d'autres phénomènes, jusqu'à présent ignorés lors des simulations, ne sont pas négligeables dans l'évaluation des pertes. Comme nous l'avons évoqué dans le premier chapitre, bon nombre d'hypothèses sont encore faites lors de ces simulations (hypothèse 2D, pas de courants induits, etc...). Cette partie a pour objectif d'analyser successivement chacune de ces hypothèses et de quantifier leur contribution éventuelle à une erreur d'estimation des pertes afin de localiser les sources de pertes supplémentaires.

(en W)	Stator	Rotor	Total
Simulation	130	52	182
Mesure	138	160	298
Ecart	-6 %	-67 %	-39 %

Tableau 4-1 – Valeur des pertes fer estimées et mesurées, moteur 5.5 kW

La liste des phénomènes que nous allons investiguer est celle qui résulte de l'analyse présentée au chapitre 1, tous les points seront étudiés indépendamment les uns des autres avant de sélectionner ceux dont la contribution est significative pour une analyse couplée. Il s'agit des points suivants :

- Les pertes joules dans les bobines stator
- Les pertes joules dans le circuit magnétique stator
- Les pertes joules dans la carcasse aluminium
- Les pertes joules dans les conducteurs rotor
- Les pertes joules dans le circuit magnétique rotor
- Les pertes supplémentaires générées par une non symétrie de la machine – excentricité, anisotropie

Pour l'ensemble de cette partie nous travaillerons avec la machine 2 pôles, 5.5 kW dont la géométrie a été présentée au chapitre précédent. Nous rappelons les conditions de simulation qui permettent d'obtenir les résultats du Tableau 4-1 et que nous appellerons dans la suite la simulation de référence :

- Alimentation : courants sinusoïdaux équilibrés de valeur efficace 5.4 A à 50 Hz
- Région carcasse : considérée comme de l'air
- Région stator : tôle en M1000-65D traitée thermiquement
- Région rotor : tôle en M1000-65D brute, vitesse de rotation : 3000 tr/min
- Région arbre : en acier XC38
- Discrétisation spatiale : 10 000 nœuds pour la ½ machine
- Discrétisation temporelle : 400 points par période
- Durée de simulation : 1 période de 50 Hz

4.1 Evaluation des pertes joules dans les bobines stator

Pour cette évaluation la difficulté ne vient pas du tout de la simulation, dans laquelle on sait parfaitement calculer les pertes joules, mais de la mesure. Le calcul des pertes expérimentales comporte deux grandeurs, la résistance R et le courant I . La valeur de R varie largement avec la température θ , suivant la loi bien établie exprimée dans l'équation [4-1]. La difficulté revient alors à une détermination précise de la température, ce qui n'est en général pas facile.

$$R(\theta) = R_0 + \gamma_{\text{cuivre}} \cdot \Delta\theta \quad [4-1]$$

Ce que l'on fait en pratique est donc la chose suivante : lorsque l'on réalise un essai on maintient les conditions de l'essai pendant un temps suffisamment long pour atteindre le régime thermique permanent. Ensuite, juste après l'arrêt des essais on fait une mesure directe de la résistance. Ainsi, on suppose que l'inertie thermique a permis de maintenir les conditions de température de l'essai et que la résistance mesurée correspond bien à celle de l'essai.

En ce qui concerne la connaissance de I , en général on travaille avec un I sinusoïdal et dans ce cas, on peut exprimer les pertes joules simplement par la formule [4-2].

$$P_{\text{joule}} = R(\theta) \cdot I_{\text{eff}}^2 \quad [4-2]$$

Lorsque I n'est plus parfaitement sinusoïdal, I_{eff} ne peut être mesurer directement, il faut alors pour avoir une valeur exacte des pertes substituer la formule [4-3] à la formule [4-2].

$$P_{\text{joule}} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T R(\theta) \cdot I(t)^2 \cdot dt \quad [4-3]$$

Afin de lever tout doute sur la mesure de cette valeur, nous réalisons donc l'acquisition du courant de chacune des phases de la machine à l'aide d'une sonde de courant reliée à un voltmètre numérique et réalisons le calcul exact de la valeur des pertes joules stator sur chacune des phases. Il est important de remarquer que les formules sont valables si la valeur de R ne dépend pas de la fréquence, ce qui est vrai dans notre cas. Mais dans certains cas particuliers cette hypothèse n'est plus valable, c'est par exemple le cas des machines à réductance variable où les conducteurs sont plutôt massifs et où le courant est injecté présente de rapides variations.

4.2 Evaluation des pertes joules dans le circuit magnétique stator

Le matériau magnétique qui constitue le stator (M1000-65D) est également conducteur. Ce matériau est soumis à un flux variable dans le plan présenté sur la Figure 3-4. S'ils en avaient la possibilité, des courants induits se développeraient le long de lignes perpendiculaires au plan de cette figure, ce qui générerait des pertes supplémentaires. Cependant dans les machines que nous étudions ce n'est pas le cas (d'ailleurs, ce n'est jamais franchement le cas car les conséquences seraient catastrophiques). En effet le circuit magnétique est réalisé par un empilage de tôles qui sont isolées les unes des autres. Par conséquent aucun courant ne peut circuler sur des lignes parallèles à l'axe de rotation. On rappelle que bien sûr les courants induits au sein d'une tôle sont pris en compte dans le modèle de comportement et qu'il ne s'agirait ici que de courants inter-tôles. Pour s'assurer de l'isolation des tôles stator, nous avons fait une mesure de la résistivité axiale d'un paquet de tôles. La résistivité mesurée est introduite dans la simulation afin d'en évaluer les conséquences. Aucune modification de comportement n'a pu être mise en évidence, aussi peut-on conclure qu'il n'existe pas de pertes supplémentaires liées aux pertes joules inter-tôles du circuit magnétique stator. Il existe cependant un endroit où le circuit magnétique stator est court-circuité, il s'agit de son diamètre extérieur en contact avec la carcasse en aluminium. Ce point fait l'objet d'une analyse particulière présentée dans le paragraphe suivant.

4.3 Evaluation des pertes joules dans la carcasse aluminium

La carcasse aluminium est un matériau conducteur et se situe à la limite du circuit magnétique stator. Quoiqu'elle ne soit pas magnétique, elle peut être soumise à des flux de fuites (évoqués au chapitre précédent) et par conséquent être le siège de courants induits. Pour vérifier cela, nous

substitutions dans la simulation de référence l'air de la région carcasse par de l'aluminium AS13, qui sert effectivement à réaliser la carcasse de la machine 5.5 kW.

Il nous faut ici évoquer avant de continuer, le problème du régime transitoire. En effet, comme à présent il est laissé aux courants induits la possibilité de se développer dans une région de la géométrie et que la carte des courants initiaux est inconnue, le système passe par un régime transitoire au cours duquel les courants induits s'établissent à leur valeur permanente. Dans la pratique, ce temps est très court, mais il représente en fait plusieurs périodes ou dizaines de périodes. Nous effectuons donc la simulation de ce type de problème en deux temps : tout d'abord une simulation du régime transitoire qu'on achève lorsque les grandeurs du problème varient de moins de 1 % d'une période sur l'autre. Puis la simulation de ce que nous appelons le régime permanent et qui dure au maximum une période avec pour conditions initiales les conditions présentes à la fin de la simulation du régime transitoire. Il n'y a pas de difficulté à résoudre ce problème, mais la limitation vient du temps de calcul. En moyenne, le nombre de périodes nécessaire pour le régime transitoire est de l'ordre de 20 ou 30, ce qui en temps de calcul correspond à 3 ou 4 jours (sur un PC pentium à 200 Méga Hz).

Pour la simulation réalisée dans le cas de la carcasse conductrice, on obtient les résultats indiqués dans le Tableau 4-2.

(en W)	Stator	Pjoule	Rotor	Total
Simulation de référence	130	0	52	182
Simulation avec carcasse conductrice	129	2.4	52	183.4
Mesure	138		160	298
Ecart	-5 %		-67 %	-38.4 %

Tableau 4-2 – Valeur des pertes, simulation avec carcasse conductrice

L'influence de ce phénomène est faible, la simulation de la présence de la carcasse n'améliore l'erreur sur les pertes que de -39 % à -38.4 %. Elle n'apporte donc aucun effet significatif sur le comportement du système et par conséquent dans toutes les simulations ultérieures nous modéliserons le système sans carcasse.

4.4 Evaluation des pertes joules au rotor – cage conductrice

Jusqu'à présent la présence de matériau conducteur dans la cage n'était pas prise en compte, car le fait de réaliser des simulations au synchronisme ne devait pas générer de courant induit dans la

cage rotor. Mais les dents stator présentes en face des dents rotor engendrent dans celles-ci des pulsations de flux hautes fréquences qui génèrent peut être des courants induits dans cette cage [SAV-97] et [FLA-96]. Nous allons donc réaliser des simulations au synchronisme en laissant les courants induits se développer. Pour cela nous remplaçons l'air qui se trouve dans les encoches rotor par de l'aluminium, comme c'est le cas dans la réalité. De même que dans le cas précédent, la simulation est décomposée en deux régimes, transitoire et permanent.

Ici apparaît un autre point que nous n'avions jamais évoqué, il s'agit de l'inclinaison des encoches rotor. En effet, la machine standard possède un rotor dont les encoches sont inclinées d'un pas dentaire. Normalement, l'inclinaison d'un pas dentaire ne modifie pas le comportement de la machine mais a pour effet de lisser les effets de denture que nous venons d'évoquer. La simulation que nous pratiquons étant 2D, il est impossible de prendre en compte l'inclinaison. Aussi pour comparer mesures et simulations, nous avons fait réaliser une machine ne possédant pas cette inclinaison rotorique. Afin de confronter simulations et mesures, deux prototypes de rotor sont réalisés :

- Rotor standard sans inclinaison et sans cage
- Rotor standard sans inclinaison

Le stator utilisé est toujours le même, il s'agit d'un stator standard. Malgré tout, la totalité des essais ont été également réalisés avec d'autres stators standards, instrumentés ou non afin de tenir compte de la dispersion de la production et de s'assurer que les écarts mesurés étaient bien propre au rotor. Quel que soit le stator utilisé, les résultats sont toujours identiques. Les simulations ainsi que les mesures sont toujours réalisées au synchronisme. L'ensemble des résultats de mesure et simulation sont regroupés dans le Tableau 4-3.

(en W)	Stator	Cage : courants induits	Rotor	Total
Simulation de référence	130	0	52	182
Simulation avec cage conductrice	130	25	50	205
		75		
Mesure machine rotor droit à cage	138	139		277
Mesure machine rotor droit sans cage	143	40		183

Tableau 4-3 – Valeur des pertes, influence de la cage

Le premier résultat très intéressant est donné par la comparaison de la simulation de référence et de la mesure sur la machine à rotor droit sans cage. On trouve **182 W** estimés pour **183 W** mesurés. On observe alors que lorsque les hypothèses de simulation sont parfaitement conformes aux

conditions de mesure, la méthode d'estimation des pertes est très efficace. Ce résultat confirme donc la conclusion du chapitre précédent sur les performances de la méthode de prédiction des pertes fer.

Le second résultat concerne l'influence de la cage. Tout d'abord, on note que la simulation de la cage conductrice, met en évidence l'existence de pertes par pulsations importantes dans la cage (25 W). On pouvait alors s'attendre à mesurer entre la machine avec cage et la machine sans cage un écart sur les pertes de l'ordre de 25 W. Cependant la mesure donne un écart inattendu de 94 W (277 W-183 W). Cela indique que les courants induits dans la cage ne sont pas les seuls à avoir disparu avec la cage, et qu'il existe donc d'autres phénomènes liés à la présence de la cage. Il pourrait s'agir de courts-circuits entre tôles rotor qui ne sont pas isolées les unes des autres et qui sont soumises à de très fortes pressions de serrage exercées par la cage. Ces courts-circuits se situeraient à trois niveaux, soit sur toute la surface des tôles, soit en surface suite à l'opération de rectification (mise au diamètre), soit autour des dents provoqués par les bavures dus à l'encochage. Ces trois cas seront étudiés au prochain paragraphe. Ces courts-circuits, seraient fortement accentués par le maintien en pression du paquet de tôles par la cage et viendraient quasiment à disparaître en son absence.

Enfin, il est intéressant d'observer l'allure de la puissance instantanée dissipée par les courants induits dans la cage aluminium (Figure 4-1). On observe les pulsations hautes fréquences à la fréquence de défilement des dents stator face au rotor. Tout ceci confirme l'importance du choix combiné du nombre d'encoches stator et du nombre d'encoches rotor, ainsi que des largeurs d'ouverture d'isthme responsables des éventuels pulsations de flux dans le circuit magnétique.

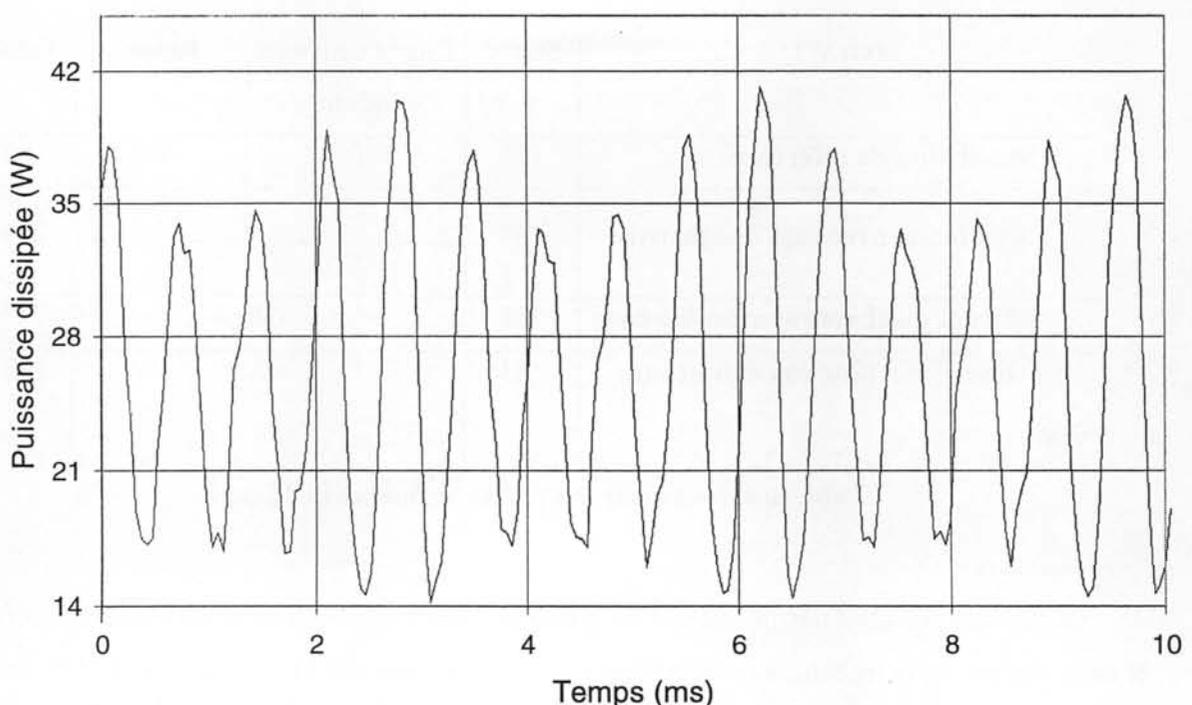


Figure 4-1 – Evolution des pertes joules instantanées dans la cage de la machine à vide

Nous avons réussi à identifier l'origine des pertes supplémentaires dans la machine asynchrone. Il s'agit à présent d'identifier clairement tous ces phénomènes afin de pouvoir les modéliser et les introduire dans la simulation.

4.5 Influence des courts-circuits entre tôles rotor

On distingue dans ce paragraphe deux types de courts-circuits qui peuvent exister simultanément dans la machine. Il s'agit toujours de courts-circuits entre tôles selon une direction parallèle à l'axe de rotation, mais qui sont soit répartis sur toute la surface de la tôle, soit localisés en certains endroits comme le diamètre extérieur ou le contour des dents.

Quelle est l'origine des courts-circuits répartis ? Le rotor de la machine 5,5 kW que nous étudions est réalisé avec des tôles magnétiques de qualité M1000-65D (tôle semi-process). Ces tôles sont découpées en même temps que le stator et sont ensuite assemblées pour réaliser le rotor. Contrairement au stator ces tôles ne sont pas traitées et ne subissent donc ni traitement de surface pour isolation, ni de traitement thermique pour relâchement de contraintes. Pour réaliser la coulée de la cage aluminium, les tôles sont pressées les unes contre les autres et maintenues après coulée par le refroidissement de la cage aluminium sur le paquet. Les tôles n'ayant pas subi d'isolation de surface, la mise en pression du paquet crée une masse non isolée dans la direction de l'axe de rotation et permet ainsi à des courants induits de se développer.

Quelle est l'origine des courts-circuits localisés ? Une fois assemblée et la cage d'aluminium injectée, le rotor subit une rectification pour l'amener à son diamètre définitif. Cette opération d'usinage peut provoquer des bavures qui mettent en contact les tôles sur le diamètre extérieur. De plus, le poinçonnage des encoches rotor engendrent des bavures, qui une fois les tôles empilées, peuvent venir en contact les unes des autres et provoquer des courts-circuits sur le contour des dents.

Nous allons nous attacher maintenant à déterminer la contribution de ces différents phénomènes aux pertes de la machine.

4.5.1 Les mesures de résistivité d'un paquet de tôles rotor

Avant de nous lancer dans des simulations, nous avons effectué des mesures sur un paquet de tôles rotor seules afin de déterminer la conductivité que l'on trouve en pratique dans une direction parallèle à l'axe de rotation. A titre de comparaison voici, les résistivités des alliages composants les tôles électriques. La M1000-65D qui est utilisée est très proche du fer pur.

- Résistivité du fer pur : $10 \mu\Omega.cm$
- Résistivité d'un alliage fer – silicium 3% : $45 \mu\Omega.cm$

Pour réaliser la mesure de la résistivité sur un paquet de tôle, nous procédons de la façon suivante :

- Les tôles sont sorties du process standard de fabrication juste après l'opération de découpe. Ces tôles sont non isolées et n'ont pas d'autre bavure que celle de la découpe.
- Ces tôles sont empilées afin de réaliser un paquet d'environ 100 mm de long.
- Le paquet, ainsi réalisé, est placé entre deux grosses plaques de cuivre servant d'équipotentielle
- L'ensemble du montage est placé dans une presse afin d'y exercer différentes pressions.
- Un courant constant de 10 A est injecté entre les deux plaques de cuivre et on relève la tension induite entre les deux plaques.
- La connaissance de la surface des tôles et de la longueur du paquet donne la résistivité équivalente du paquet en fonction de la section supposée pour le passage du courant.

Nous donnons ici une représentation des résultats de mesure de résistance sous forme de résistivité en considérant la section complète de la tôle à savoir : 4560 mm^2 . Les valeurs de pression sont proportionnelles à la force exercée par la presse sur le paquet de tôle. Nous n'effectuons pas de conversion en unité de pression car les points de comparaison que nous avons en fabrication sont également exprimés sous forme de forces exercées sur le paquet. La presse dont nous disposons permet d'atteindre des forces allant jusqu'à 80 tonnes. La Figure 4-2 donne les résultats sur cette plage de force.

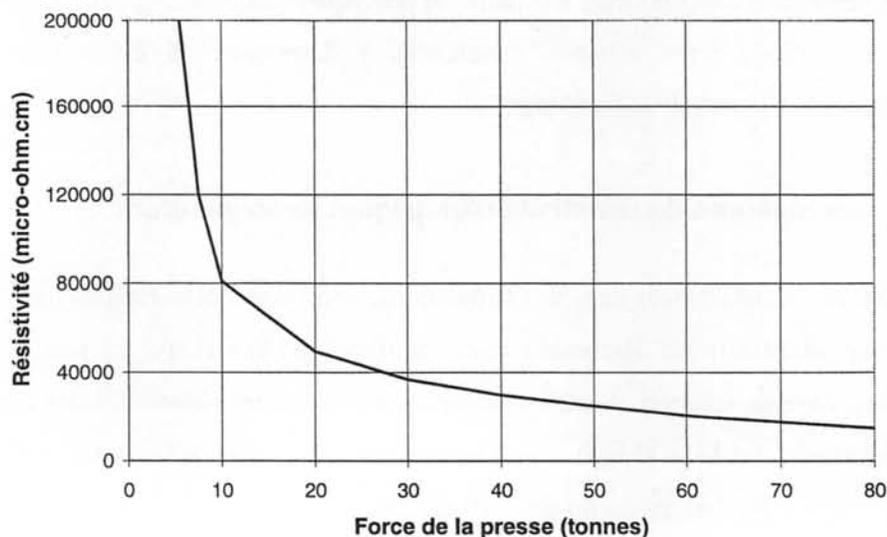


Figure 4-2 – Résistivité axiale du paquet de tôle rotor

Les presses industrielles utilisées en fabrication exercent des forces équivalentes de l'ordre de 80 tonnes. Pour ces valeurs, on observe une valeur limite qui se situe autour d'une résistivité équivalente pour le paquet de tôles de $10\,000\ \mu\Omega\cdot\text{cm}$ soit 1 000 fois la résistivité intrinsèque du matériau lui-même.

4.5.2 Cas des courts-circuits répartis

La machine a été simulée en supposant son rotor massif et conducteur. La résistivité choisie est de $10\,000\ \mu\Omega\cdot\text{cm}$, valeur que nous estimons proche de la réalité dans le cadre de cette hypothèse. La résolution du problème nécessite comme précédemment d'atteindre le régime permanent. Les résultats sont donnés dans le Tableau 4-4.

(en W)	Stator	Rotor : courants induits	Rotor : Pfer	Total
Machine avec toute la surface rotor conductrice	130	2	56	188
		58		
Mesure machine rotor droit à cage	138	139		277
Ecart	-5 %	-58 %		-32 %

Tableau 4-4 – Valeur des pertes, simulation des courts-circuits sur toute la surface du rotor

On observe effectivement que des courants induits se développent dans le rotor. Cependant, la résistivité étant très forte ces courants sont faibles, (ordre de grandeur de la densité du courant moyen dans les têtes de dent rotor : $0.15\ \text{A}/\text{mm}^2$), et ont donc peu de conséquences sur les pertes (augmentation d'à peine quelques watts). Ceci exclut donc l'hypothèse selon laquelle les courts-circuits répartis des tôles rotor sont à l'origine de pertes supplémentaires. On se tourne donc vers l'analyse des cas de courts-circuits localisés.

4.5.3 Cas des courts-circuits localisés

On distingue dans un premier temps le cas des courts-circuits localisés en périphérie du rotor et ceux localisés sur le contour des dents. On complétera ensuite si c'est nécessaire, par une étude simultanée des deux phénomènes. La difficulté se situe dans le choix de l'épaisseur des régions soumises à ces courts-circuits. L'ordre de grandeur est autour du dixième de millimètre. La décomposition en éléments finis contraint un peu le choix à cause de la taille limite des éléments, une taille de 0.2 mm sera utilisée dans ce cas.

4.5.3.1 En périphérie du rotor

La simulation est similaire à celle déjà décrite précédemment. Dans ce cas, la zone conductrice du rotor est limitée à une couronne d'épaisseur 0.2 mm localisée à sa périphérie (Figure 4-3). La valeur de la résistivité de cette zone est estimée à partir des mesures du paragraphe 4.5.1 et de la surface effective de la zone conductrice. Elle se situe autour de $200 \mu\Omega.cm$. C'est pour cette valeur que nous donnons les résultats de simulation. Cependant d'autres simulations ont été effectuées avec des valeurs différentes de résistivité et ont montré que ce paramètre est relativement peu influent sur les pertes tant que sa variation reste limitée entre 100 à $400 \mu\Omega.cm$.

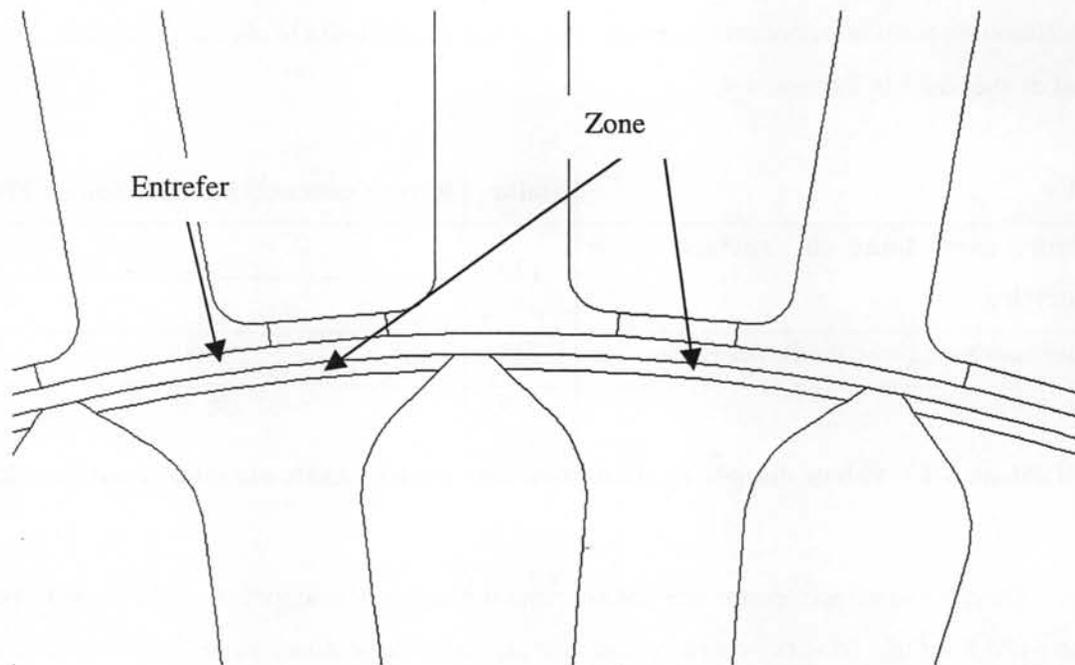


Figure 4-3 – Représentation en simulation de la zone conductrice sur la périphérie du rotor

Afin de réaliser une comparaison avec l'expérience, un prototype avec un traitement particulier de la surface du rotor a été réalisé. Il s'agit d'un rotor standard qui a été chauffé en surface au chalumeau après la rectification (probablement $400-500^{\circ}C$ sur quelques dixièmes). Le but de cette opération est de détruire les courts-circuits créés en surface lors de l'opération de rectification. Il faut noter que pour ce cas, l'inclinaison du rotor a été maintenue. Le stator utilisé est toujours le même, il s'agit d'un stator standard. (comme précédemment la totalité des essais ont été également réalisés avec d'autres stators standards, afin de s'assurer qu'il n'y avait pas d'influence du stator).

Les résultats de la simulation ainsi que des mesures sur le prototype sont récapitulés dans le Tableau 4-5.

(en W)	Stator	Rotor : courants induits	Rotor : P _{fer}	Total
Simulation avec surface du rotor conductrice	128	30	60	218
		90		
Mesure machine standard	138	160		298
Mesure machine avec rotor traité	138	119		257

Tableau 4-5 – Mesures et simulation des pertes dans le cas d'une surface rotor conductrice

On observe qu'à la fois l'expérience et la simulation confirment l'importance de ce phénomène pour le calcul de la valeur des pertes de la machine. Un écart important de 36 W (218 W-182 W) des pertes au rotor est mis en évidence par la prise en compte du phénomène en simulation. Cet écart est très proche des 41 W donnés par la mesure sur le rotor prototype (160-119 W). Il est donc indispensable de prendre en compte ce phénomène lors de l'estimation des pertes de la machine. D'autre part, cela peut être une voie à explorer pour obtenir une réduction des pertes de la machine.

4.5.3.2 Autour des dents rotor

Nous avons mené la même analyse que précédemment en considérant cette fois, non plus la périphérie du rotor conductrice, mais le contour des dents. La valeur de la résistivité considérée est encore de $200 \mu\Omega \cdot \text{cm}$, et la géométrie utilisée celle de la Figure 4-4. Les résultats de simulation sont présentés dans le Tableau 4-6. Malheureusement, une confrontation à l'expérience n'a pas pu être faite car nous n'avons pas réussi à construire un prototype qui isole spécifiquement ce phénomène.

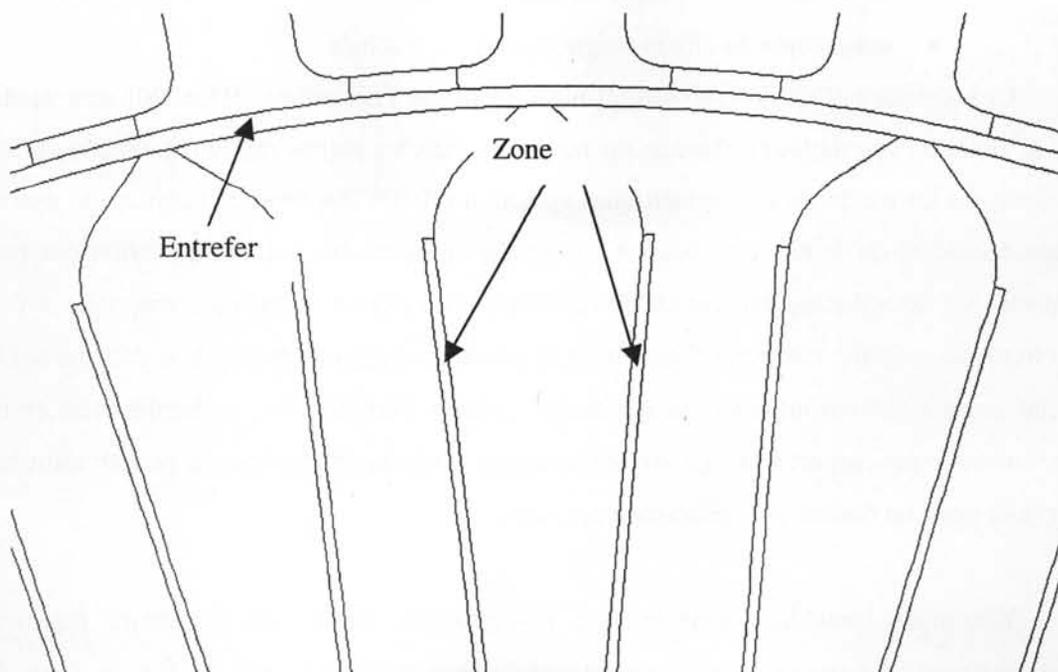


Figure 4-4 – Géométrie avec contour des dents rotor conducteur

(en W)	Stator	Rotor : courants induits	Rotor : Pfer	Total
Simulation avec contour dent	130	16	52	198
conducteur		68		

Tableau 4-6 – Simulation des pertes dans le cas du contour de dents conducteur

Comme précédemment, les courts-circuits localisés autour des dents engendrent des pertes supplémentaires qui ne sont pas négligeables. Ce phénomène est donc un des phénomènes indispensables à prendre en compte pour réaliser une estimation correcte des pertes de la machine. Nous présentons à la fin de ce chapitre une simulation combinant les deux types de courts-circuits localisés.

4.6 Influence des non symétries de la machine – excentricité et anisotropie

On utilise en général, pour calculer les machines électriques, des modèles de représentation qui sont toujours parfaitement symétriques. Cependant les non symétries dans une machine réelle sont très nombreuses : Elles peuvent avoir pour origine soit des opérations de fabrication imparfaites, soit des "imperfections" liées au matériau utilisé [HRI-84] et [BAN-99]. Nous avons retenu pour cette partie de l'étude, deux phénomènes susceptibles de modifier la symétrie de la machine et de générer des variations de pertes de la machine :

- excentricité du rotor par rapport au stator
- anisotropie du circuit magnétique de la machine

L'excentricité [DOR-94], [NAN-97] aussi bien que l'anisotropie [HON-90] sont étudiées, mais pas du point de vue de leur influence sur les pertes dans les petites machines. D'autres effets rendent évidemment les machines non symétriques : position relative des têtes de bobines par exemple. Nous avons considéré qu'ils ne contribuaient pas de façon mesurable à la modification des pertes. Pour l'anisotropie, nous distinguons l'étude de l'anisotropie du circuit magnétique statorique et l'anisotropie du circuit magnétique rotorique. Concernant le stator, le champ magnétique se déplace par rapport au circuit magnétique voyant ainsi une réluctance variable. Pour le rotor, ce dernier étant en rotation au synchronisme par rapport à la source d'alimentation, le champ est fixe par rapport au rotor et voit ainsi pour une position donnée une réluctance constante.

Lorsqu'une machine présente une non symétrie, toutes les grandeurs représentant son comportement sont susceptibles d'être influencées par cette non symétrie. Il peut s'agir du courant absorbé, de la répartition du flux, ou encore de la valeur des pertes. Nous souhaitons donc quantifier

ces variations. Pour cela on peut imaginer d'introduire dans le calcul éléments finis les différentes non symétries et de comparer les résultats. Or cela n'est pas si simple. En effet, jusqu'à présent nous imposons lors de nos simulations la valeur des courants d'excitation (toujours équilibrés), et procédions aux calculs numériques. Ici nous ne connaissons pas la valeur de ces courants car elle peut être influencée par les non symétries. Il faudrait donc coupler notre simulation avec les équations électriques pour effectuer un calcul complet des performances de la machine. Cette solution est techniquement possible, mais pratiquement quasi impossible à mettre en œuvre à cause des temps de calcul énormes qu'elle génère (ordre de grandeur : quelques semaines). Nous avons donc opté pour une résolution du problème en deux étapes, au prix de simplifications. La première étape consiste en une représentation de la machine sous forme de réseau de réluctances qui permet d'estimer la valeur des courants dans les différents enroulements tout en prenant en compte les non symétries de la machine et la saturation des matériaux magnétiques. Puis dans un second temps nous allons utiliser ces courants pour les introduire dans le calcul numérique de la machine non symétrique.

La méthode du calcul par réseau de réluctances est une méthode de résolution numérique utilisant une discrétisation limitée [VLA-88] et [VLA-89]. Elle a été appliquée et validée sur de nombreuses structures différentes [WAN-97] et [HUR-97].

4.6.1 Le calcul numérique à partir du réseau de réluctance

Nous avons modélisé la machine par un réseau de réluctances (Figure 4-5). Chaque réluctance représente un tube de flux dans lequel l'induction peut dépendre de façon non linéaire du champ d'excitation H . Pour le stator, chaque réluctance représente une dent ou une partie de culasse entre deux dents. Pour le rotor, nous avons transformé le réseau de réluctance correspondant aux 36 dents rotor en un réseau équivalent ayant un nombre de dents égales au nombre de dents stator. Ainsi les couplages sont simplifiés puisque à chaque nœud du réseau au maximum 4 réluctances se connectent. Cette simplification revient à négliger les effets de dentures du rotor, mais pas l'influence de la réluctance du rotor.

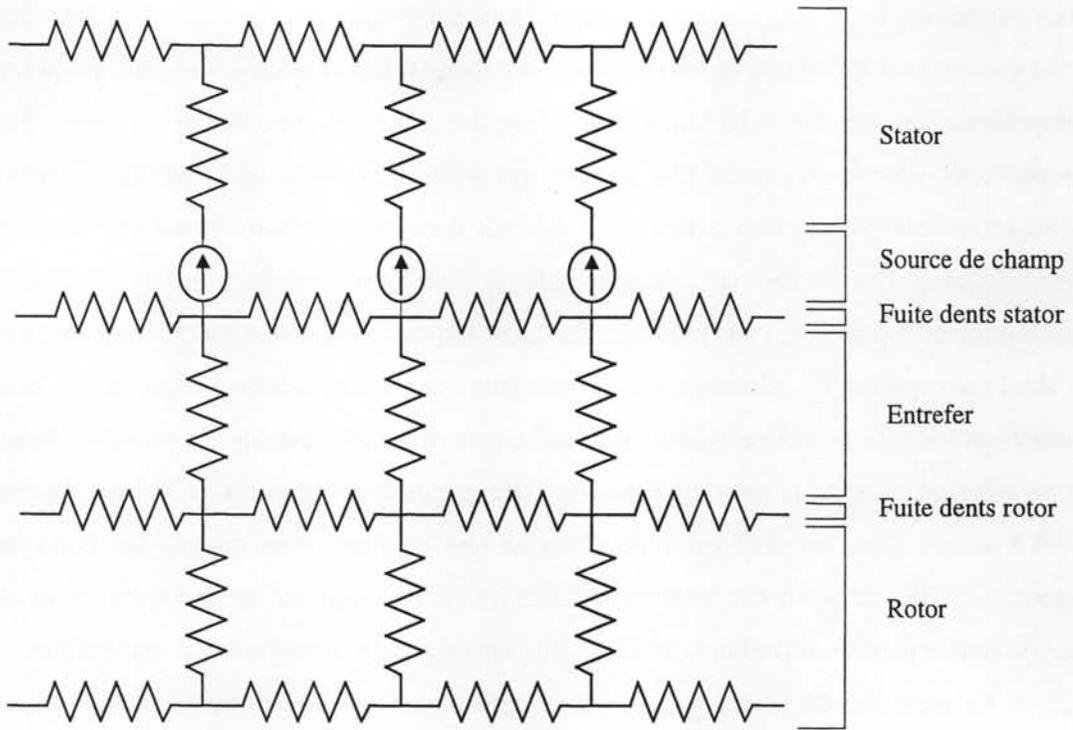


Figure 4-5 – Représentation de la machine par un réseau de réductances

4.6.1.1 Méthode de résolution

Ce modèle donne donc un système matriciel que l'on peut résoudre en inversant la matrice des réductances. Le système obtenu dans ce cas est de dimension 194·194 (temps moyen d'inversion de la matrice : 8 s).

Pour créer la matrice du système, il faut calculer les perméances des différentes portions du circuit magnétique de la machine. Deux cas se présentent alors : soit les perméances calculées sont constantes et ne dépendent donc pas du courant dans les phases, soit les perméances sont "saturables" et dépendent alors du champ dans la portion de circuit considérée.

Pour les zones linéaires, les perméances sont calculées par la formule de l'équation [4-4]. Dans notre cas il s'agit de la perméance d'entrefer et des perméances de fuite.

$$P = \mu_0 \cdot \frac{\text{Surface}}{\text{Longueur}} \tag{4-4}$$

Dans les zones saturables, les perméances sont recalculées à chaque pas de convergence en fonction du champ dans la portion de circuit considérée. La formule est celle de l'équation [4-5].

$$P(H) = \mu(H) \cdot \frac{\text{Surface}}{\text{Longueur}} \tag{4-5}$$

La courbe utilisée pour la fonction $\mu(H)$ est la même que celle utilisée dans la simulation numérique à base d'éléments finis pour pouvoir comparer les résultats (Figure 4-6).

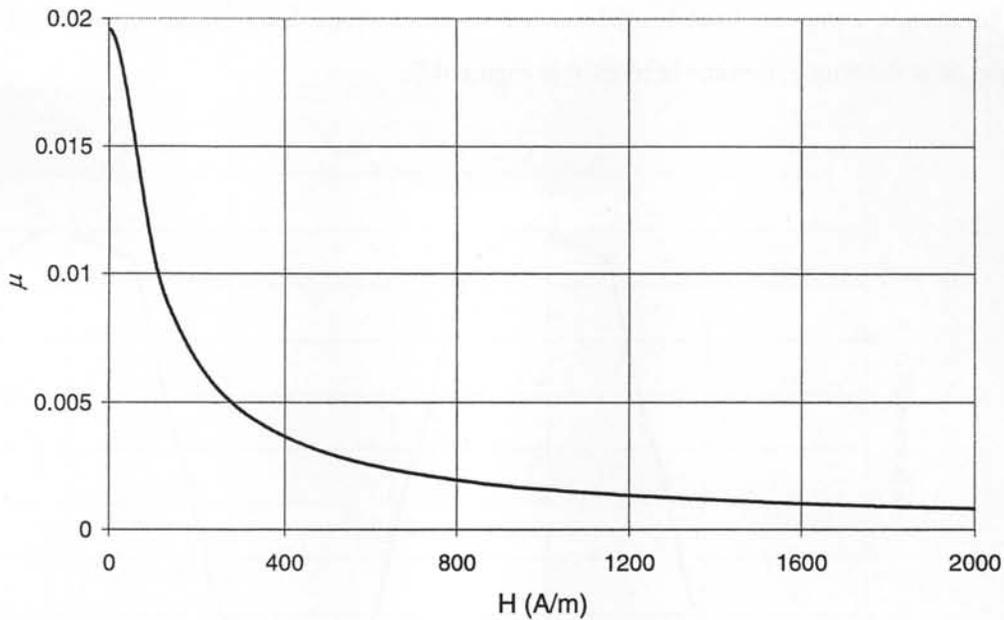


Figure 4-6 – Courbe de la perméabilité du matériau fonction du champ appliqué

Pour la résolution du système il faut imposer les tensions aux bornes des enroulements de la machine. Il est donc nécessaire d'introduire les trois courants comme inconnues supplémentaires. Pour que le système reste inversible, il faut donc ajouter trois équations à la matrice de réductances. Ces équations sont les équations électriques de chacune des trois phases (équation [4-6]).

$$\underline{V}_s = [R_s] \cdot \underline{I}_s + \frac{d}{dt} [\Phi_s] \quad [4-6]$$

Cela implique deux choses dans la résolution du système. D'une part on effectue une approximation car pour calculer la tension à l'instant n on utilise le flux à l'instant $n-1$. D'autre part le flux à l'instant 0 étant inconnu, il est nécessaire de simuler un grand nombre de périodes pour atteindre le régime permanent. Les calculs sont réalisés avec le logiciel Mathcad. La méthode de convergence utilisée est celle du point fixe. Le nombre moyen d'itérations pour obtenir la convergence est de 30. Le temps de calcul est de l'ordre de 1.5 heure pour 50 pas de temps sur une période de signal (Simulations réalisées sur PC pentium à 200MHz).

A l'issue de cette simulation nous obtenons les valeurs du flux dans chacun des éléments du circuit magnétique de la machine représenté par une réductance ainsi que la valeur des courants. Nous pouvons ensuite analyser les différentes formes d'onde.

4.6.1.2 Validité des formes d'onde, comparaison avec les éléments finis

Pour tester la validité des résultats obtenus avec le réseau de réductances, nous avons effectué une simulation complète avec les éléments finis et comparé les résultats en relevant le flux dans chaque dent statorique, comme le montre la Figure 4-7.

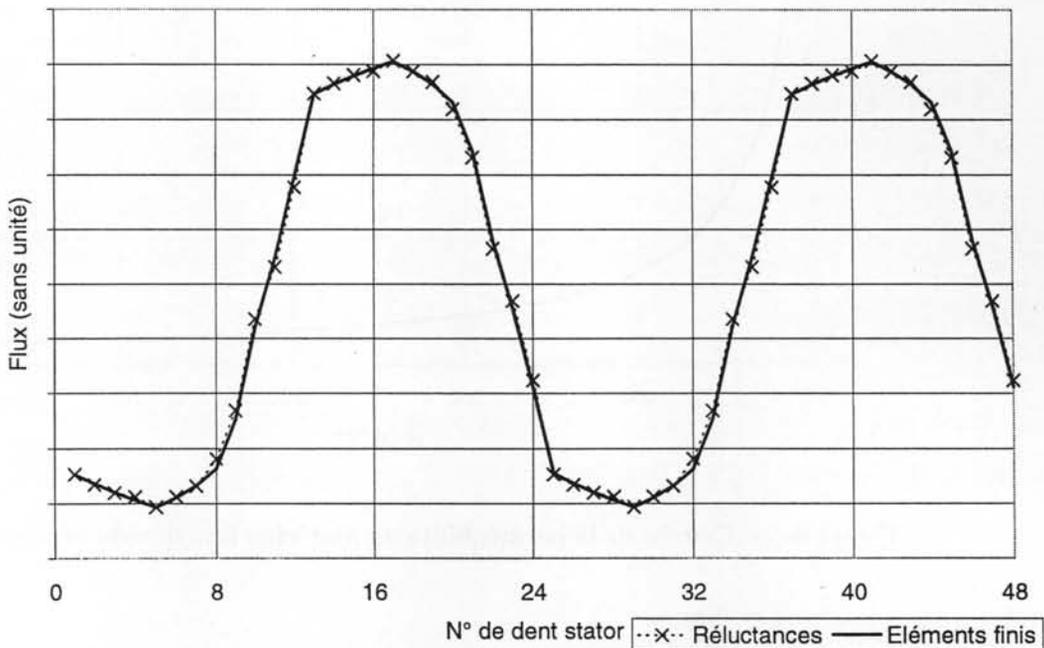


Figure 4-7 – Comparaison des flux simulés avec réseau de réductance et éléments finis

Les écarts observés sur les flux entre les deux méthodes de simulation sont inférieurs à 1%. La méthode des réductances est donc satisfaisante lorsqu'il s'agit d'évaluer les flux dans les parties essentielles du circuit magnétique. Cependant, cette méthode reste semi-globale et ne permet pas de modéliser le comportement ponctuel de l'induction notamment dans les têtes de dent. Elle est donc insuffisante pour réaliser une estimation précise des pertes.

4.6.1.3 Calcul des courants

Le temps d'une simulation est de l'ordre de 50 heures en fonction de la vitesse de convergence vers le régime permanent. Nous présentons un seul résultat pour chacun des cas de défaut évoqués précédemment. Nous avons sélectionné les valeurs suivantes :

- excentricité statique du rotor par rapport au stator de 50% de l'entrefer
- anisotropie de la perméabilité du stator de 30% entre la direction long et la direction travers
- anisotropie de la perméabilité du rotor de 30% entre la direction long et la direction travers, champ dans la direction long
- anisotropie de la perméabilité du rotor de 30% entre la direction long et la direction travers, champ dans la direction travers

D'autres valeurs de défaut d'excentricité ou d'anisotropie ont été testées, valeurs allant de 0 à 75% pour l'excentricité et valeurs allant de 0 à 30% pour l'anisotropie, et dans tous les cas les variations observées étaient inférieures à celles présentées ici. Les résultats sont présentés dans le Tableau 4-7 sous forme de valeurs crêtes et efficaces, la comparaison sur les formes d'onde n'apportant aucune information supplémentaire.

	$I_{1\text{crête}}$ (A)	$I_{2\text{crête}}$ (A)	$I_{3\text{crête}}$ (A)	$I_{1\text{eff}}$ (A)	$I_{2\text{eff}}$ (A)	$I_{3\text{eff}}$ (A)
Symétrique	6.12	6.12	6.12	4.33	4.33	4.33
Excentricité	6.15	6.10	6.11	4.35	4.32	4.33
Anisotropie stator	6.12	6.25	6.11	4.33	4.40	4.33
Anisotropie rotor (D.L.)	6.14	6.14	6.14	4.33	4.33	4.33
Anisotropie rotor (D.T.)	6.10	6.10	6.10	4.33	4.33	4.33

Tableau 4-7 – Répartition des courants dans les différents cas de non symétrie

On observe que les écarts obtenus sur les courants sont relativement faibles.

4.6.2 Le calcul numérique à partir des éléments finis

Ayant, dans la partie précédente, évalué les courants d'alimentation de la machine dans les différents cas de non symétries, nous pouvons à présent analyser plus finement le comportement de la machine dans ces cas afin d'évaluer si ces phénomènes engendrent une modification des pertes fer ou non. Pour cela nous appliquons la méthode d'analyse présentée au chapitre précédent en introduisant dans la description de notre problème les non symétries. Nous compléterons bien entendu, autant que possible, cette analyse par une confrontation avec l'expérience. Cette partie de l'étude sera menée contrairement aux autres parties sur une machine 4 pôles de 4 kW, car c'est avec cette machine qu'avaient été réalisés les prototypes qui permettent de faire varier l'excentricité du rotor.

Pour chaque simulation concernant une non-symétrie de la machine, nous utilisons comme source les courants précédemment déterminés (Tableau 4-7). Pour évaluer la sensibilité des résultats au choix de ces courants, nous avons également pour chaque simulation utilisé comme source des courants triphasés équilibrés. L'utilisation de tels courants, modifie le résultat de calcul de champ que de moins de 1 % par rapport à l'utilisation des courants du Tableau 4-7. Il en est de même sur l'estimation des pertes. Ceci vient du fait que la machine simulée est saturée et que même une modification notable des ampères-tours ne modifie quasiment pas le flux résultant.

4.6.2.1 Analyse de l'excentricité

La prise en compte de l'excentricité ne présente pas de difficulté majeure aussi bien en simulation qu'en pratique.

La simulation

On déplace simplement l'axe du rotor par rapport à l'axe du stator suivant une direction donnée. Le décalage entre l'axe stator et l'axe du rotor est défini par un offset qui est calculé comme présentée sur la Figure 4-8 et qui est exprimé en pourcentage du décalage mécanique maximum. Pour pouvoir continuer à mailler la géométrie, il faut une distance minimale entre le rotor et stator qui impose une excentricité maximum qui est de 70%.

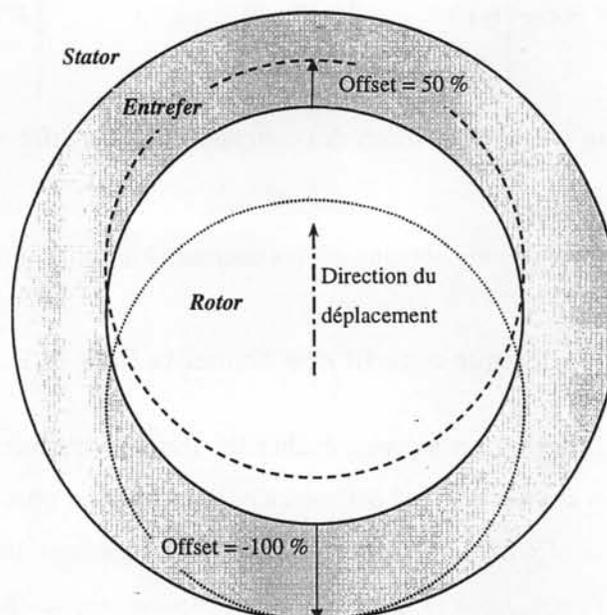


Figure 4-8 – Définition de l'excentricité

Il faut aussi représenter la totalité de la géométrie de notre machine, car à présent elle ne présente plus de symétrie et ne peut donc plus être réduite à un quart de machine comme cela se fait habituellement.

Plusieurs valeurs d'excentricité ont été simulées. Dans tous les cas, les pertes totales calculées de la machine, pertes rotor et pertes stator, s'écartent de moins de 1 % par rapport aux pertes de la machine symétrique. Cependant on observe que l'excentricité modifie la répartition des pertes dans la machine et la rend non uniforme (Figure 4-9 et Figure 4-10). Dans le cas qui est présenté sur la Figure 4-10 et qui correspond à une excentricité de 50%, les valeurs de densité de pertes fer estimées dans les dents varient de 10 à 15 W/kg d'un côté à l'autre de la machine alors qu'elles sont symétriques quand il n'y a pas d'excentricité.

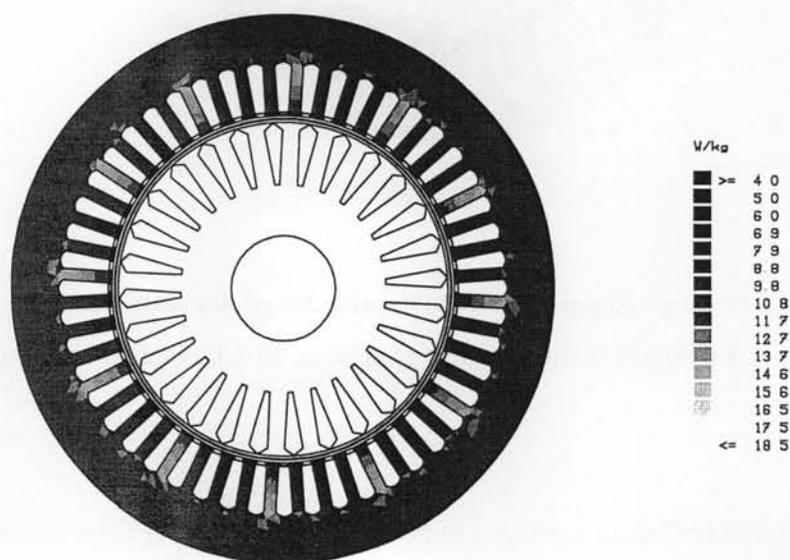


Figure 4-9 - Répartition de la densité des pertes stator dans le cas d'une machine centrée, résultat de simulation

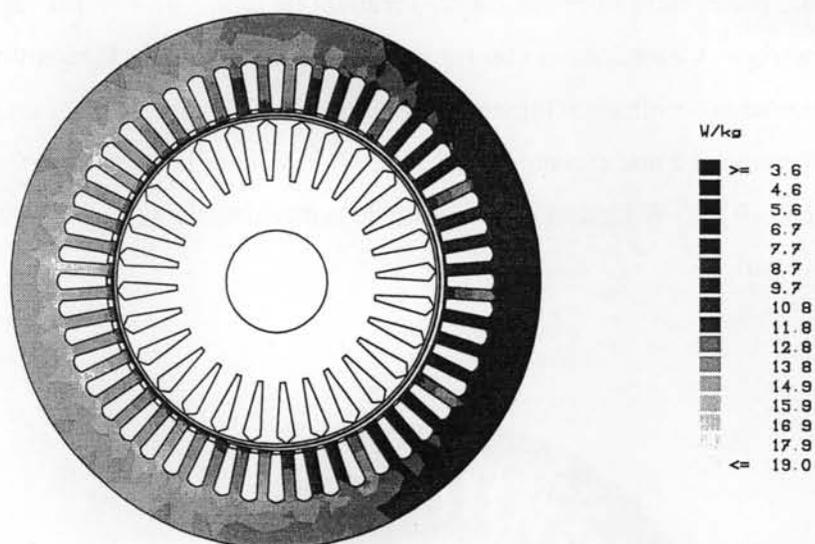


Figure 4-10 - Répartition de la densité des pertes stator dans le cas d'une machine excentrée (rotor décalé à gauche de 50%), résultat de simulation

L'expérience

Nous avons réalisé un montage qui permet de faire varier l'excentricité statique du rotor de 0 à 100% dans toutes les directions du plan de la machine. Ce montage est constitué d'un jeu de trois bagues non concentriques qui se déplacent les unes dans les autres. Une photographie du système est présentée sur la Figure 4-11.

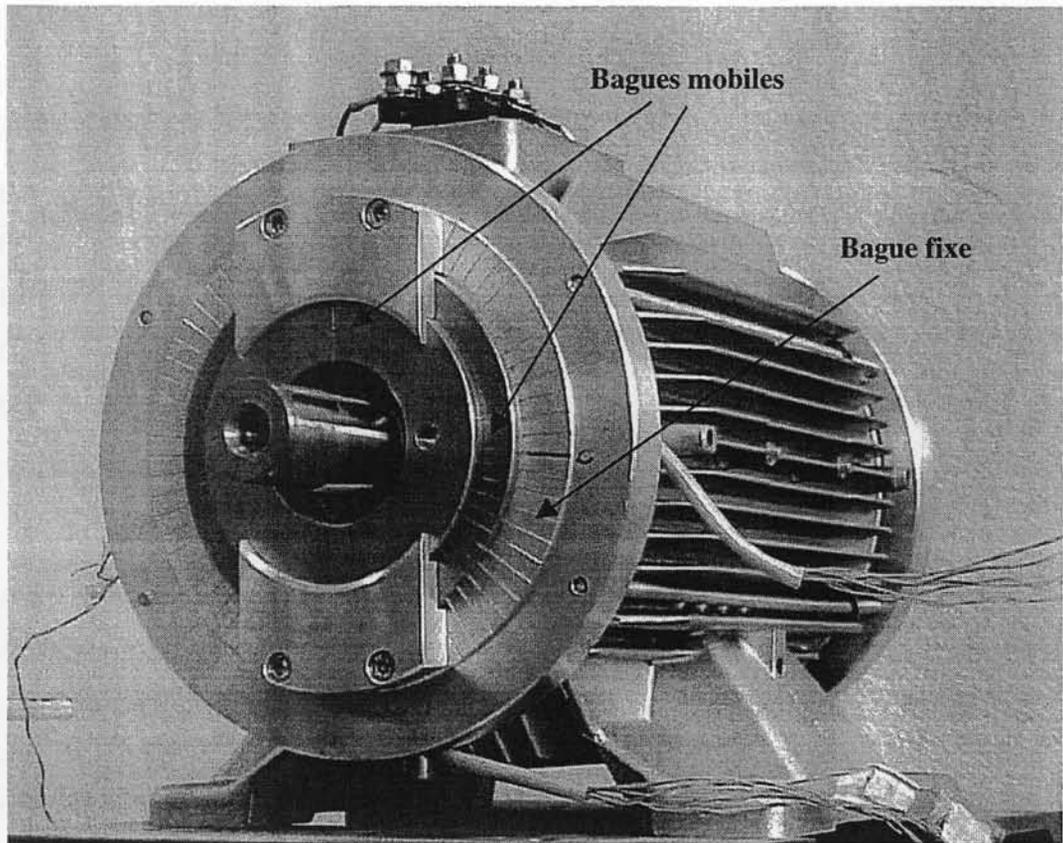


Figure 4-11 – Flasque prototype pour réglage de l'excentricité

La plage de variation de l'excentricité n'est pas aussi large que nous l'espérions. En effet, lorsque le moteur tourne, les efforts engendrés sur le rotor ne permettent pas de dépasser 50% de la valeur réelle de l'entrefer. En conséquence nous avons dû limiter la plage de variation de l'excentricité.

Nous avons réalisé un très grand nombre de mesures. Nous ne présentons ici que les directions les plus affectées par l'excentricité. Nous avons choisi 3 directions qui correspondent chacune à la position du centre d'une des phases de la machine afin d'observer le maximum d'effet sur la répartition de puissance puisque nous avons relevé les puissances absorbées par chacune des trois phases, afin d'extraire les pertes fer qui leur sont associées. Nous présentons toujours pour ces directions 2 ou 3 valeurs d'excentricité. La plus grande valeur correspond toujours au maximum qu'il est possible d'atteindre pour un fonctionnement normal de la machine. On entend par fonctionnement normal de la machine celui où la machine tourne à vitesse constante sans frottement mécanique entre le rotor et le stator (cela ne veut pas dire qu'il n'y a pas de bruit, bien au contraire!).

L'angle de référence est l'axe du centre de la phase 1 et l'entrefer de référence pour le calcul des écarts est l'entrefer théorique de 0.25 mm. Les résultats des mesures sont donnés dans le Tableau 4-8.

Cas n°	Essai	Pfer1 (W)	Pfer2 (W)	Pfer3 (W)	Pfer (W)
1	angle 0° excentricité 0%	47	81	61	187
2	angle 0° excentricité 30%	45	83	60	186
3	angle 60° excentricité -30%	46	82	61	187
4	angle 60° excentricité 50%	46	81	59	184
5	angle 60° excentricité 75%	45	82	61	186
6	angle 120° excentricité 50%	46	80	60	184
7	angle 120° excentricité -30%	47	81	59	185

Tableau 4-8 – Valeur des pertes fer mesurées en fonction de l'excentricité du rotor

On observe que quelle que soit la direction de variation de l'excentricité et quelle que soit sa valeur la mesure ne permet pas de relever d'écart significatif sur la valeur des pertes fer de la machine. Ce résultat confirme donc les conclusions des études de simulation. Cependant, même à moyenne constante des pertes fer, la simulation indiquait une répartition non uniforme des pertes fer. Cette répartition pourrait engendrer des échauffements locaux susceptibles de dégrader la machine. Une étude thermique pourrait éclairer très avantageusement ce point [GLI-93].

4.6.2.2 Analyse de l'anisotropie

Contrairement à l'excentricité, l'analyse de l'anisotropie est complexe aussi bien en simulation qu'en pratique. En simulation il s'agit de mettre en œuvre une loi de comportement anisotrope dans un outil de calcul éléments finis. Les modèles d'anisotropie dont nous disposons ne sont pas vraiment finalisés [BAS-97], [DUC-97] et surtout la convergence des algorithmes de résolution n'est pas assurée dans le cas d'anisotropie importante. Nous aurons donc recours à une approximation pour introduire cette anisotropie. Quand à la réalisation de prototype, nous essayerons de fabriquer autant que possible une machine isotrope, tout en conservant l'utilisation des mêmes matériaux ayant donc une anisotropie intrinsèque inchangée.

La simulation

Les techniques utilisées dans l'outil de calcul éléments finis Flux2d pour introduire un modèle d'anisotropie, n'ont pas permis d'atteindre la convergence du problème avec la machine que nous souhaitons analyser. Afin de simuler ces effets nous avons donc choisi de modéliser l'anisotropie en ajoutant un entrefer supplémentaire variable en fonction de la direction du circuit magnétique. Nous avons calculé les valeurs de cet entrefer pour que les ampères tours nécessaires à magnétiser le circuit magnétique dans la direction travers (D.T.) soient 30 % supérieurs à ceux nécessaires à le magnétiser dans la direction long (D.L.) (cas d'une anisotropie de la perméabilité de 30%). La représentation de

H en fonction de l'angle donnée par cette modélisation est présentée ci-dessous (Figure 4-12). Bien entendu cette valeur de l'entrefer dépend du niveau d'induction dans le circuit magnétique, nous avons fait le calcul pour un fonctionnement de la machine à flux nominal. A cause de toutes ces approximations, les résultats que nous obtiendrons, seront plus qualitatifs que quantitatifs. Le choix d'une anisotropie de 30 % n'est pas arbitraire. Il a été déterminé expérimentalement sur cadre Epstein en faisant des essais dans la direction long et la direction travers.

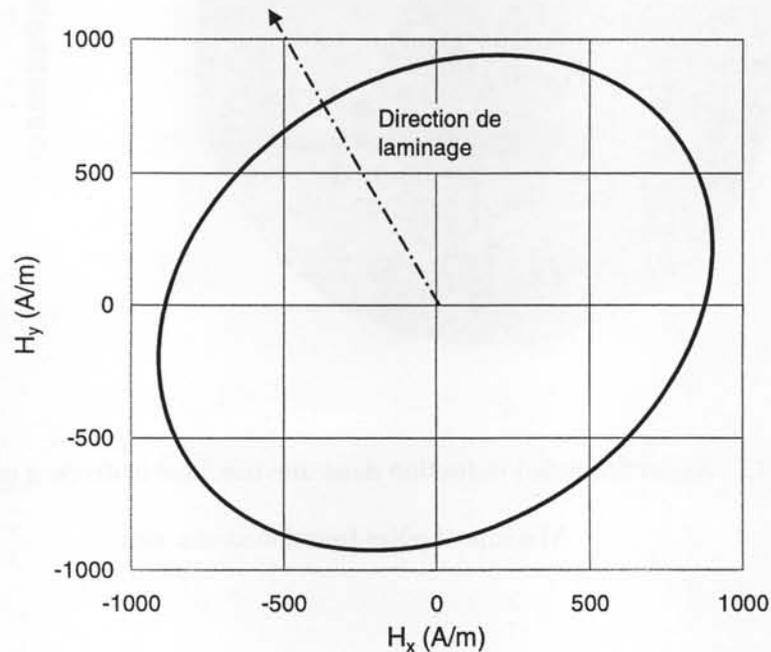


Figure 4-12 – Diagramme polaire équivalent de H à B constant (1.5T) utilisé dans la simulation éléments finis (H et B sont supposés colinéaires)

Nous présentons une analyse détaillée des résultats uniquement dans le cas d'une anisotropie de 30%. Une anisotropie de 20% a également été étudiée, les résultats correspondants sont donnés uniquement sur les pertes. Pour comparer les simulations d'une machine symétrique avec celles d'une machine anisotrope, nous avons également introduit un entrefer supplémentaire dans la simulation du cas symétrique. Enfin, les différentes simulations sont effectuées en maintenant le flux moyen sous un pôle constant. Voici les cartes d'induction de la machine que donne une telle simulation dans les deux cas, machine isotrope (Figure 4-13) et machine anisotrope (Figure 4-14).

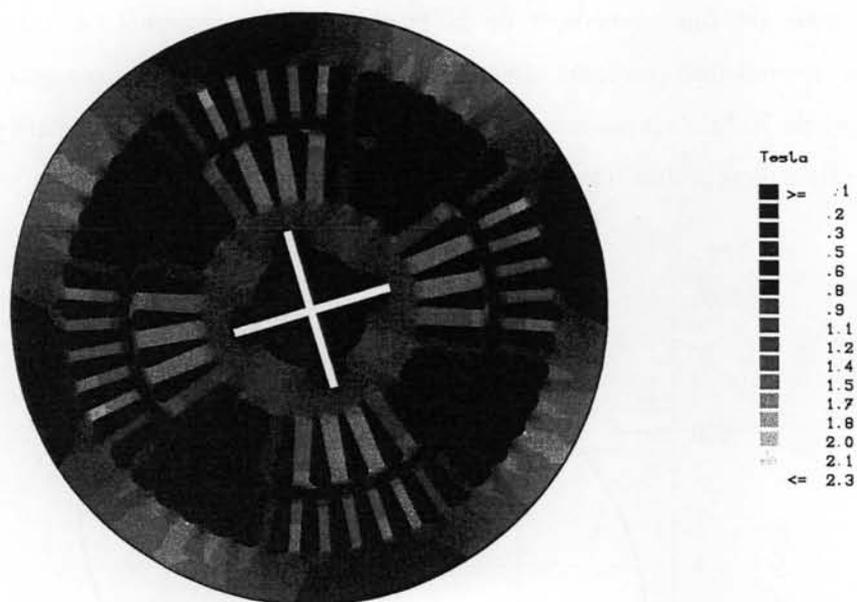


Figure 4-13 - Répartition de l'induction dans une machine isotrope à un instant donné.

Machine 4 pôles fonctionnant à vide

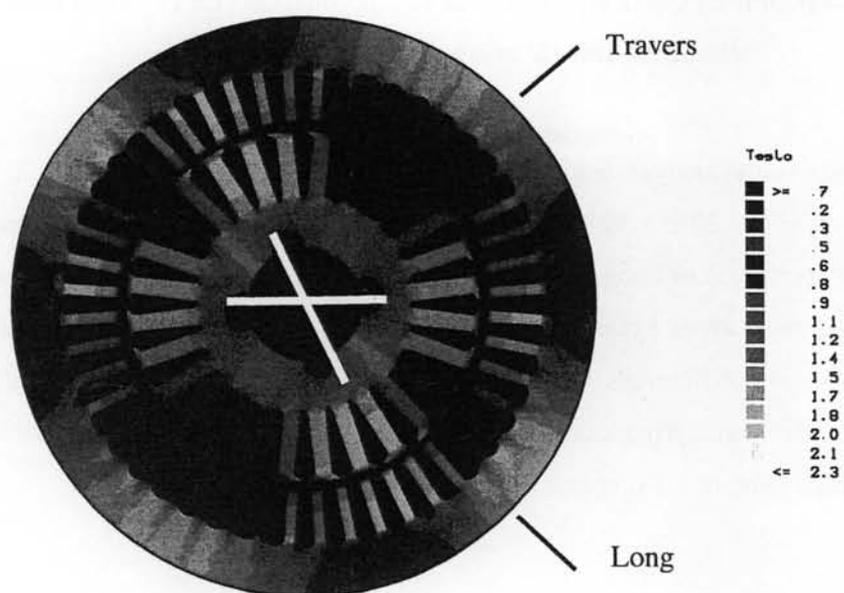


Figure 4-14 - Répartition de l'induction dans une machine anisotrope (cas d'une anisotropie statorique 30%), Machine 4 pôles fonctionnant à vide

On observe nettement sur les deux figures précédentes que dans le cas anisotrope, le flux se resserre autour de la direction de facile aimantation. On observe dans le cas symétrique 6 dents peu saturées entre chaque pôle, alors que dans le cas anisotrope, on observe d'un côté seulement 3 dents peu saturées pour 8 dents de l'autre.

Les conséquences sur les pertes fer

Nous séparons toujours la simulation d'une anisotropie au stator et la simulation d'une anisotropie au rotor. Nous présentons ici les résultats de simulation dans deux cas d'anisotropie statorique et deux cas d'anisotropie rotorique. A cause de la présence de l'entrefer supplémentaire les pertes sont inférieures à celles indiquées dans le chapitre 1, aussi il importe de regarder les valeurs relatives. En effet, les effets de denture sur le rotor ont été considérablement réduits et ne sont donc pas exploitables en valeur absolue.

Les pertes fer se répartissent comme présenté sur la Figure 4-15 (cas avec 30% d'anisotropie stator) et les résultats du calcul global des pertes fer sont résumés dans le Tableau 4-9.

<i>Pertes fer au stator</i>	Cas symétrique (W)	Cas anisotrope (W)	Augmentation (%)
Anisotropie stator de 20%	123	128.3	4.3
Anisotropie stator de 30%	123	132.3	7.6
Anisotropie rotor de 30% champ dans la direction long	123	126.8	3.1
Anisotropie rotor de 30% champ dans la direction travers	123	120.8	-1.8

Tableau 4-9 – Valeur des pertes fer dans différents cas d'anisotropie

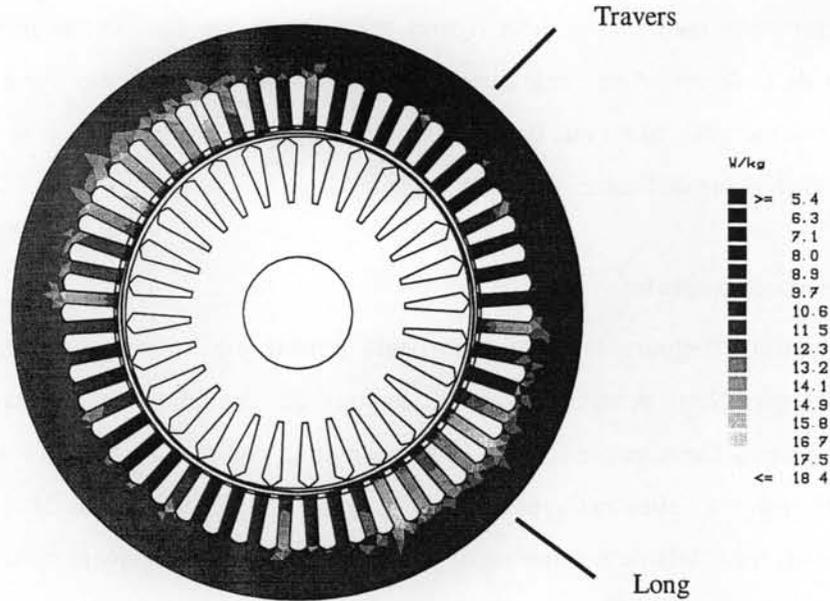


Figure 4-15 - Pertes fer dans une machine anisotrope

L'anisotropie augmente donc les pertes statoriques d'environ 10%. En ce qui concerne le rotor, le résultat un peu surprenant de la réduction des pertes lorsque le champ se situe dans l'axe travers est dû au fait que pour maintenir le même flux sous un pôle, le champ s'étale plus que dans le cas symétrique, entraînant ainsi une réduction des valeurs crêtes. Et nous observons comme dans le cas de l'excentricité, une répartition non uniforme des pertes fer sur le volume de la machine, ce qui peut entraîner des échauffements irréguliers du circuit magnétique. Là encore une étude thermique de la machine permettra de quantifier réellement ce phénomène.

Réalisation d'une machine "isotrope"

Pour la mesure, nous avons choisi de travailler là où il y a le plus d'effet, c'est à dire sur le stator. Nous avons décidé de réaliser une machine à stator isotrope en "tierçant" les tôles, c'est à dire en décalant les tôles lors de l'empilage pour que la direction de laminage ne se retrouve pas toujours à la même position. Afin d'appréhender ce qui se passe nous allons regarder un cas simple. Supposons que l'on tierce les tôles par deux, c'est à dire que à chaque fois que l'on empile une tôle, on la décale de 90° (Figure 4-17) afin de placer sa direction de laminage perpendiculairement à celle de la tôle précédente. Le flux va se répartir alors de manière inégale dans les deux tôles de façon à minimiser les ampères tours consommés (Figure 4-16 et Figure 4-17).

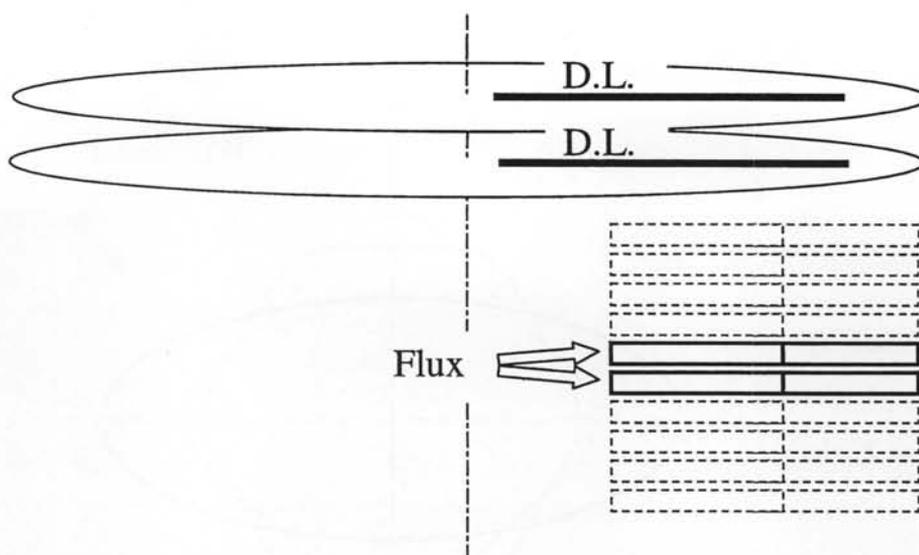


Figure 4-16 – Empilage des tôles lors de la procédure standard de fabrication - répartition du flux entre tôles

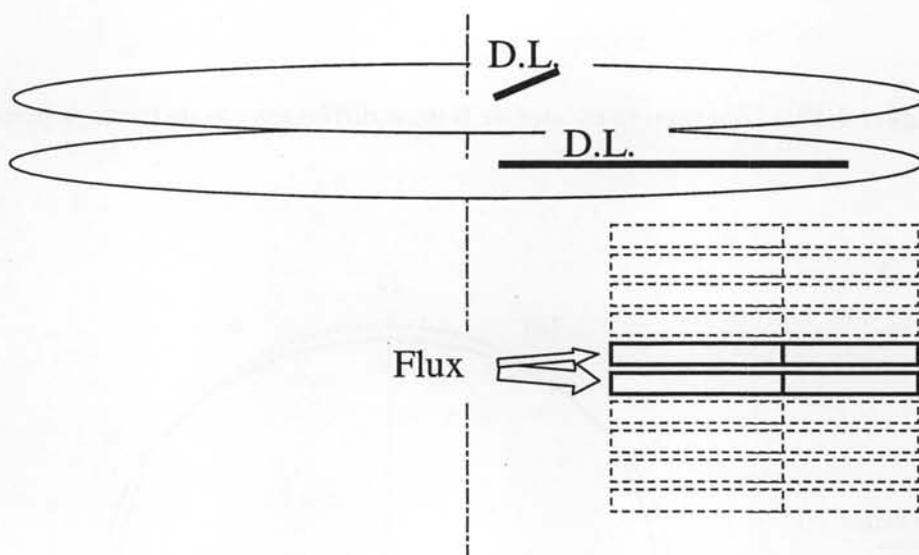


Figure 4-17 – Empilage des tôles pour la réalisation du prototype "isotrope" - répartition du flux entre tôles

Pour comparer les différentes configurations nous allons exciter le circuit magnétique avec un champ H donné et représenté le flux résultant en fonction de sa position angulaire par rapport à la direction de laminage. Cette comparaison est effectuée entre l'empilage standard où toutes les tôles ont la même direction, le cas du tierçage à deux tôles et le cas du tierçage à 3 tôles (décalées de 60° ou 120° à chaque tôle). Le calcul du flux moyen est effectué en mettant en parallèle les réluctances des différentes tôles constituant le circuit magnétique.

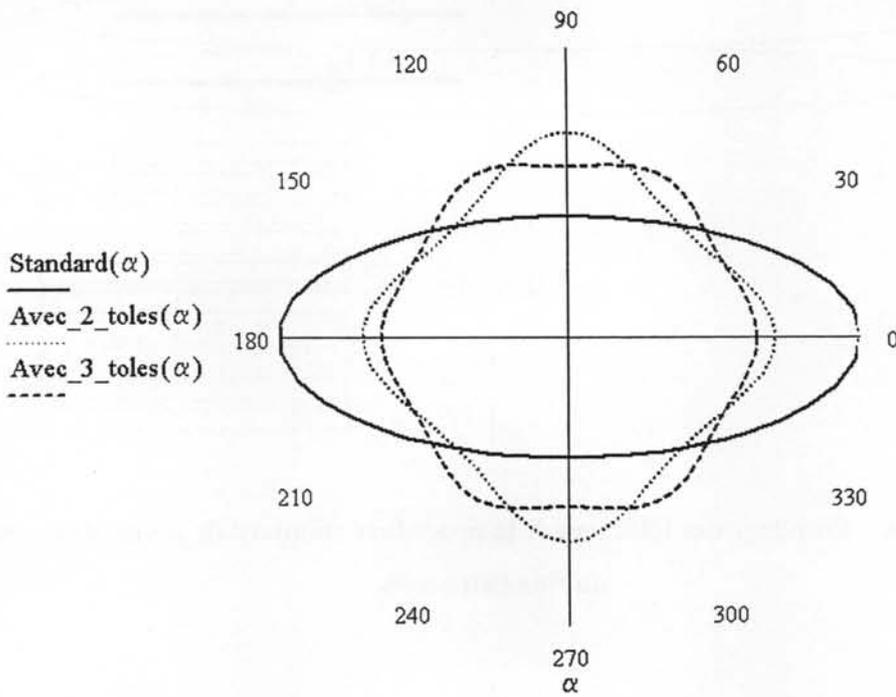


Figure 4-18 – Diagramme polaire de B dans différents cas de tierçage pour $H = 100A/m$

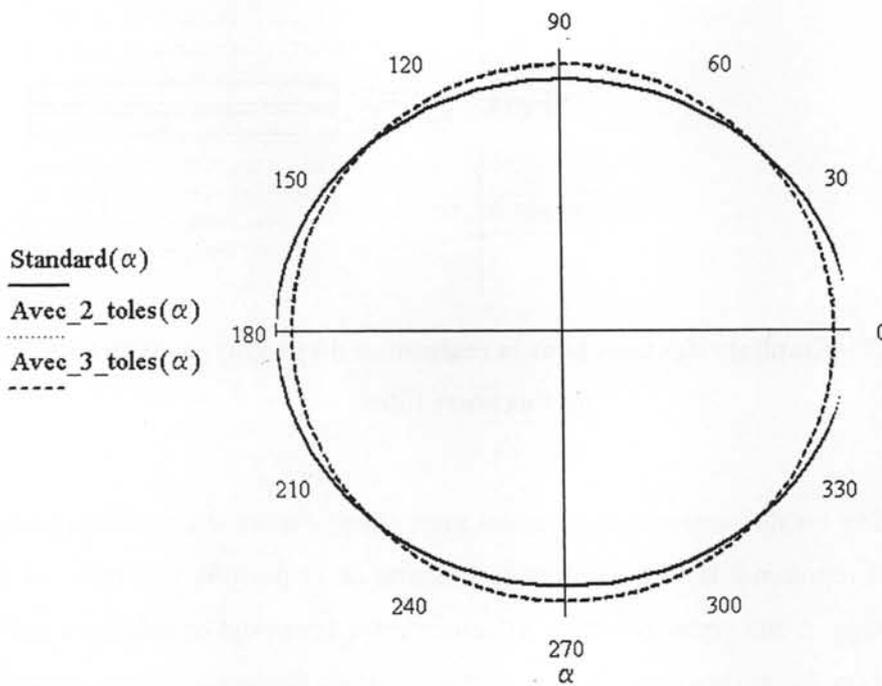


Figure 4-19 Diagramme polaire de B dans différents cas de tierçage pour $H = 1000A/m$

Le tierçage par trois tôles à 120° est la solution parmi les trois proposées qui donne l'anisotropie macroscopique du paquet de tôles la plus faible. Mais alors, pourquoi ne pas réaliser par exemple un tierçage par 18 tôles à 10°? L'hypothèse de base dans le calcul du champ obtenu pour des ampères tours donnés est que le flux est capable de se déplacer d'une tôle à une autre. S'il y a trois tôles on peut imaginer que cela fonctionne par contre s'il y en a 18 il est peu probable que le flux traverse 17 tôles pour choisir la dent qui a la plus faible réluctance. C'est pourquoi nous avons limité à trois le nombre maximum de rotations par tour.

Les prototypes réalisés :

Nous avons pour cette partie de l'étude choisi de se baser sur la machine 2 pôles - 5.5 kW avec la tôlerie 36 encoches en M1000-65D. On compare 2 machines réalisées avec la même tôlerie mais empilées différemment :

- machine standard 2 pôles (empilage de toutes les tôles dans la même direction – fabrication habituelle)
- machine standard 2 pôles avec tierçage à 120° dite « isotrope »

Résultats des essais

Pour les deux machines les résultats de mesure des pertes obtenues sont donnés dans le Tableau 4-10.

	<i>Moteur standard</i>				<i>Moteur isotrope</i>			
	P1	P2	P3	P	P1	P2	P3	P
à vide sous 230V	61	181	170	412	132	138	137	407
	I1	I2	I3	Imoy	I1	I2	I3	Imoy
	5.36	5.7	5.07	5.37	5.34	5.38	5.37	5.36
	Pfer1	Pfer2	Pfer3	Pfer	Pfer1	Pfer2	Pfer3	Pfer
	24	141	136	301	95	101	100	296

Tableau 4-10 – Valeur des courants et des pertes dans le cas du prototype "isotrope"

La mesure confirme le fait que l'anisotropie est un paramètre qui a de l'influence sur le comportement de la machine, on observe bien le rééquilibrage des puissances sur chacune des phases dans le cas de la machine dite "isotrope". Cependant, on n'observe pas comme on aurait pu s'y attendre une réduction de la valeur des pertes fer. Ce qui se passe probablement, c'est que contrairement à ce que l'on a espéré au début, le flux de chacune des tôles ne se déplace pas d'une tôle à l'autre, mais reste confiné dans sa tôle; si bien que en moyenne le flux vu par une spire du stator est bien rééquilibré, mais individuellement, chaque tôle conserve son anisotropie et ne modifie donc

quasiment pas son comportement et donc ses pertes. Ainsi les puissances sont rééquilibrées mais les pertes fer totales restent inchangées.

Conclusion sur l'anisotropie

L'expérience a clairement mis en évidence le fait que l'anisotropie du matériau magnétique employé dans la construction des machines joue un rôle important. La quantification de l'influence de ce phénomène sur la valeur des pertes fer de la machine est délicate aussi bien en simulation qu'en pratique. En simulation la méthode utilisée n'est pas adaptée à ce type de loi de comportement et nécessite des hypothèses très restrictives qui ne permettent pas de conclure de façon franche. Une autre approche en simulation basée par exemple sur des considérations énergétiques, telle que celle proposée par Pera, pourrait être une alternative pour résoudre le problème avec une loi de comportement réellement anisotrope [PER-91]. Il faudrait également introduire un calcul des pertes qui dépende de la direction du champ, ce qui n'a pas été fait. En pratique, la mise en évidence de l'influence de l'anisotropie n'est pas non plus aisée, comme dans le cas de l'excentricité, une méthode d'analyse thermique pourrait être bien adaptée à ce type d'étude [GLI-93].

L'anisotropie du matériau utilisée pour la construction du circuit magnétique est donc un élément important à prendre en compte dans le calcul d'estimation des pertes. Cependant, n'ayant pas pour l'instant mis en place des outils suffisants pour introduire correctement ce phénomène dans la simulation, nous ne le modéliserons pas mais nous sommes bien conscient des erreurs que cela peut introduire.

4.7 Analyse simultanée de tous les phénomènes significatifs (hors anisotropie)

Nous étudions ici la simulation de plusieurs phénomènes simultanément afin d'établir s'il existe d'éventuels couplages ou compensations qui ne sont pas apparus dans les études séparées de chacun des phénomènes que nous venons d'exposer.

Parmi tous les phénomènes mentionnés jusqu'ici, nous retenons les trois suivants qui ont des contributions significatives :

- Présence d'une cage conductrice
- Présence de courts-circuits en surface du rotor
- Présence de courts-circuits sur le contour des dents rotoriques

Nous réalisons donc une simulation qui combine à la fois une cage conductrice et des zones du rotor conductrices à savoir la périphérie du rotor et le contour des dents. La géométrie utilisée pour cette simulation est celle présentée sur la Figure 4-20. Pour la zone conductrice située sur la

périphérie du rotor ainsi que pour la zone de contour de dent, la résistivité choisie est $200 \mu\Omega.cm$ et pour la cage en aluminium, la résistivité est $5 \mu\Omega.cm$.

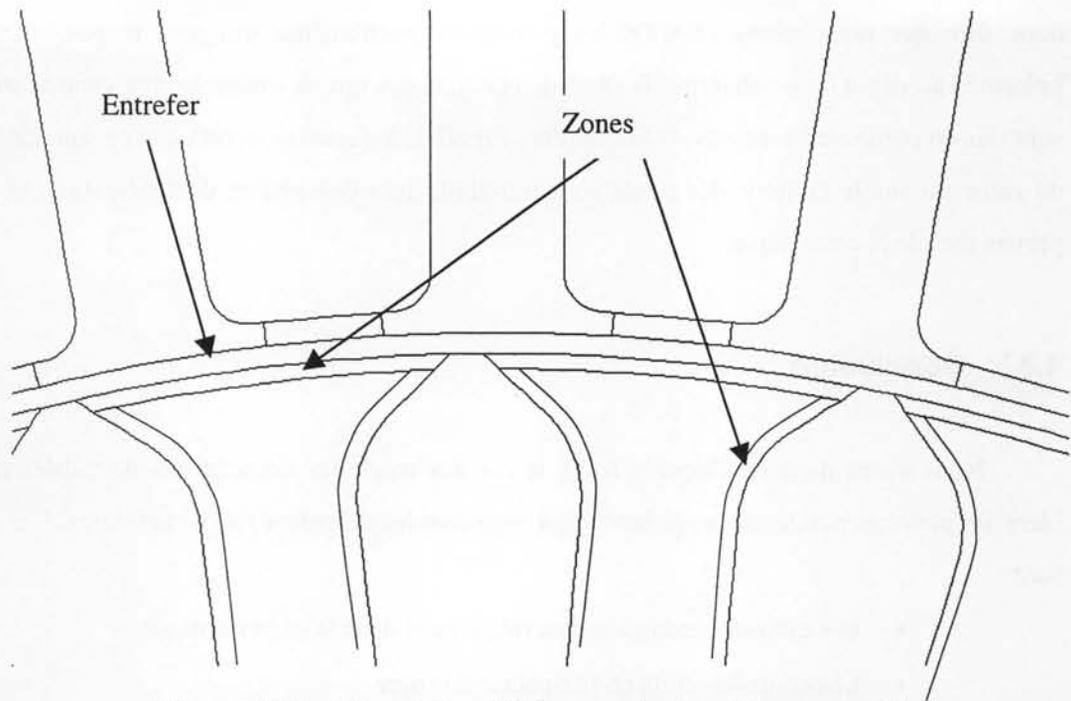


Figure 4-20 – Géométrie utilisée pour la simulation complète

Les résultats obtenus pour cette simulation sont résumés dans le Tableau 4-11. Une distinction est faite entre les pertes fer proprement dites et les pertes par courants induits dans chacune des zones conductrices.

(en W)	Stator	Rotor				Total
		Cage Pertes joules	Diamètre Pertes joules	Dents Pertes joules	Pertes fer	
Simulation complète de la machine	129	17	30	14	61	251
		122				
Mesure machine à rotor droit	138	139				277

Tableau 4-11 – Simulation complète de la machine et mesure

On note tout d'abord que la combinaison des différents effets conduit effectivement à un couplage des phénomènes. Dans le cas où on ne considèrerait que la présence de la cage, on observerait des pertes joules dans la cage de 25 W alors que dans ce cas, elles ne s'élèvent qu'à 17 W. Une petite différence apparaît également sur les pertes autour des dents qui passent de 16 à 14 W. Le couplage entre ces deux phénomènes, est tout à fait logique car les deux puisent leur origine dans les flux de

pulsations qui ont lieu dans les dents rotor. Les pertes joules sur le diamètre extérieur du rotor semblent indépendantes des autres phénomènes. Finalement, la simulation complète donne 251 W de pertes estimées pour 298 W de pertes mesurées, ce qui correspond à une erreur de -15% . On peut donc dire que nous avons identifié les principaux phénomènes qui sont responsables des écarts présentés au début de ce chapitre. Il s'agit de phénomènes qui se situent exclusivement au rotor et qui sont liés en partie au processus de fabrication. En effet, les courts-circuits que ce soit sur la périphérie du rotor ou sur le contour des dents sont introduits lors des phases de fabrication, et ne sont pas prévus lors de la conception.

4.8 Conclusion

Nous avons dans ce chapitre, traité le cas des machines asynchrones de faibles puissances et identifié pour ces machines les phénomènes responsables de pertes supplémentaires. Ces phénomènes sont :

- Les courants induits hautes fréquences dans la cage rotorique
- Les courts-circuits en périphérie du rotor
- Les courts-circuits autour des dents rotoriques
- L'anisotropie du circuit magnétique

Pour tous ces phénomènes à l'exception de l'anisotropie, nous avons présenté comment il est possible de les prendre en compte lors de la modélisation. Nous avons validé, pour la machine 5.5 kW, cette modélisation à l'aide d'une confrontation systématique à l'expérience. Le phénomène de l'anisotropie nécessite encore des études plus approfondies.

D'une manière générale, cette étude montre qu'à partir d'un certain niveau de précision dans la modélisation de systèmes complexes comme les moteurs électriques, il est impératif de prendre en compte certains phénomènes introduits par le processus de fabrication. Il pourrait donc être intéressant d'étudier un modèle mathématique de ces phénomènes et de l'introduire dans des outils de simulation et d'optimisation.

Conclusion

Dans l'étude précédente réalisée en collaboration avec Leroy-Somer, C. Cester a développé une méthode de calcul de pertes. Cette étude s'appuyait sur l'analyse de la machine 4 pôles de 4 kW et donnait des résultats assez satisfaisants. Lorsque nous avons mis en œuvre la méthode sur une machine différente, la 2 pôles de 5.5 kW, nous avons obtenu des écarts importants. Nous avons donc entamé cette étude dans ce contexte. Pour compléter la méthode d'estimation nous avons développé les trois axes suivants :

Premièrement, nous avons proposé un modèle analytique du comportement dynamique des tôles électriques, et validé celui-ci quel que soit le type de signal d'excitation.

Deuxièmement, nous avons défini une méthode de simulation qui permet à l'aide du modèle précédent d'estimer et de localiser les pertes fer pour un circuit magnétique de forme quelconque.

Enfin troisièmement, nous avons mis en évidence l'importance de la prise en compte du processus de fabrication dans la modélisation des machines électriques et nous avons identifié les phénomènes liés à ce processus dans le cas des machines asynchrones de faibles puissances.

Le modèle de comportement pour les tôles électriques est basé sur des considérations physiques et sur une décomposition en deux termes (un terme statique et un terme dynamique) décrits tous deux par une expression analytique, qui permet des calculs très rapides. Il est capable de représenter l'ensemble du comportement dynamique de la tôle même en présence de cycles mineurs ou de composantes continues. C'est donc un modèle efficace que l'on peut utiliser dans des outils de calcul numérique. Il permet d'estimer les pertes de n'importe quelle forme d'onde trouvée dans une machine asynchrone avec une précision de 10 %.

La méthode de simulation développée peut s'appliquer à une structure électromagnétique de géométrie quelconque. Elle est basée sur une combinaison d'un calcul numérique de champ magnétique et du modèle de matériau évoqué précédemment. Les différents paramètres de simulation : discrétisation spatiale, discrétisation temporelle, largeur du circuit magnétique, choix de la courbe d'aimantation et position des conditions aux limites ont été analysés. A l'exception de la courbe d'aimantation, des critères ont pu être définis pour assurer la qualité de la simulation. Dans ces conditions, nous sommes en mesure d'obtenir une estimation des pertes d'une structure simulée avec une erreur inférieure à 15 %. C'est quasiment la plage de validité que nous nous étions fixés.

Reprenant, avec cette méthode, l'estimation de la machine 2 pôles – 5.5 kW, il est apparu que des pertes supplémentaires étaient encore présentes. Les phénomènes qui étaient ignorés lors la simulation et qui généraient ces pertes supplémentaires ont été identifiés. Il s'agit : des courants induits hautes fréquences dans la cage rotorique, de l'anisotropie du circuit magnétique et aussi de conséquences des opérations de fabrication : les courts-circuits en périphérie du rotor et les courts-circuits autour des dents rotoriques. Pour tous ces phénomènes à l'exception de l'anisotropie, nous avons présenté des solutions qui permettent de les prendre en compte lors de la simulation. Nous avons validé, pour la machine 5.5 kW, ces solutions à l'aide de comparaisons avec l'expérience.

Tout au long de cette étude, nous avons donc cherché à mettre en place une méthode de détermination a priori des pertes d'une machine électrique. Nous proposons maintenant de faire un bilan pour les machines asynchrones de faibles puissances que nous avons étudiées et de récapituler l'ensemble des résultats. Il s'agit bien sûr de la machine LS112, 4 pôles de 4 kW et de la machine LS132, 2 pôles de 5.5 kW. Les résultats auxquels nous sommes parvenus sont donnés dans le tableau 5-1 et le tableau 5-2.

(en W)	Stator	Rotor				Total
		Cage Pertes joules	Diamètre Pertes joules	Dents Pertes joules	Pertes fer	
Simulation antérieure [CES-96]	108				38	146
Simulation complète de la machine	109	6	15	5	45	180
		71				
Mesure machine standard	117	60				177

Tableau 5-2 – Récapitulatif des pertes estimées pour la machine LS112, 4 pôles, 4 kW

(en W)	Stator	Rotor				Total
		Cage Pertes joules	Diamètre Pertes joules	Dents Pertes joules	Pertes fer	
Simulation antérieure [CES-96]	127				43	170
Simulation complète de la machine	129	17	30	14	61	251
		122				
Mesure machine à rotor droit	138	160				298

Tableau 5-1 – Récapitulatif des pertes estimées pour la machine LS132, 2 pôles, 5.5 kW

Les résultats obtenus (2 % d'erreur pour la machine 4 pôles, 15 % pour la machine 2 pôles) sont proches de la valeur de référence que nous avons fixé à 10 %. La précision est meilleure dans le cas de la machine 4 pôles car cette machine est beaucoup moins sensible aux phénomènes dissipatifs supplémentaires que nous avons mis en évidence. En effet, le circuit magnétique de cette machine est tel que les pulsations de flux hautes fréquences sont de très faible amplitude en tout point du circuit magnétique excepté en surface du rotor. De plus, la présence de 4 pôles tend à moyenniser et donc à atténuer les effets de l'anisotropie. Tout ceci conduit à une faible sensibilité des pertes aux différents paramètres de la simulation et à une meilleure précision de l'estimation.

Suite à cette étude de nombreuses voies sont encore à explorer. Une approche a été proposée pour la représentation du comportement dynamique des tôles électriques en séparant le champ magnétique en une contribution statique et une contribution dynamique. Ces contributions ont été représentées par des modèles mathématiques qui, combinés, donnent de bons résultats. Il paraît donc à présent intéressant de poursuivre l'analyse de cette séparation d'un point de vue physique. Il serait intéressant de relier un certain nombre des paramètres intrinsèques du matériau à chacune des deux contributions. On obtiendrait ainsi une facilité d'identification aboutissant à une meilleure représentation.

L'analyse numérique de la structure de la machine 5.5 kW a permis d'identifier les phénomènes responsables des pertes supplémentaires et de définir, pour certains, une méthode de modélisation. L'anisotropie et la largeur du circuit magnétique ont été identifiées comme susceptibles d'augmenter les pertes de la machine, mais n'ont pas été incluses dans la simulation. Pour l'effet de la largeur du circuit magnétique il sera nécessaire, dès que la fréquence d'alimentation augmentera, de disposer de méthodes pour prendre en compte ce paramètre. Pour l'anisotropie, il s'agit de sélectionner et de mettre en œuvre une loi de comportement anisotrope dans un outil de calcul de champ. Il faudra aussi être capable de transposer le modèle de pertes utilisé dans le cas des champs à deux dimensions. La quantification expérimentale de l'effet de l'anisotropie reste pour l'instant difficile à mettre en œuvre. En effet, on ne peut pas comparer le même matériau avec et sans anisotropie. Une façon d'expérimenter ce paramètre, pourrait être de comparer différentes configurations de machine répondant différemment à l'anisotropie. Par exemple en modifiant le nombre de pôles, le niveau de saturation ou en sélectionnant un matériau qui accentue volontairement l'anisotropie.

Les différents prototypes de machine réalisés ont montré combien les différentes opérations du processus de fabrication peuvent influencer les pertes. On peut imaginer sur ce point deux pistes parallèles. D'un côté il conviendrait de travailler à une représentation "*informatique*" du processus de fabrication qui permettrait d'inclure dès la conception des paramètres de fabrication. On pourrait ainsi optimiser les machines par rapport à l'outil de fabrication. D'un autre côté, il faudrait réfléchir à une modification des techniques utilisées en fabrication afin de réduire leurs effets pénalisants. On pourrait ainsi définir un processus de fabrication qui serait non traumatisant pour la machine.

La démarche proposée dans cette étude doit à présent être appliquée à d'autres machines possédant des structures différentes et fonctionnant à fréquences plus élevées. On pourra ainsi vérifier la pertinence du modèle de représentation du matériau et éventuellement mettre en évidence d'autres phénomènes n'intervenant pas dans les machines déjà étudiées.

Bibliographie

- ABU-89 Abuelma'Atti M.T., "A simple model for the transformer magnetizing characteristic", *Electrical Machine and Power Systems*, Vol 16, No 2, pp 127-132, 1989
- BAN-99 Bangura-JF; Demerdash-NA, " Effects of broken bars/end-ring connectors and airgap eccentricities on ohmic and core losses of induction motors in ASDs using a coupled finite element-state space method", *IEEE International Electric Machines and Drives Conference*, May 1999, Seattle, WA, USA, pp 339-341
- BAS-97 Basso C., "Scalar and vector hysteresis models for the description of the magnetization process under alternating and rotational field", 5th Workshop on 2D Magnetization Problems, Grenoble, Septembre 1997, EDP Sciences 1998, ISBN : 2-86883-385-3, pp 101-110
- BER-88 Bertotti G.; "General properties of power losses in soft ferromagnetic materials", *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol 24, No 1, pp 621-630, January 1988
- BER-91a Bertotti G., Boglietti A., Chiampi M., Chiarabaglio D., Fiorillo F., Lazzari M., "An improved estimation of iron loss in rotating electrical machines", *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol 27, No 6,pt 2, pp 5007-5009, November 1991
- BER-91b G. Bertotti, "Generalized Preisach model for the description of the hysteresis and eddy current effects in metallic ferromagnetic materials", *Journal of Applied Physics.*, vol 69, n°8, April 1991, pp 4608-4610.
- BER-98 Bertotti G., "Hysteresis in magnetism for physicists, material scientists an engineers", Academic Press, 1998, ISBN : 0-12-093270-9
- BOT-98 Bottauscio O., Chiampi M., Dupré L.R., Repetto M., "Dynamic Preisach modeling of ferromagnetic laminations: a comparison of different finite element formulations", *Journal de Physique IV*, Vol 8, No 2, pp 647-650, Juin 1998
- BOZ-78 Bozorth R.M., "Ferromagnetism", IEEE Press, 1978, ISBN : 0-7803-1032-2

- BRA-75 Brauer J.R., *"Simple equations for magnetization and reluctivity curves of sheet"*, IEEE Transactions on Magnetics, Vol 11, No 1, p 81, 1975
- CES-96 C. CESTER, *"Etude des pertes magnétiques supplémentaires dans les machines asynchrones alimentées par onduleur à modulation de largeur d'impulsion"*, Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, 1996
- CHE-99a Chevalier T., Kedous-Lebouc A., Cornut B., Cester C., *"Estimation of magnetic loss in an induction motor fed with sinusoidal supply using a finite element software and a new approach to dynamic hysteresis"*, IEEE Transactions on Magnetics, Vol 35, No 5, September 1999, pp 3400-3402
- CHE-99b Chevalier T., Kedous-Lebouc A., Cornut B., *"Influence of electrical sheet width on dynamic magnetic properties "*, SMM 14, Soft Magnetic Materiel Conference, Balatonfüred, Hungary, 7-10. Sept. 1999
- CHE-99c Chevalier T., Meunier G., Kedous-Lebouc A., Cornut B., *"Numerical computation of the dynamic behaviour of magnetic material considering magnetic diffusion and hysteresis "*, Compumag 99, Conference on the Computation of Electromagnetic Fields, Sapporo, Japan, October 24-28, 1999
- CHE-99d Chevalier T., Kedous-Lebouc A., Cornut B., Cester C., *"A new dynamic hysteresis model for electrical steel sheet"*, HMM'99, June 7-9, 1999, Perugia, Italy, to be published in Physica B : Physics of Condensed Matter
- CHE-99e Chevalier T., Kedous-Lebouc A., Cornut B., *"A method to evaluate effects of eccentricity and anisotropy on iron losses of electrical machines. Application to an induction motor"*, SMM 14, Soft Magnetic Materiel Conference, Balatonfüred, Hungary, 7-10. Sept. 1999
- CHE-99f Nourdine A., Kedous-Lebouc A., Meunier G., Chevalier T., *"A chemical reaction hysteresis model for magnetic materials"*, Compumag 99, Conference on the Computation of Electromagnetic Fields, Sapporo, Japan, October 24-28, 1999
- COU-86 Coulomb J.L., *"Eléments finis et C.A.O."*, Claredon Press, 1986

- DEL-66 Della Torre E., *"Effect of the magnetization of single domain particules"*, IEEE Transactions on Audio Electroacoustics, Vol 74, pp 86-93, 1966
- DEL-94 Delincé F., *"Modélisation des régimes transitoires dans les systèmes comportant des matériaux magnétiques non linéaires et hystérétiques"*, Thèse de doctorat, Université de Liège, 1994
- DOR-94 Dorrell D.G., *"The influence of rotor eccentricity on the output torque of cage induction motors"*, International Conference on Electrical Machines, Vol 1, pp 35-40, September 1994, Paris, France
- DUC-97 Ducreux J.P., Rouve L.L., Binesti D., Kedous-Lebouc A., *"Pseudo-vectorial modeling of N.O. electrical sheet under rotating filed"*, 5th Workshop on 2D Magnetization Problems, Grenoble, Septembre 1997, EDP Sciences 1998, ISBN : 2-86883-385-3, pp 101-110
- DUP-97 Dupre L.R., Van-Keer R., Melkebeek J.A.A., *"An iron loss model for electrical machines using the Preisach theory"*, IEEE Transactions on Magnetics, Vol 33, No 5, pp 4158-4160, September 1997
- ENG-96 Engdahl G., Bergqvist A.J., *"Loss simulations in magnetostrictive actuators"*, Journal of Applied Physics, Vol 79, No 8, pp 4689-4691, 1996
- FLA-96 Flack T.J., Williamson S., *"On the possible use of magnetic slot wedges to reduce iron losses in cage motors"*, International Conference on Electrical Machines, Vol 1, pp 417-422, September 1996, Vigo, Spain
- Flux2d Flux2d, Logiciel de calcul de champ par éléments finis, Cedrat, Grenoble
- FOU-98 Fouassier P., *"Modélisation électrique des composants magnétiques haute fréquence : prise en compte de la température et caractérisation des ferrites"*, Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, 1998

- GLI-93 Glises R., Miraoui A, Kauffmann J.M., " *Thermal modelling for an induction motor*", Journal de-Physique III (Applied-Physics, Materials Science, Fluids, Plasma and Instrumentation), Vol. 3, No 9; September 1993, pp 1849-1859
- HIR-98 Hirsinger L., Gourdin C., Billardon R., " *Identification of frequency effect on magnetic hysteresis and modelling with an internal variables model*", Journal de Physique IV, Vol 8, No 2, pp 655-658, 1998
- HOL-96 Holmberg P, Bergqvist A.J., Engdahl G., " *Modelling eddy currents and hysteresis in a transformer laminate*", IEEE Transactions on Magnetics, Vol 33, No 2, pp 1306-1309, March 1996
- HON-90 Honda A., Fukuda B., Ohyama I., Mine Y., " *Effects of magnetic properties of nonoriented electrical steel sheets on motor efficiency*", Journal of-Materials-Engineering, Vol 12, No 1; March 1990, pp 41-45
- HRI-84 Hribernik B., " *Influence of cutting strains and magnetic anisotropy of electrical steel on the air gap flux distribution of an induction motor*", Journal of Magnetism and Magnetic Materials. Vol 41, No 1-3, February 1984, pp 427-430
- HUR-97 Hur J., Yoon S.B., Hwang D.Y., Hyun D.S., " *Analysis of permanent magnet linear synchronous motor using three dimensional equivalent magnetic circuit network method*", IEEE Transactions on Magnetics, Vol 33, No 5, pp 4143-4145, September 1997
- JAY-94 Jayaraman S., Strangas E.G., " *Iron losses from time dependent finite element solutions*", International Conference on Electrical Machines, Vol 3, pp 683-686, September 1994, Paris, France
- JIL-84 Jiles D.C., Atherton D.L., " *Theory of ferromagnetic hysteresis*", Journal of Applied Physics, Vol 55, No 6, p 2115, 1984
- JIL-91 Jiles D.C., " *Introduction to magnetism and magnetic materials*", Chapman & Hall, London, 1991

- JIN-94 Jing-Li, Jufer M., *"Modelling and dynamical simulation of switched reluctance motors including iron losses"*, International Conference on Electrical Machines, Vol 2, pp 415-419, September 1994, Paris, France
- KAR-87 Kardestuncer H., Norrie D. H., *"Finite element handbook"*, Mc Graw-Hill Book Company, 1987, ISBN : 0-07-033305
- KED-86 Kedous A., Lebouc D., Brissonneau P., *"Etude des pertes dans les tôles magnétiques soumises à des variations d'induction B(t) de forme trapézoïdale"*, Revue de Physique Appliquée 21, 1986, pp 269-275
- KYT-97 Kytomaki R., Arkkio A., Niemenmaa A., Suontausta A., *"Validity of conventional and modern methods of no-load loss calculation in asynchronous machines – statistic approach"*, Eight International Conference on Electrical Machines and Drives, pp 185-189, 1997, Cambridge, United Kingdom
- MAC-81 MacBain J.A., *"A numerical analysis of time-dependant two-dimensional magnetic fields"*, IEEE Trans. Mag., vol 17, n°6, Nov 1981, pp 3259-3261.
- MAH-95 Mahé P., *"Pertes magnétiques en régime d'alimentation de tension impulsionnelle ou MLI"*, Rapport de stage de fin d'étude, ENSPG, 1995
- MCC-96 McClay C.I., Williamson S., Mueller M.A., *"Calculation of high frequency losses in closed slot induction motor rotors"*, International Conference on Electrical Machines, Vol 1, pp 411-416, September 1996, Vigo, Spain
- NAN-97 Nandi S., Toliyat H.A.; Parlos A.G., *" Performance analysis of a single phase induction motor under eccentric conditions"*, IEEE Industry Applications Conference Thirty-Second IAS Annual Meeting. Vol.1, October 1997, New Orleans, LA, USA, pp 174-181
- NIC-91 Nicolet A., *"Modélisation du champ magnétique dans les systèmes comprenant des milieux non linéaires"*, Thèse de doctorat, Université de Liège, 1991

- PER-88 Peterson W., *"The fixed point method application to eddy currents within a ferromagnetic sheet calculation"*, Modelling-Simulation and Control-A, Vol 19, No 2, 1988, pp 11-22.
- POT-71 Potter R., Schmulian R.J., *"Self-consistently computed magnetization patterns in thin magnetic recording media"*, IEEE Transactions on Magnetics, Vol 7, No 4, pp 873-880, 1971
- ROU-96 Rouve L.L., Ossart F., Waeckerlé T, Kedous-Lebouc A., *"Magnetic flux and losses computation in electrical laminations"*, IEEE Transactions on Magnetics., Vol. 32, No 5, 1996, pp 4219-4221.
- SAL-97 Saliah H.H., *"*, IEEE Transactions on Magnetics, Vol 33, No 5, Septembre 1997
- SAV-97 Savov V.N., Georgiev-Z.D., Bogdanov E.S., *"Analysis of cage induction motor by means of the finite element method and coupled system of field, circuit and motion equations"*, Electrical-Engineering, Vol 80, No 1, pp 21-28, February 1997
- SPO-98 Spornic S.A., Kedous-Lebouc A., Cornut B., *"Waveform dependance of magnetic properties under rotating field"*, 5th Workshop on 2D Magnetization Problems, Grenoble, Septembre 1997, EDP Sciences 1998, ISBN : 2-86883-385-3, pp 79-86
- STO-74 Stoll R.L., *"The analysis of eddy currents"*, Monographs in electrical and electronic engineering, Claredon press, Oxford, 1974, ISBN : 0198593112,
- VAJ-92a Vajda F., Della Torre E., *"Analysis of reversible magnetization dependant Preisach models for recording media"*, Journal of Magnetism and Magnetic Materials. Vol 115, 1992, pp 187-189
- VAJ-92b Vajda F., Della Torre E., *"Characteristic of the complete moving hysteresis model"*, Journal of Applied Physics. Vol 73, No 10, May 1993, pp 5833-5835
- VLA-88 Ostovic V. *"A simplified approach to magnetic equivalent-circuit modeling of induction machines"*, IEEE Transactions on Magnetics, Vol 24, No 2, pp 308-316, January/February 1988

- VLA-89 Ostovic V.; "A novel method for evaluation of transient states in saturated electric machines", IEEE Transactions on Magnetics, Vol 25, No 1, pp 96-100, January/February 1989
- WAN-97 Wang J.P., Lieu D.K., Lorimer L., Hartman A. "Comparison of lumped parameter and finite element magnetic modeling in a brushless DC motor", IEEE Transactions on Magnetics, Vol 33, No 5, pp 4092-4094, September 1997

RESUME en français

Les conséquences importantes sur l'environnement d'une consommation grandissante d'énergie rendent indispensable une maîtrise du rendement des dispositifs électriques. Il est nécessaire pour améliorer les performances de ces dispositifs de posséder non seulement d'une connaissance fine des phénomènes dissipatifs mais aussi d'outils permettant une simulation efficace. Parmi tous ces dispositifs, les machines électriques représentent une part très importante. L'énergie dissipée s'y situe, pour une grande partie, dans les tôles électriques utilisées pour la composition de leur circuit magnétique. Une analyse complète du comportement dynamique des ces tôles est menée, elle met en évidence sa sensibilité à la vitesse de variation de l'induction. Cette analyse conduit, grâce à une séparation des aspects statiques et dynamiques, à la définition d'un modèle d'hystérésis dynamique qui permet une représentation précise des tôles électriques. Le modèle d'hystérésis est ensuite combiné à une méthode d'analyse numérique par éléments finis pour évaluer localement la puissance dissipée par le circuit magnétique de la machine. La méthode est validée dans le cas de machines asynchrones de faible puissance. Une analyse complémentaire dans ce cas précis permet de déterminer d'autres phénomènes dissipatifs responsables de pertes supplémentaires. Ils ont pour origine soit des propriétés intrinsèques des matériaux, comme l'anisotropie, soit des opérations du processus de fabrication, comme les courts-circuits en surface du rotor. La prise en compte de l'ensemble de ces phénomènes a conduit à un modèle qui permet de prédire avec précision le rendement des machines électriques.

TITRE en anglais

Modelling and measurement of iron losses in electrical machines, application to induction motor

RESUME en anglais

The significant effects on the environment of a growing consumption of energy make essential a control of the efficiency of electric devices. It is necessary to improve the performances of these devices to have not only a knowledge of the dissipative phenomena but also tools allowing precise simulations. Among all these devices, the electric machines represent a very significant part. Dissipated energy is, for a great part, in electric steel sheets used for the composition of their magnetic circuit. A complete analysis of the dynamic behaviour of these sheets is carried out, it highlights its sensitivity to the induction variation speed. This analysis led, thanks to a separation of the static and dynamic aspects, to the definition of a dynamic hysteresis model which allows a precise representation of electric steel sheets. The hysteresis model is then combined with a numerical analysis method by finite elements to locally evaluate the power dissipated by the magnetic circuit of the machine. The method is validated in the case of asynchronous machines of low power. A complementary analysis, in this precise case, determine other dissipative phenomena responsible of additional losses. They originate in either the intrinsic properties of materials, like the anisotropy, or in the operations of the manufacturing process, like the short-circuits on the surface of the rotor. The taking into account of the whole of these phenomena led to a model which enable a precise prediction of electrical machines efficiency.

DISCIPLINE

Génie Electrique

MOTS – CLES

Pertes fer, Modèle dynamique d'hystérésis, Moteur asynchrone, Pertes à vide, Élément fini

Iron loss prediction, Dynamic hysteresis model, Induction motor, no-load loss modelling, Finite element

INTITULE ET ADRESSE DE L'U.F.R. OU DU LABORATOIRE :

Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble
Rue de la Houille Blanche – BP 46
38 402 St Martin d'Hères