



HAL
open science

**ESTIMATION DES PERTES FER DANS LES
MACHINES ELECTRIQUES.MODELE
D'HYSTERESIS LOSS SURFACE ET APPLICATION
AUX MACHINES SYNCHRONES A AIMANTS.**

Thierry Gautreau

► **To cite this version:**

Thierry Gautreau. ESTIMATION DES PERTES FER DANS LES MACHINES ELECTRIQUES.MODELE D'HYSTERESIS LOSS SURFACE ET APPLICATION AUX MACHINES SYNCHRONES A AIMANTS.. Energie électrique. Institut National Polytechnique de Grenoble - INPG, 2005. Français. NNT : . tel-00169903

HAL Id: tel-00169903

<https://theses.hal.science/tel-00169903v1>

Submitted on 5 Sep 2007

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

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

A mes parents,

" Douter de tout ou tout croire,
Ce sont deux solutions également commodes,
Qui l'une et l'autre nous dispensent de réfléchir "

Henri Poincaré

Remerciements

Il n'est peu d'espace où l'on puisse exprimer sa gratitude et ses sentiments. Aussi au cours de ces paragraphes, je tiens par ces quelques mots à remercier tous ceux qui ont participés de près ou de loin à cette thèse et qui m'ont accompagnés durant ces 3 dernières années.

Je tiens à remercier tout d'abord les membres du jury pour le grand intérêt qu'ils ont montré pour mon travail. Je remercie M. Albert Foggia, Professeur à l'Institut National Polytechnique de Grenoble, de m'avoir fait l'honneur de présider ce jury et de s'être intéressé tout au long de cette thèse à mes problèmes de machines. Je remercie vivement M. Jean-Pierre Masson, Professeur émérite de l'Université Claude Bernard de Lyon ainsi que M. Francis Piriou, Professeur de l'Université des Sciences et Technologies de Lille, d'avoir accepté d'être rapporteur de cette thèse, d'avoir étudié mon mémoire avec beaucoup d'attention, et de leurs remarques et questions pertinentes lors de la soutenance. Je remercie également M. De Wulf, Directeur de recherche OCAS-ARCELOR d'avoir accepté d'examiner avec la plus grande attention ce travail.

Merci à M. Michel Amiet, Ingénieur de la DGA et membre de ce jury, d'avoir soutenu financièrement ce projet et de s'être impliqué dans sa réussite.

Merci également aux autres membres du GIRTOM, M. Philippe Manfé, M. Antoine Boudrant, M. Jean-Pierre Ducreux, M. Christian Duquesne d'avoir soutenu et suivi cette recherche au cours de nos nombreuses séances de travail.

Je tiens à remercier Mme Afef Lebouc, directrice de cette thèse de m'avoir accueilli, ou plutôt recueilli pour effectuer cette thèse à une période où il m'aura fallu faire des choix, et sans elle, je pense ne jamais être venu dans cette voie. Merci pour sa confiance, sa gentillesse, sa grande disponibilité, et son soutien sans défection au cours de ces 3 années, où c'est tissé au-delà du travail une amitié sincère.

M. Thierry Chevalier pour sa pédagogie qui m'a permis d'appréhender et de dompter les essais sur machines électriques. Sa patience, sa curiosité, ses larges compétences m'ont beaucoup apportées. Merci de m'avoir mis le pied à l'étrier de cette thèse et de m'avoir permis de surmonter mes craintes.

Je tiens également à remercier tout ceux qui ont rendu mon passage au LEG enrichissant et agréable.

Jacques Davoine, le patron de l'équipe technique du labo, l'un des grands travailleurs de l'ombre sur cette thèse, et de beaucoup d'autres. Pour sa gentillesse, sa disponibilité, son pragmatisme, sa persévérance et toutes ses qualités humaines qu'il en soit remercié ; un grand monsieur du LEG (plus connu comme M. Clim).

Claude Brun, l'ami Djidji, pour ses énormes réalisations mécaniques sur cette thèse et surtout pour sa bonne humeur qui vous regonfle le moral ; l'un des piliers du labo.

Stéphane Catellani, pour son énorme travail sur l'onduleur, sa gentillesse, sa disponibilité, et ses bonnes idées pour débloquer une électronique ou un problème de masse...

Daniel Augier, Monsieur Sécurité, toujours disponible pour réaliser un câblage de puissance sécurisé, même pour les étincelles collecteur-balais et la mise à feu...

Merci également à François Blache, Jean Barbaroux, Gérard Gruffat...

Sans eux, cette thèse n'aurait sans doute jamais existée sous ce relief si expérimental.

Le service informatique, composé du trio d'enfer Patrick Eustache (le Chef), Corinne Marcon et Vincent Danguillaume pour m'avoir permis de travailler de façon confortable, c'est à dire sans trop de migrations et de coupures réseau.

Les secrétaires Danielle Collin, Elise Riado et Monique Boizard, pour leur gentillesse.

Je remercie également les permanents avec qui j'ai pu échanger durant cette thèse, Christian Chillet, Gérard Meunier, Jean Paul Yonnet...

Mes remerciements seraient loin d'être complet si je n'évoquais pas les merveilleuses rencontres que j'ai pu effectuer durant ces 3 années. Tout d'abord Farid et Saïda, la gaieté Kabyle et amis au grand « cœur ». Gareth et Mélanie, les amis parents, et leur petite Jeanne. Jiri Stepanek, « el tcheko », connu également comme « cocote », pour sa bonne humeur légendaire et sa fraîcheur slivovicienne venue de l'est. Hynek Raisigel, « el tcheko 2 », toujours prêt à refaire, au détour d'une discussion, une révolution. Ianko Valero, et tous ses rendez-vous manqués. Miguel Fontela García, docteur non-accompli, rencontre Schneiderienne et asturien de son état. Nicolas Achotte, Jérôme Meunier-Carus, Hervé Rostaing pour les bons moments passés en salle micro. Stephan Sterpu, caricature d'Aldo Macionne depuis Aussois'04. Raphaël Caire, toujours prêt à rendre service et à lancer une invitation de sortie... Christophe Cartier-Millon, dit CCM, pour sa gentillesse et ses formidables barbecues. Alban Marino, dit Banban, pour ses inégalables astuces et autres combines. Gilles Debiens, dit Gillou, pour ses légendaires coups de gueule contre l'ordinateur et son courage parmi toutes ses femmes. Sébastien Gréhan, pour son âme de bon vivant à l'accent suisse. Aktham Asfour, inlassable travailleur RMN. Laurent Albert, dit le Laule, pour son ambre (mais qu'est ce que c'est ?) et sa compagnie à Krakow. Christophe Gombert, pour ses savoyardes.

Et pour terminer, un grand merci à ceux qui ont sans nul doute le plus contribué à l'aboutissement de cette thèse; mes parents, ma femme, Gégé, Flo, Thérèse... Merci pour ce soutien et cette affection.

Merci à louloute !

TABLE DES MATIERES

INTRODUCTION	11
CHAPITRE 1 LE MODELE LOSS SURFACE POUR L'ESTIMATION DES PERTES FER DANS LES MACHINES ELECTRIQUES	15
1.1 Prélude au modèle Loss Surface	17
1.2 Les bancs de caractérisation cadre Epstein pour l'identification du modèle Loss Surface.....	17
1.2.1 Principe du cadre Epstein.....	17
1.2.2 Banc de caractérisation automatisé : performances et limites.....	18
1.2.3 Nouveau banc de caractérisation pour aller plus loin en fréquence.....	20
1.2.3.1. Présentation de la maquette de l'onduleur et ses spécifications	20
1.2.3.2. Acquisition et traitement informatique des mesures.....	21
1.2.3.3. Apport de l'onduleur sur la caractérisation en fréquence	22
1.3 Le modèle Loss Surface	24
1.3.1 Historique du modèle Loss Surface	24
1.3.2 Amélioration de la contribution statique	25
1.3.3 Amélioration de la contribution dynamique Loss Surface.....	27
1.3.4 Bilan de la nouvelle reconstruction des cycles	28
1.4 Application au calcul des pertes dans une structure complexe	31
1.4.1 Principe du calcul éléments finis des pertes fer	31
1.4.2 Exemple d'applications.....	32
1.5 Vers une interprétation physique du modèle Loss Surface pour repousser les limites	33
1.5.1 Repousser la limite en induction.....	33
1.5.2 Repousser la limite en fréquence.....	34
1.5.2.1. Modèles de parois isolées	34
1.5.2.2. Modèles de parois multiples	41
1.5.2.3. Bilan des modèles	46
1.5.2.4. Tentative de modèle fréquentiel autour des processus d'aimantation triangulaire (la physique du modèle Loss Surface)	46
1.6 Conclusion.....	49
CHAPITRE 2 VALIDATION DU MODELE LOSS SURFACE EN FONCTION DU NIVEAU D'INDUCTION. APPLICATION AU CALCUL DES PERTES FER DANS UNE MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS.	51
2.1 Caractéristiques de la machine.....	53
2.2 Le modèle Loss Surface de la nuance M270-35A.....	53
2.3 Mesures des pertes fer de la machine.....	54
2.3.1 Mesures des pertes à vide.....	54
2.3.1.1. Le banc d'essai.....	54
2.3.1.2. Puissance absorbée utile	55
2.3.1.3. Pertes mécaniques	55
2.3.1.4. Bilan des essais à vide et détermination des pertes fer.....	56
2.3.2 Mesures des pertes en charge	56
2.3.2.1. Le banc d'essai.....	56
2.3.2.2. Protocole de mesures et essais en charge	58
2.3.2.3. Pertes Joule dans les bobinages et mesure de la résistance à chaud.....	58
2.3.2.4. Essais en régime défluxé.....	59
2.3.2.5. Essais en régime fluxé	60

2.4	Simulations des pertes fer de la machine.....	60
2.4.1	Simulation de la machine à vide.....	60
2.4.1.1.	La modélisation éléments finis	60
2.4.1.2.	Bilan de la simulation à vide et de l'estimation des pertes fer ancien / nouveau modèle LS	62
2.4.2	Simulation de la machine en charge	66
2.4.2.1.	Essai défluxé.....	67
2.4.2.2.	Essai fluxé	69
2.4.3	Commentaires sur l'estimation des pertes par courants induits dans les aimants.	71
2.5	Modélisation des pertes par courants induits dans un aimant	71
2.5.1	Modélisation des courants induits dans un aimant.....	72
2.5.1.1.	Modélisation des courants induits dans une structure à aimants.....	72
2.5.1.2.	Vers une estimation des pertes dans un aimant	73
2.5.2	Pertes corrigées	78
2.5.3	Conclusion	79
2.6	Confrontations des résultats essais / simulations corrigées.....	79
2.6.1	Fonctionnement à vide.....	79
2.6.2	Fonctionnement en charge défluxé	80
2.6.3	Fonctionnement en charge fluxé	81
2.6.4	Commentaires sur les résultats.....	82
2.7	Conclusion.....	83
CHAPITRE 3	VALIDATION DU MODELE LOSS SURFACE A FREQUENCE ELEVEE. APPLICATION AU CALCUL DES PERTES FER DANS UNE MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS HAUTE VITESSE.	85
3.1	Caractéristiques de la machine.....	87
3.2	Estimations des pertes fer à vide ; comparaison mesures/simulations.....	88
3.2.1	Mesures des pertes à vide.....	88
3.2.1.1.	Le banc d'essai.....	88
3.2.1.2.	Puissance mécanique transmise à la machine synchrone à aimants	88
3.2.1.3.	Pertes mécaniques	88
3.2.1.4.	Bilan des essais à vide et détermination des pertes fer.....	90
3.2.2	Simulation de la machine à vide.....	91
3.2.2.1.	La modélisation éléments finis	91
3.2.2.2.	Bilan des simulations à vide et comparaison des calculs de pertes fer ancien / nouveau modèle LS	93
3.2.2.3.	Comparaison des calculs de pertes fer nouveau modèle LS / modèle de décomposition de Bertotti.....	98
3.3	Effet des contraintes sur les pertes.....	100
3.3.1	Description de la structure étudiée	100
3.3.2	Evaluation de l'effet du poinçonnage sur la nuance M330-35A	102
3.3.2.1.	Caractéristiques magnétiques à 50 Hz.....	103
3.3.2.2.	Caractéristiques magnétiques en fonction de la fréquence.....	103
3.3.3	Application à la machine synchrone.....	105
3.3.4	Confrontations essais / simulations à vide.....	106
3.4	Estimations des pertes fer en charge ; comparaison mesures / simulations....	106
3.4.1	Mesures des pertes en charge	106
3.4.1.1.	Le banc d'essai.....	106
3.4.1.2.	Protocole de mesure et essais en charge	107
3.4.1.3.	Pertes Joule dans les bobines.....	107
3.4.1.4.	Essais en charge.....	108

3.4.2	Simulation de la machine en charge	109
3.4.2.1.	Principe de la modélisation en charge	109
3.4.2.2.	Bilan des simulations en charge et comparaison des calculs de pertes fer ancien / nouveau modèle LS	111
3.4.2.3.	Estimation des pertes fer en charge avec prise en compte du poinçonnage	113
3.4.2.4.	Comparaison des calculs de pertes fer en charge courant trapèze / courant sinus	114
3.4.3	Confrontations essais / simulations en charge	115
3.5	Conclusion.....	115
CONCLUSION.....		117
ANNEXES.....		123
A.	Organigramme du modèle statique	
B.	Essais en charge	
REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES.....		131

Introduction

Les matériaux magnétiques sont un composant de base des machines électriques dont il faut de plus en plus maîtriser le comportement pour répondre à des contraintes économique, environnementale et de sûreté de fonctionnement. Dans les machines électriques, ces matériaux sont soumis à des sollicitations extrêmes qui sont très différentes des conditions de caractérisation habituelles ou normalisées. Ainsi outre la fréquence de travail qui peut varier, le matériau est soumis à des formes d'ondes très diverses qui sont imposées par l'alimentation du circuit mais aussi générées par la saturation du matériau, la géométrie du circuit magnétique, les aimants, les fuites, etc. Les caractéristiques standards sont alors insuffisantes pour prédire le comportement du circuit magnétique, et l'évaluation préalable au niveau CAO des pertes fer reste donc aujourd'hui un problème délicat que les constructeurs de dispositifs électriques contournent par l'utilisation de facteurs correctifs empiriques.

Une méthodologie, nommée Loss Surface (ou LS), basée sur une surface de pertes dynamique, permettant d'évaluer correctement les pertes fer dans une machine a donc été développée au LEG. Elle est basée dans un premier temps sur le calcul numérique du champ magnétique dans la machine en utilisant le logiciel Flux2D, puis sur l'application en post-processeur d'un modèle d'hystérésis dynamique. Cette méthode par son principe est applicable à une structure magnétique de géométrie quelconque. Elle permet de calculer les pertes fer totales mais aussi de déterminer la répartition de la densité de pertes dans les différentes régions de la structure. C'est donc aussi un outil d'analyse puissant qui permet de concevoir des machines alliant performances électromagnétiques et rendement élevé, l'une des grandes préoccupations actuelles des constructeurs électriciens.

La méthode a été appliquée dans le passé à trois types de machines asynchrones à cage et a permis d'évaluer les pertes fer avec une précision de 20% pour différentes conditions de fonctionnement.

Ce travail s'inscrit dans la continuité de ce qui a déjà été fait. Toutefois, l'objectif de cette étude est de rendre le modèle LS encore plus précis et d'étendre son domaine d'utilisation.

Pour ce faire, un nouveau banc de caractérisation a été mis en œuvre. Ce dernier, basé sur un onduleur de tension monophasé performant, a pour ambition d'étendre le domaine fréquentiel de caractérisation des matériaux magnétiques et de palier les inconvénients du dispositif précédent. D'autre part, une reformulation partielle du modèle a également été entreprise afin de simplifier son identification et de réduire son erreur. Ceci toujours dans un soucis de capitalisation des acquis.

Puis, nous nous sommes demandés si une interprétation physique du comportement des matériaux magnétiques ne pouvait pas être donnée afin de simplifier l'identification du modèle et de repousser ses limites dans des zones inaccessibles à la caractérisation.

Néanmoins, il ne faut pas perdre de vue que la finalité de cette étude est de valider le modèle d'estimation des pertes fer sur des cas concrets d'application. Ainsi, une

structure de machine différente de celles étudiées jusqu'à présent a été retenue ; à savoir la machine synchrone à aimants.

Dès lors, au cours des chapitres 2 et 3, nous avons eu l'opportunité d'étudier deux types de machines synchrones à aimants aux caractéristiques très différentes.

Des machines prototypes développées pour des applications spécifiques :

- une machine fonctionnant à 50 Hz - 1500 tr/min, conçue de telle sorte que les formes d'ondes d'excitation du circuit magnétique sont relativement simples ; le plus sinusoïdale possible. Nous étudierons l'influence du niveau d'induction globale de la machine sur les pertes fer.

- une machine de traction automobile de vitesse maximum 800 Hz - 8000 tr /min, où le comportement en fonction de la fréquence du modèle LS sera comparé aux relevés expérimentaux de pertes fer.

Ce travail a demandé la mise au point de bancs d'essais spécifiques et instrumentés afin d'effectuer des bilans de puissance, et donc de déterminer les pertes fer des machines pour différents points de fonctionnement.

En ce qui concerne les simulations, celles-ci ont été réalisées afin d'approcher au plus près les conditions d'essai. En outre, divers phénomènes physiques ont été étudiés afin de connaître la contribution de chacun aux pertes d'origine magnétique. Ainsi, l'impact de l'épanouissement des courants induits sur les pertes dans un matériau massif tel qu'un aimant a été précisé. Ou bien encore, l'influence des contraintes mécaniques sur les propriétés magnétiques induites par le poinçonnage du circuit magnétique a été quantifiée.

Chapitre 1

Le modèle Loss Surface pour l'estimation des pertes fer dans les machines électriques

CHAPITRE 1	LE MODELE LOSS SURFACE POUR L'ESTIMATION DES PERTES FER DANS LES	
MACHINES ELECTRIQUES		15
1.1	Prélude au modèle Loss Surface	17
1.2	Les bancs de caractérisation cadre Epstein pour l'identification du modèle	
Loss Surface.....		17
1.2.1	Principe du cadre Epstein	17
1.2.2	Banc de caractérisation automatisé : performances et limites.....	18
1.2.3	Nouveau banc de caractérisation pour aller plus loin en fréquence.....	20
1.2.3.1.	Présentation de la maquette de l'onduleur et ses spécifications	20
1.2.3.2.	Acquisition et traitement informatique des mesures.....	21
1.2.3.3.	Apport de l'onduleur sur la caractérisation en fréquence	22
1.3	Le modèle Loss Surface	24
1.3.1	Historique du modèle Loss Surface.....	24
1.3.2	Amélioration de la contribution statique.....	25
1.3.3	Amélioration de la contribution dynamique Loss Surface.....	27
1.3.4	Bilan de la nouvelle reconstruction des cycles.....	28
1.4	Application au calcul des pertes dans une structure complexe	31
1.4.1	Principe du calcul éléments finis des pertes fer	31
1.4.2	Exemple d'applications	32
1.5	Vers une interprétation physique du modèle Loss Surface pour repousser	
les limites		33
1.5.1	Repousser la limite en induction.....	33
1.5.2	Repousser la limite en fréquence	34
1.5.2.1.	Modèles de parois isolées	34
1.5.2.2.	Modèles de parois multiples	41
1.5.2.3.	Bilan des modèles	46
1.5.2.4.	Tentative de modèle fréquentiel autour des processus d'aimantation triangulaire	
(la physique du modèle Loss Surface)		46
1.6	Conclusion.....	49

1.1 Prélude au modèle Loss Surface

Le modèle Loss Surface ou modèle LS est le fruit de plusieurs années d'études expérimentales du comportement des tôles magnétiques soumises à différents types d'excitations ; sinus, trapèze, triangle, MLI... Il s'appuie en effet principalement sur une caractérisation fine des nuances d'aciers magnétiques (§1.2).

D'autre part, de nombreux travaux ont montré l'influence de la variation de l'induction dans le temps $\frac{dB}{dt}$ sur le comportement hystérétique du matériau. Ce paramètre est donc jugé pertinent pour la description des phénomènes de dissipation dans les matériaux magnétiques, notamment en régime dynamique [BER 85], [KED 86]. Il constitue d'ailleurs le paramètre de nombreux modèles de représentation de l'hystérésis dynamique [BER 91], [DEB 00], [MAR 95]. Partant de cette constatation, le modèle LS suppose que le comportement du matériau est parfaitement défini connaissant la valeur instantanée de l'induction $B(t)$ et de sa dérivée temporelle $\frac{dB}{dt}$ (§1.3). C'est pourquoi, ce modèle s'appuie sur une caractérisation du matériau en induction $B(t)$ triangulaire (§1.2), base de son identification. En outre, c'est un modèle macroscopique d'hystérésis scalaire dynamique qui relie l'induction moyenne dans la section du matériau au champ appliqué.

Cependant, ce modèle présente quelques faiblesses aussi bien au niveau de la caractérisation dont il se nourrit, que de son identification. C'est pourquoi ce chapitre sera intégralement consacré à l'amélioration du modèle LS tant au niveau expérimental (§1.2.3) que fondamental (§1.5).

1.2 Les bancs de caractérisation cadre Epstein pour l'identification du modèle Loss Surface

Au cours de ce travail de caractérisation des aciers magnétiques, deux bancs de mesure différents alimentant un cadre Epstein ont été utilisés. L'un déjà existant au laboratoire, complètement automatisé, dont la partie puissance est réalisée par des amplificateurs de tension, et un deuxième banc conçu au cours de cette thèse, qui est basé sur un onduleur de tension monophasé. Ce dernier a pour vocation d'étendre le domaine fréquentiel de caractérisation en induction triangulaire et de palier les inconvénients du dispositif précédent que nous détaillerons par la suite.

1.2.1 Principe du cadre Epstein

Le principe du cadre Epstein [BRI 97] est basé sur celui du transformateur. Il est constitué d'un circuit magnétique carré de longueur L_m composé de bandes du matériau à tester. Les bandes se recouvrent aux extrémités pour assurer la bonne circulation du flux magnétique dans le circuit (cf. Fig. 1. 1). Aussi, afin de tenir compte de l'anisotropie résiduelle des matériaux non-orientés, une quantité égale de tôles découpées dans le sens de laminage et perpendiculaire est utilisée. Ceci

constitue le noyau. Pour ce qui est des enroulements, le primaire du cadre utilisé comporte $N_1=604$ spires, nous permettant d'atteindre des champs élevés, et le secondaire $N_2=204$. La mesure de la puissance absorbée par ce transformateur à vide donne les pertes du matériau.

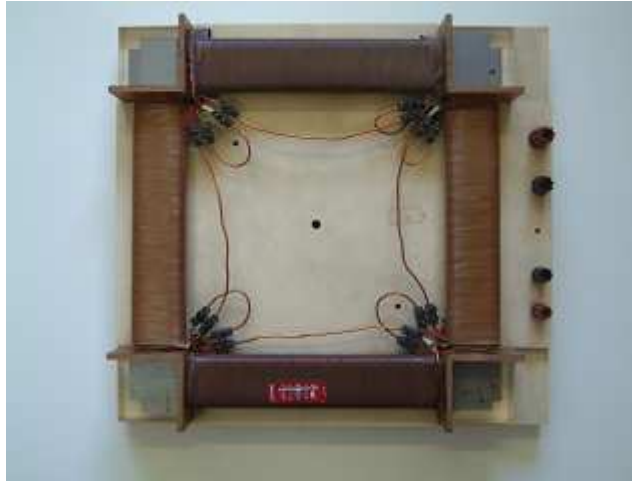


Fig. 1. 1 - Cadre Epstein.

La mesure du courant au primaire I_1 permet de remonter au champ à la surface de l'échantillon éq.(1.1) et la mesure de la tension au secondaire E_2 donne l'induction moyenne dans la tôle éq.(1.2).

$$H = \frac{N_1 I_1}{L_m} \quad (1.1)$$

$$B = \frac{1}{N_2 S} \int E_2 dt \quad (1.2)$$

1.2.2 Banc de caractérisation automatisé : performances et limites

Le banc de mesure développé au LEG (cf. Fig. 1. 2) permet la caractérisation des tôles magnétiques sous des sollicitations diverses (cf. Fig. 1. 3) pour des fréquences allant de 1 Hz à 20 kHz. La génération et la mesure des signaux sont effectuées par l'intermédiaire d'instruments IEEE contrôlés par ordinateur. Tout l'appareillage est piloté par un programme développé sous labwindows/CVI par C. Cester [CES 96].

Le banc de mesure comporte :

- Un générateur de fonctions arbitraires qui génère le signal de référence.
- Un amplificateur de tension ou de courant constitué de 4 amplificateurs 36 V-12 A mis en série.
- Une sonde de courant LEM CT 10 de bande passante supérieure à 500 kHz, offrant une précision de $\pm 0.1\%$ du courant nominal I_1 , ce qui correspond dans nos essais à environ ± 8 A/m.
- Un voltmètre numérique à deux voies Keithley 194A. Il permet un échantillonnage à 100 kHz et une résolution de 16 bits avec des calibres de tension adaptables : 300

mV, 3 V, 30 V, 300 V. La fréquence de base de l'horloge interne est de 10 MHz permettant une résolution de la période d'échantillonnage de 0.1 μ s. La synchronisation de l'horloge de référence et du déclenchement de la mesure des deux voies (I_1 et E_2) du voltmètre numérique est assurée par le générateur de fonctions arbitraires.

- Un asservissement analogique qui permet d'imposer une forme bien définie de l'induction dans l'échantillon. En effet, compte tenu des impédances parasites du circuit test et de la non linéarité des matériaux magnétiques, la variation du flux dans le matériau n'est pas celle de la tension d'alimentation U_1 . Une contre réaction permet de comparer la tension secondaire E_2 du cadre au signal de référence et de délivrer une tension d'excitation qui compense la déformation de l'induction. Une boucle sur le courant compensant partiellement la chute de tension dans la résistance du circuit d'excitation permet d'améliorer encore la correction de la forme du signal.

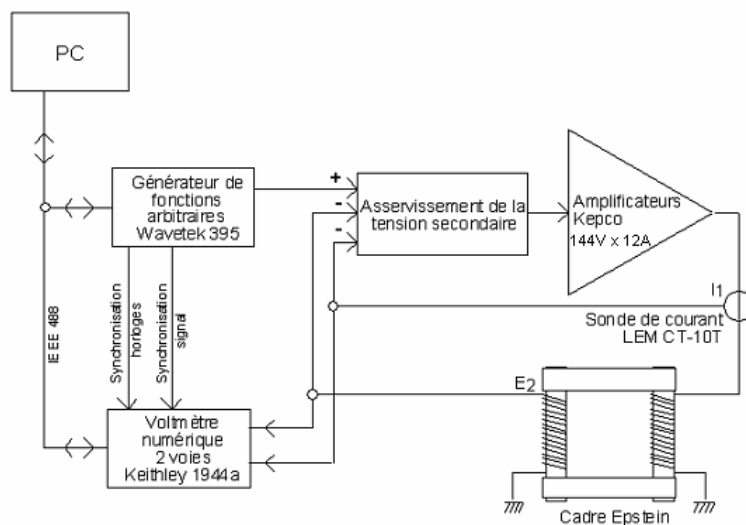


Fig. 1. 2 - Banc de mesure cadre Epstein automatisé.

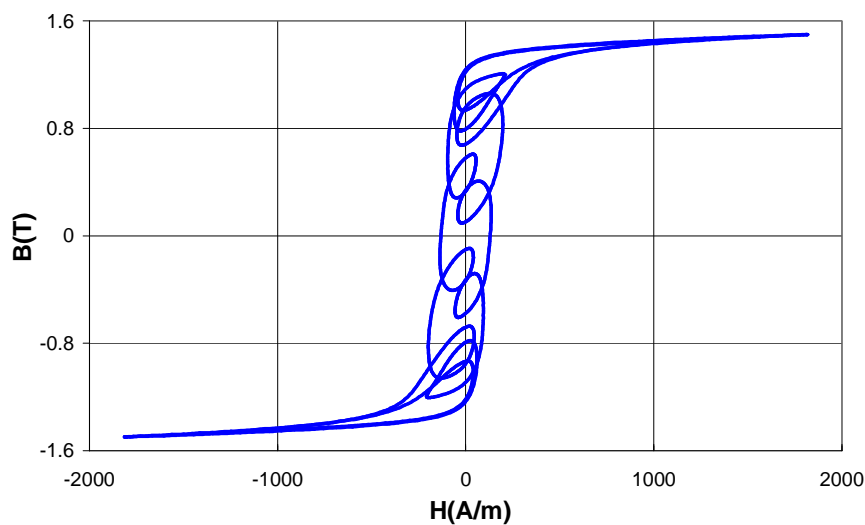


Fig. 1. 3 - Exemple de caractérisation sur la nuance M330-35A : Cycle B(t) sinus - harmonique 11 - amplitude 25 - déphasage 60°.

Toutefois, la puissance limitée de ce banc ne nous permet pas de caractériser les nuances d'acier à saturation au-delà de 1 kHz pour une induction triangulaire. De plus, les formes d'ondes triangulaires mesurées pour les fréquences élevées diffèrent des formes idéales souhaitées (cf. Fig. 1. 6). En effet, les dB/dt souhaités, de l'ordre de 7000 T/s, deviennent trop élevés pour être générés et asservis parfaitement sur l'ensemble d'un cycle d'hystérésis, notamment à saturation. La limite en bande passante de l'ensemble amplificateurs de puissance - asservissement est atteinte. C'est pourquoi une nouvelle structure de banc de mesure basée sur un onduleur de tension monophasé a été développée.

1.2.3 Nouveau banc de caractérisation pour aller plus loin en fréquence

1.2.3.1. Présentation de la maquette de l'onduleur et ses spécifications

Le but de l'onduleur couplé au cadre Epstein (cf. Fig. 1. 4) est donc de disposer d'une alimentation permettant de palier les inconvénients du banc Epstein précédent : problème de bande passante, manque de puissance lors des montées en fréquence et en induction, et difficultés d'asservissement de la tension.

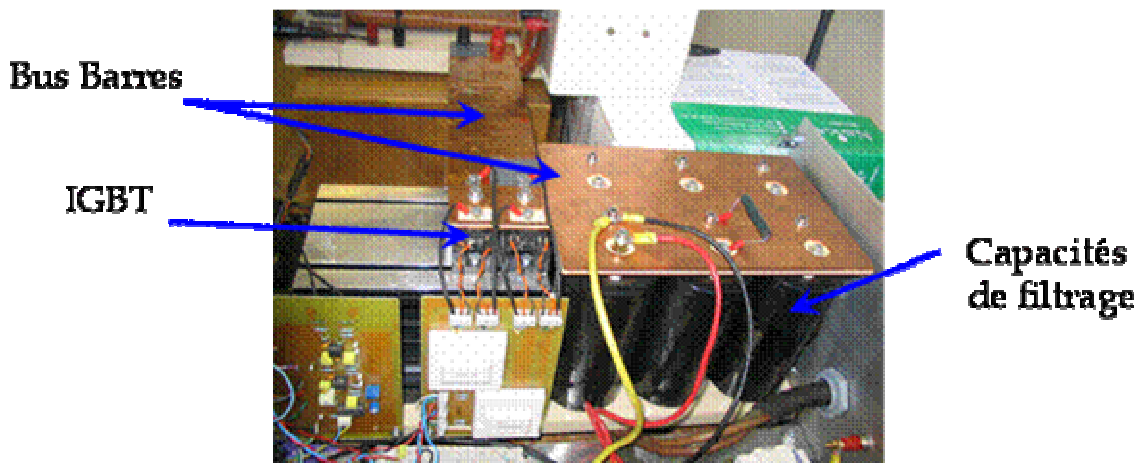


Fig. 1. 4 - Onduleur de tension monophasé.

L'onduleur réalisé est du type pont complet, et comporte 4 interrupteurs IGBT de calibre 600 V - 50 A, pour une gamme de fréquence d'utilisation entre 1 kHz et 20 kHz. La tension générée par l'onduleur au primaire du cadre Epstein doit être la plus rectangulaire possible, afin d'imposer au matériau de travailler en induction triangulaire. Cette contrainte est forte et conditionne la qualité des mesures en aval.

Pour ce faire, un des points clef concerne le réglage fin (± 0.01) du rapport cyclique α autour de 0.5. En effet, si cette contrainte n'est pas respectée, la dissymétrie sur la tension aussi faible soit elle, occasionne un courant déséquilibré dans la charge, du fait de la saturation du matériau magnétique qui impose une forte variation de courant. Le cycle d'hystérésis est alors dissymétrique. Pour tenir cette exigence sur le rapport cyclique, la commande rapprochée des transistors de puissance reçoit l'ordre directement d'un générateur de fonction, signal créneau 0 - 10 V à 50% ($\pm 0.01\%$) du

rapport cyclique, ce qui permet ainsi d'éviter toute dissymétrie sur le courant (cf. Fig. 1. 5).

De plus, du point de vue de l'induction triangulaire, la pente $\frac{dB}{dt}$ est contrainte dans un gabarit, ce qui impose à la tension d'être la plus constante possible, typiquement $\pm 5\%$. En effet, lors de la commutation des transistors IGBT, des oscillations hautes fréquences ont généralement lieu (cf. Fig. 1. 5). Ces oscillations sont générées par la résonance des différents éléments parasites capacitifs et inductifs de la maquette. Ainsi afin de minimiser les inductances parasites dans la maille de commutation, et dans le câblage Onduleur - Charge Epstein (cf. Fig. 1. 4) [CLA 92], [MAR 05], le câblage de la structure est alors de type bus barre. Cette technologie nous permet de réduire l'inductance de câblage par l'effet du couplage mutuel de plaque.

Au final, cette maquette nous a demandé 6 mois de mise au point.

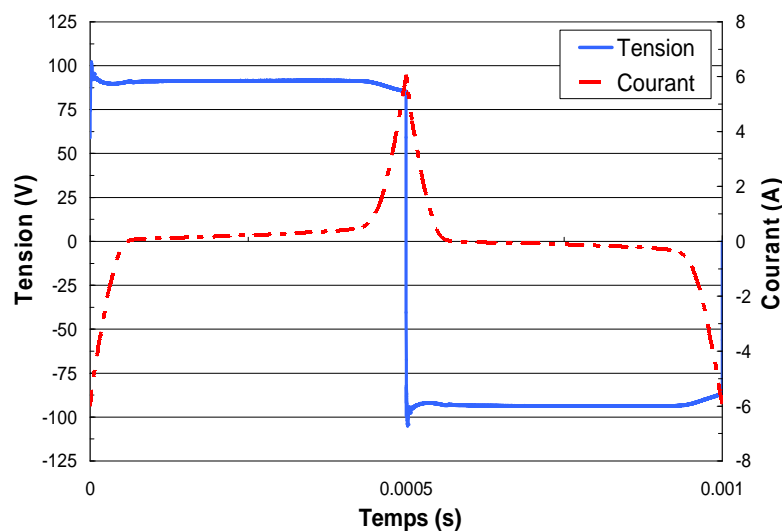


Fig. 1. 5 - Tension V_2 (trait continu) et courant I_1 (trait pointillé) mesurés à 1 kHz.

1.2.3.2. Acquisition et traitement informatique des mesures

De nombreuses tentatives ont été menées afin d'incorporer ce nouveau dispositif de caractérisation des tôles à la chaîne de mesure automatisée initiale (§1.2.2). Malheureusement ceci n'a finalement pas été possible en raison d'un problème de CEM sur une des cartes d'acquisition du voltmètre numérique Keithley. Dès lors, les formes d'ondes de la tension secondaire et du courant primaire sont acquises par le biais d'un oscilloscope LeCroy WavePro 7000. Cet oscilloscope permet l'acquisition sur 4 voies de 5 Giga-échantillons par seconde avec une résolution de 12 bits.

La qualité de la caractérisation magnétique dépend également de la précision des différents capteurs des mesures.

La précision de la sonde de tension.

La sonde de tension est une sonde passive atténuatrice P5100 100×250 MHz Tektronix. Cette sonde est spécifiée pour une précision en gain DC de $\pm 1.75\%$.

La précision de la sonde de courant.

La sonde de courant est celle utilisée pour le banc Epstein classique, sonde LEM CT 10 de bande passante supérieure à 500 kHz, offrant une précision de $\pm 0.1\%$ du courant nominal I_1 , ce qui correspond dans nos essais à environ ± 8 A/m.

Les décalages d'offset.

Les mesures sont sensibles aux décalages d'offset amenés par les amplificateurs d'entrée de l'oscilloscope, notamment pour la mesure de tension, et par les rémanents des sondes ; souvent le cas pour les mesures de courant.

En effet, dans le cas d'une forme d'onde de tension secondaire V_2 qui présente un offset, l'induction B calculée est dissymétrique. Toutefois, ces décalages d'offset peuvent être corrigés par traitement numérique. Dans le cas particulier de notre mesure, la tension secondaire présente obligatoirement une moyenne nulle. Le traitement numérique mis en place consiste donc à calculer et soustraire la valeur moyenne de V_2 . Ensuite l'induction B est évaluée à partir de l'intégration de V_2 éq.(1.2) à une constante près ; constante qui est estimée en centrant B de manière à obtenir $B_{\max} = -B_{\min}$.

D'autre part, la sonde de courant introduit également un offset sur H . Une correction numérique est donc effectuée afin que les champs coercitifs H_c et $-H_c$ aient la même valeur absolue.

1.2.3.3. Apport de l'onduleur sur la caractérisation en fréquence

La tension maximale disponible en sortie de l'onduleur est de 300 V. Il a donc été possible en jouant sur le nombre de tôles M330-35A dans le cadre Epstein d'effectuer une caractérisation de cette nuance pour 1.7 T de 1000 Hz jusqu'à 3500 Hz, contre 1000 Hz auparavant sur le banc automatisé. En outre, la forme d'onde triangulaire de l'induction pour ces niveaux de fréquence est fortement améliorée entre les mesures effectuées sur le banc automatisé et celles réalisées à l'aide de l'onduleur. En effet, pour 1 kHz (cf. Fig. 1. 6), la forme d'onde triangle obtenue avec l'onduleur est quasiment parfaite. Ce qui est confirmé par les caractéristiques dB/dt (cf. Fig. 1. 7) à 1000 Hz des deux bancs. La caractéristique de l'onduleur est bien meilleure que celle du banc automatisé. D'une part, la mesure effectuée avec l'onduleur correspond à nos attentes, à savoir un $dB/dt \approx 6800$ T/s (triangle à 1.7 T - 1 kHz). D'autre part, les dB/dt sont beaucoup plus homogènes sur l'ensemble de la période, et ne sont jamais inférieurs à 5000 T/s.

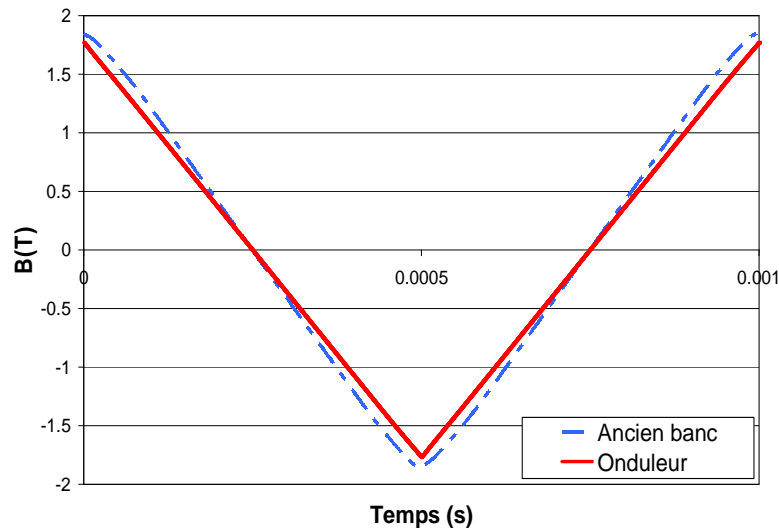


Fig. 1. 6 - Comparaison Induction $B(t)$ entre les deux bancs. Banc automatisé (pointillé) et banc onduleur (trait continu).

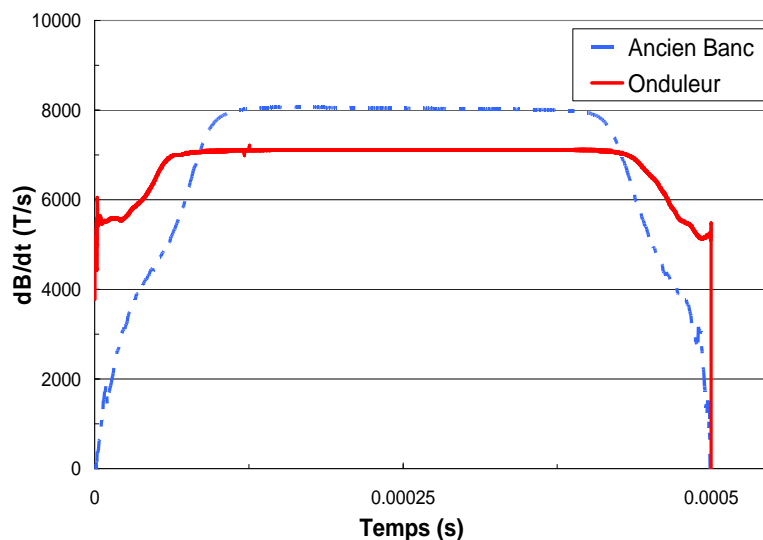


Fig. 1. 7 - Comparaison des caractéristiques $dB/dt(t)$ des deux bancs. Banc automatisé (pointillé) et banc onduleur (trait continu).

En contre partie, les mesures sur ce type de banc sont extrêmement délicates à réaliser en raison du niveau de précision exigé. En effet, pour obtenir un cycle d'hystérésis à 1.7 ± 0.05 T, il faut effectuer un grand nombre de mesures et vérifier systématiquement que le cycle à saturation ne chevauche pas ses voisins de fréquences différentes, ce qui s'avère long et laborieux. Une automatisation de la procédure est donc à souhaiter, mais nous n'avons pas eu le temps de la mettre en œuvre.

1.3 Le modèle Loss Surface

1.3.1 Historique du modèle Loss Surface

La première approche du modèle LS développée par C. Cester [CES 96] est basée sur un grand nombre de mesures de cycles d'hystérésis sur cadre Epstein. Le matériau est contraint à travailler en induction triangulaire pour une fréquence donnée, le paramètre $\frac{dB}{dt}$ est ainsi fixé. Un balayage expérimental en fréquence permet alors de caractériser la surface $H(B, \frac{dB}{dt})$ associé au matériau. Cette procédure est répétée pour différents niveaux d'inductions crêtes B_c . Au final, plusieurs surfaces $H(B, B_c, \frac{dB}{dt})$ sont obtenues pour un même matériau (cf. Fig. 1. 8). Il est donc ensuite assez aisé de reconstruire un cycle d'hystérésis à partir de la connaissance de couples $(B, \frac{dB}{dt})$.

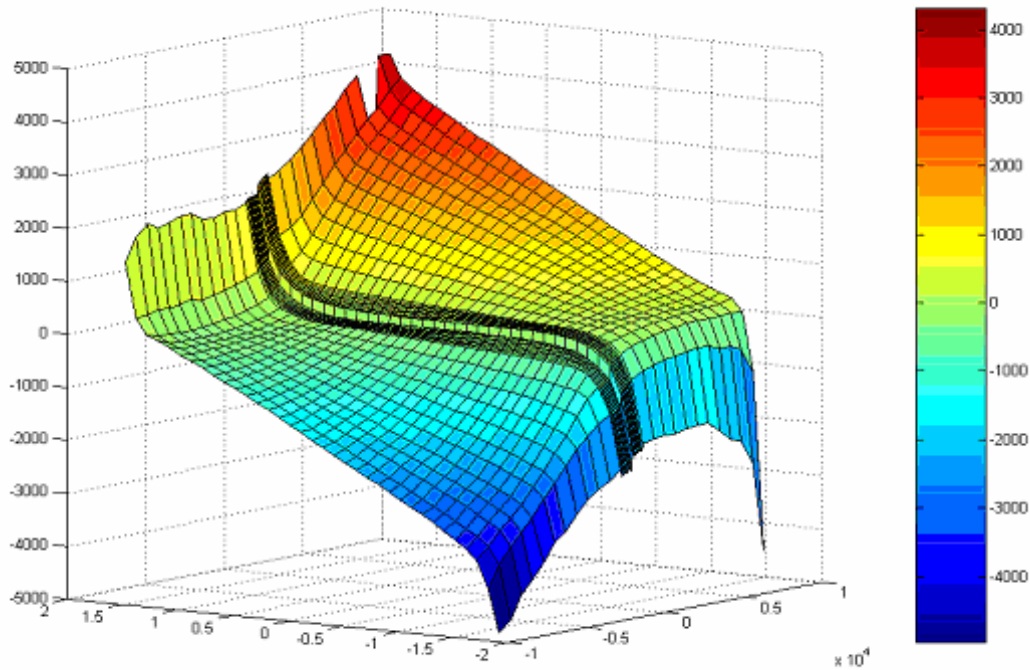


Fig. 1. 8 - Surface $H(B, dB/dt)$ mesurée à 1.75 T.

Toutefois, ce modèle originel se heurte à plusieurs difficultés. Pour reconstruire un cycle, il faut connaître l'ensemble des couples $(B, \frac{dB}{dt})$ du signal $B(t)$ pour pouvoir gérer la multitude de surfaces $H(B, B_c, \frac{dB}{dt})$, ce qui complexifie la gestion de la reconstruction, et impose le stockage d'un grand nombre de données. De plus, ce modèle n'est pas capable de reproduire correctement les cycles mineurs décentrés en raison de la discontinuité intervenant au niveau des surfaces pour $\frac{dB}{dt} = 0$ (cf. Fig. 1. 9).

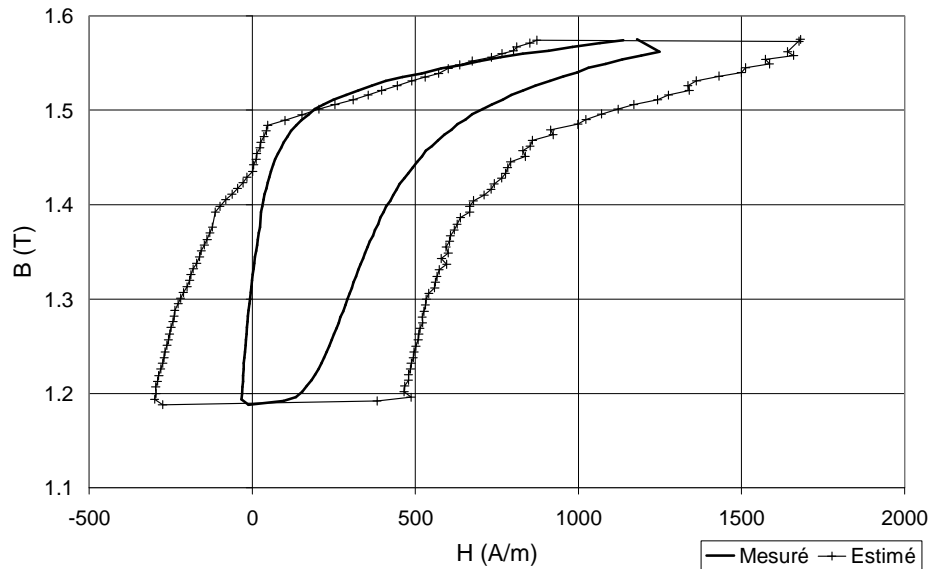


Fig. 1. 9 - Reconstitution d'un cycle $B(H)$ avec composante continue [CHE 99].

C'est pourquoi, suite à ce premier modèle, dans le cadre de la thèse de T. Chevalier [CHE 99] puis en collaboration avec le GIRTOM (Groupement des Industriels de centre de Recherche sur les TOles Magnétiques), une nouvelle mouture plus élaborée et précise du modèle LS a été développée ; version qui est actuellement implantée dans Flux2D pour 8 nuances de matériaux différentes.

Le modèle s'appuie sur une décomposition du champ $H(B, \frac{dB}{dt})$ en une contribution statique $H_{stat}(B)$ et une contribution dynamique $H_{dyn}(B, \frac{dB}{dt})$.

H_{stat} décrit le comportement quasi-statique du matériau, typiquement le déplacement des parois en terrain vallonné, alors que H_{dyn} comporte tous les effets dynamiques : courants induits macroscopiques, nucléation, déplacement, déformation et multiplication des parois.

H_{stat} et H_{dyn} sont décrits de la manière suivante :

- H_{stat} est représenté par un modèle d'hystérésis scalaire dans lequel deux termes sont à considérer : un champ anhystérétique (cf. Fig. 1. 10) auquel est juxtaposé un champ de frottement (cf. Fig. 1. 11) rendant compte de la rugosité du terrain dans lequel se déplacent les parois.

- La surface $H_{dyn}(B, \frac{dB}{dt})$ est extraite de la surface globale ($B_{crête} = B_{sat}$) issue des mesures en soustrayant le champ quasi-statique. Sa forme est régulière, sans discontinuité de surface, et elle est approchée par des portions de polynômes.

1.3.2 Amélioration de la contribution statique

La contribution statique est basée sur la décomposition du champ H_{stat} en une partie réversible H_{rev} que nous appelons courbe anhystérétique du modèle, qui est en quelques sortes le squelette du cycle statique (cf. Fig. 1. 10). A cette courbe idéale, qui serait la loi d'aimantation du matériau magnétique sans phénomène dissipatif, est ajoutée une contribution irréversible H_{irr} .

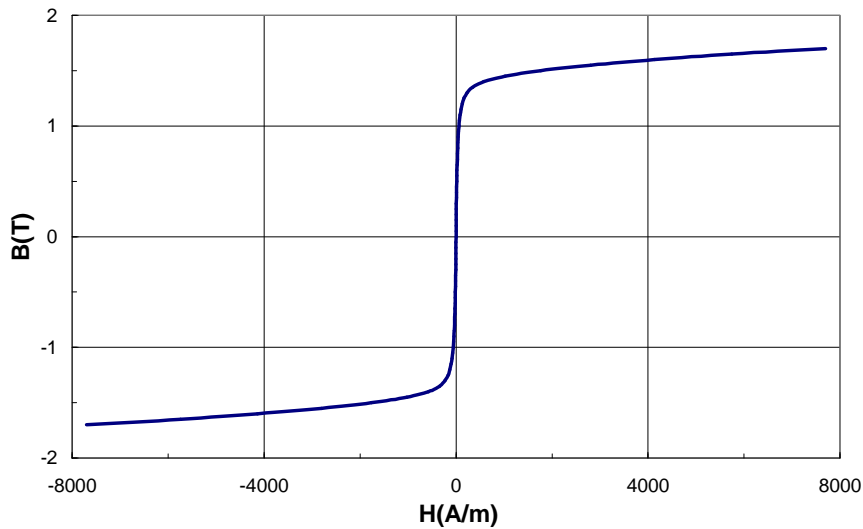


Fig. 1. 10 - Champ anhystérétique.

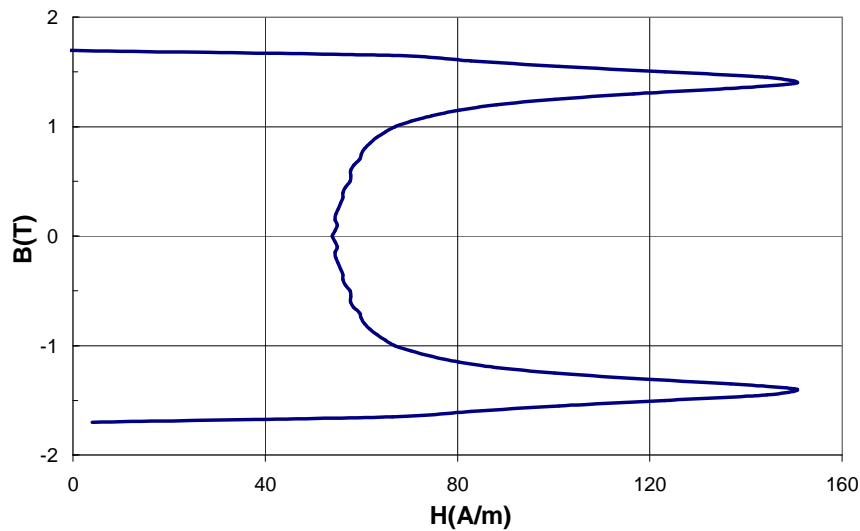


Fig. 1. 11 - Enveloppe statique.

Le cheminement du calcul de cette quantité H_{irr} est relativement complexe, puisqu'il varie suivant le niveau d'induction et l'histoire magnétique (cycle mineur...) du matériau.

L'approche pour le calcul de la contribution statique peut se résumer de la façon suivante. Tout d'abord, l'enveloppe hystérétique statique (cf. Fig. 1. 11) du matériau (enveloppe du cycle majeur) est déterminée en soustrayant du cycle majeur mesuré la contribution anhystérétique. Ensuite une identification des points de rebroussement de $B(t)$ est menée, et une homothétie de l'enveloppe majeure au prorata de la variation entre les deux extrema du cycle mineur est effectuée. A partir de ces éléments de base, courbe anhystérétique, enveloppe du cycle majeur et identification des extrema de B , un traitement approprié est réalisé pour reconstituer n'importe quel cycle statique (pour plus de détails voir Annexe A).

Les améliorations réalisées portent essentiellement sur l'algorithme de retranscription des cycles mineurs. Ainsi, les angles vifs des boucles mineures ont été

lissés, et les cycles reconstruits suivent mieux les formes des cycles statiques expérimentaux (cf. Fig. 1. 12).

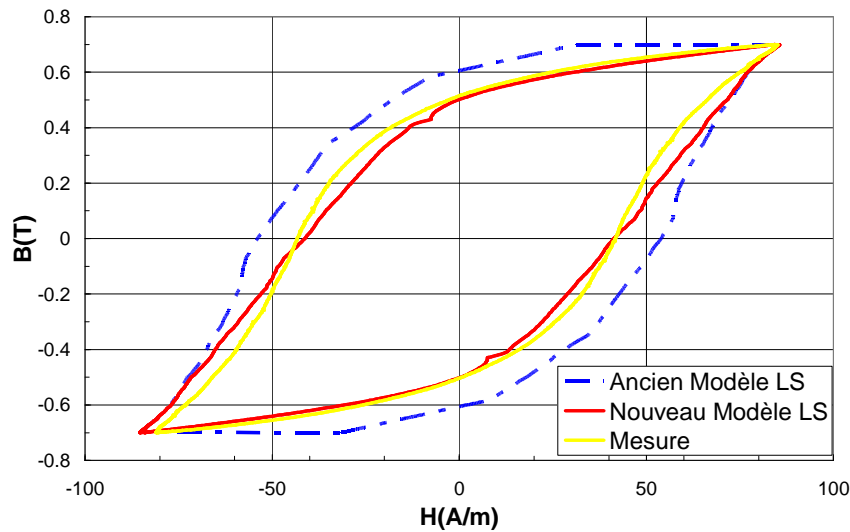


Fig. 1. 12 - Comparaison cycle statique M330-35A sinus - 0.7 T - 10 Hz, mesure, ancienne et nouvelle version du modèle LS.

1.3.3 Amélioration de la contribution dynamique Loss Surface

Comme il a été précisé ci-dessus, une caractérisation expérimentale en fréquence, $\frac{dB}{dt}$ constant, du matériau est effectuée. Ces mesures permettent de déterminer, une fois la contribution statique soustraite, la surface dynamique expérimentale $H_{dyn}(B, \frac{dB}{dt})$ associée au matériau.

Dès lors, une reconstruction automatique de la surface de type interpolation polynomiale est menée à l'aide du logiciel Matlab.

$$H_{dyn}(B, \frac{dB}{dt}) = \sum_{n=0}^{n_{max}} \left(\sum_{m=0}^{m_{max}} \alpha_{mn} \left(\frac{dB}{dt} \right)^m \right) (B)^n \quad (1.3)$$

Les informations sur H_{dyn} portées par la surface dynamique revêtent alors une expression synthétique et relativement simple : décomposition en série des variables physiques $(B, \frac{dB}{dt})$ pondérées par des coefficients α_{mn} éq.(1.3). Les degrés de décomposition polynomiale m et n résultent d'un compromis entre l'erreur des deux surfaces mesurée et calculée, et un nombre de coefficients α_{mn} raisonnable (généralement l'ordre de grandeur de n_{max} et m_{max} est la dizaine).

La Fig. 1. 13 représente la surface dynamique interpolée obtenue pour la nuance M330-35A utilisée dans l'une des machines qui sera étudiée dans la suite de ce mémoire (chapitre 3). Cette surface dynamique découle de l'association des mesures complémentaires des deux bancs cadre Epstein précédemment présentés (§1.2.2 et §1.2.3). La fréquence maximale atteinte est de 3500 Hz pour une induction maximum de 1.7 T.

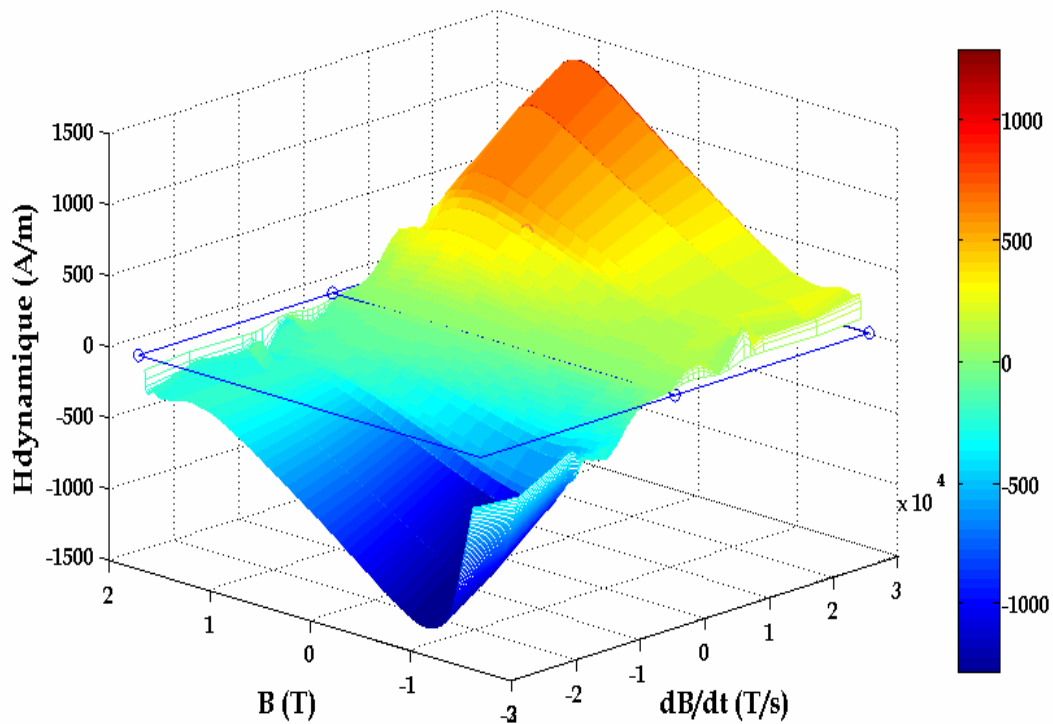


Fig. 1. 13 - Surface dynamique LS interpolée de la nuance M330-35A.

1.3.4 Bilan de la nouvelle reconstruction des cycles

Les gains de cette nouvelle formulation sous Matlab sont :

- Une gestion informatique simplifiée du modèle sous forme de sub-routine, plus proche de la version Fortran implantée dans Flux2D (§1.4).
- Une capitalisation des acquis du modèle LS.
- Une diminution très importante du nombre de paramètres ; par exemple pour le cas de la nuance M330-35A, 48 paramètres contre 665 auparavant.
- Un gain de temps dans l'identification de la surface dynamique non négligeable ; par exemple toujours pour la nuance M330-35A, 15 minutes actuellement contre 1 journée auparavant.

La validation de cette approche a été menée sur la nuance M330-35A. Une caractérisation à l'aide du banc automatisé cadre Epstein est effectuée. Les mesures ont été réalisées d'une part, en induction sinusoïdale (cf. Tableau 1.1) pour trois valeurs : 1 T, 1.3 T et 1.5 T, et pour différentes fréquences allant de 50 Hz à 3000 Hz, puis en induction sinusoïdale avec des composantes harmoniques (cf. Tableau 1.2) pour trois valeurs : 1 T, 1.5 T et 1.7 T, et pour les fréquences de fondamental de 50 Hz et 100 Hz. Ensuite, à l'aide d'un programme de reconstitution des cycles d'hystérésis sous Matlab, prenant en compte les contributions statique (§1.3.2) et dynamique (§1.3.3), une estimation des pertes et de l'erreur commise est donnée.

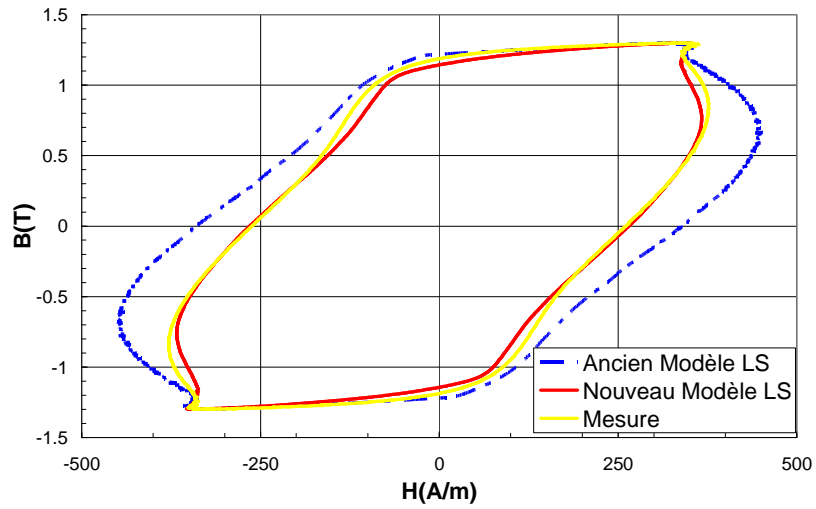


Fig. 1. 14 - Comparaison cycle M330-35A sinus - 1.3 T - 1000 Hz, mesure, ancienne et nouvelle version du modèle LS.

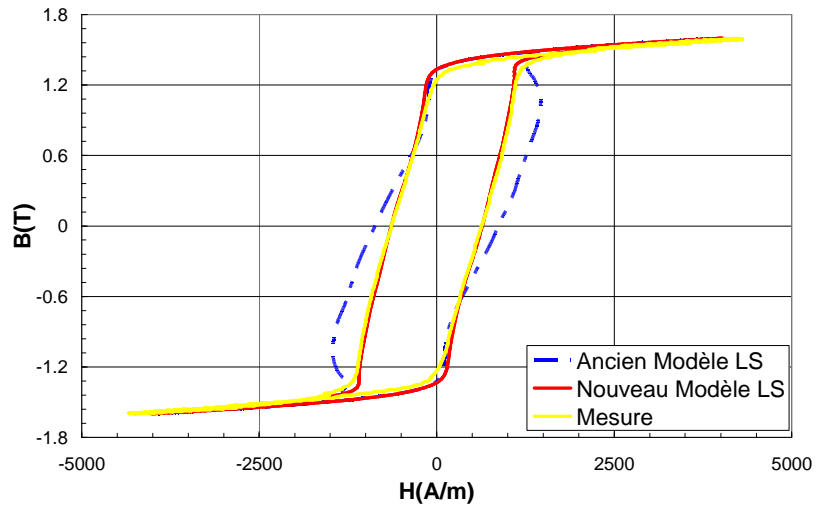


Fig. 1. 15 - Comparaison cycle M330-35A sinus - 1.6 T - 2000 Hz, mesure, ancienne et nouvelle version du modèle LS.

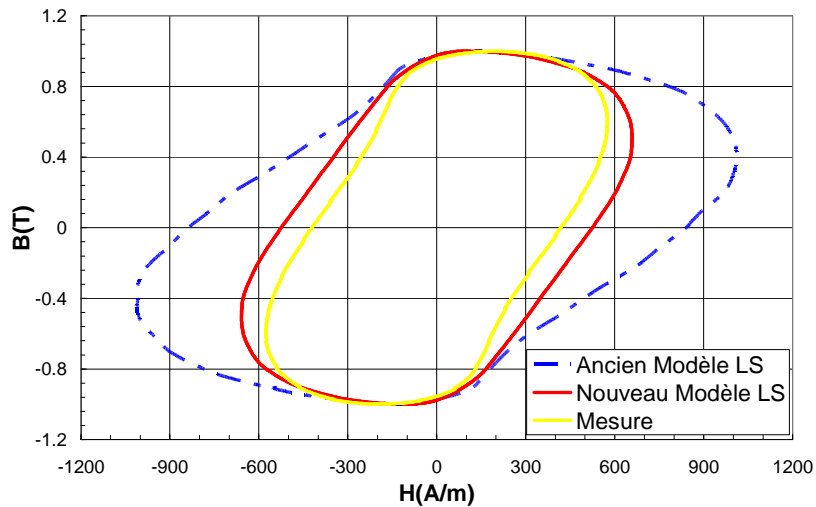


Fig. 1. 16 - Comparaison cycle M330-35A sinus - 1 T - 3000 Hz, mesure, ancienne et nouvelle version du modèle LS.

M330-35A		$\Delta P/P$ (%) les pertes de référence sont les pertes mesurées					
B(t)	f (Hz)	Ancien modèle : 1.0T	Ancien modèle : 1.3T	Ancien modèle : 1.5T	Nouveau modèle : 1.0T	Nouveau modèle : 1.3T	Nouveau modèle : 1.5T
Sinus	50	-1	-3	-2	-14	-13	-6
	200	4	1	5	-7	-8	-2
	400	8	5	8	-2	-5	2
	800	20	17	18	3	-5	-2
	1000	26	22	24	4	-4	-3
	1200	30	24	26	5	-4	-2
	1500	41	30	38	8	-3	-4
	1800	48	37	44	10	1	3
	2000	51	41	50	12	-3	-5
	2500	66	51	62	14	-5	-4
3000	75	61		20	0		

Tableau 1.1 - Erreur sur l'estimation des pertes pour l'ancienne et la nouvelle version du modèle LS. Application à la nuance M330-35A en induction sinus.

M330-35A		$\Delta P/P$ (%) les pertes de référence sont les pertes mesurées					
B(t)	f (Hz)	Ancien modèle: 1.0T	Ancien modèle : 1.5T	Ancien modèle : 1.7T	Nouveau modèle : 1.0T	Nouveau modèle : 1.5T	Nouveau modèle : 1.7T
H5-25-60	50	3	-3	-3	-2	-6	0
	100	6	4	-1	0	-5	1
H5-25-180	50	8	3	4	6	-3	4
	100	10	4	2	7	-2	3
H5-50-60	50	2	0	1	3	-4	0
	100	6	4	3	6	-2	1
H5-50-180	50	5	-1	0	6	-4	0
	100	9	3	1	8	-2	1
H11-25-60	50	2	3	-1	-9	-10	8
	100	8	7	5	-5	-9	-7
H11-50-180	50	9	5	5	0	-9	-7
	100	19	19	20	4	3	-2

Tableau 1.2 - Erreur sur l'estimation des pertes pour l'ancienne et la nouvelle version du modèle LS. Application à la nuance M330-35A en induction HX-Y-Z : sinus avec harmonique X d'amplitude Y et déphasage Z.

Pour les variations d'induction sinusoïdales de faibles fréquences (cf. Tableau 1.1) et celles comportant des composantes harmoniques (cf. Tableau 1.2), les écarts restent inchangés. Nous n'avons donc pas dégradé l'estimation des pertes dans cette zone. Par contre, pour les fréquences élevées, les gains apportés par le prolongement de la caractérisation dynamique en fréquence et la nouvelle reformulation sont conséquents. Le gain en précision peut dépasser 50% (cf. Tableau 1.1).

1.4 Application au calcul des pertes dans une structure complexe

Un calcul éléments finis des champs électromagnétiques dans une structure complexe permet de déterminer l'induction locale et donc d'estimer a posteriori les pertes fer au moyen du modèle LS. Une première version est d'ailleurs déjà commercialisée sous la forme d'un module avec Flux2D. Ceci pour 8 nuances de tôles. Flux2D est donc naturellement le logiciel de calcul retenu pour la validation des améliorations apportées. De plus, il autorise sa personnalisation via des sous-programmes utilisateur. Nous avons donc utilisé cette possibilité en réalisant un programme Fortran du modèle LS (nouvelle version) qui permet directement le calcul en post-processeur des pertes fer d'un dispositif, et donc de tester les améliorations.

1.4.1 Principe du calcul éléments finis des pertes fer

Pour estimer les pertes fer au moyen du modèle LS, nous avons besoin de connaître l'induction ainsi que sa variation temporelle. Dès lors, une simulation éléments finis temporelle de la structure est réalisée. Nous devons également utiliser une loi de comportement approximative du matériau, loi non linéaire et réversible. En outre, le matériau introduit lors de la simulation doit bien entendu être dépourvu de conductivité, pour ne pas créer de courants induits supplémentaires, qui fausseraient l'estimation des pertes calculées. Dès lors, grâce à cette simulation, nous possédons pour chaque élément du maillage du dispositif, l'induction $B(t)$ et ses variations $\frac{dB}{dt}$. Ainsi en post-processeur, grâce à notre sous-programme utilisateur du modèle LS, la densité de puissance dissipée $H_{LS} \times dB$ sur chaque élément est calculée, et le cycle d'hystérésis local est reconstruit. Une quantification globale des pertes fer de la structure, $\int_V H \times dB$, est alors en mesure d'être donnée.

Toutefois quand l'induction dans la structure est uniaxiale, le modèle LS (modèle scalaire) est applicable directement, mais quand elle subit des variations bidimensionnelles dans le plan de la tôle, le modèle réalise alors une approximation. Dès lors, sur chaque élément pour une période de simulation, la direction sur laquelle l'induction est maximale (notée axe //) est évaluée et un repère local lui est associé (cf. Fig. 1. 17). Le vecteur B est alors décomposé pour chaque instant, selon l'axe parallèle et l'axe perpendiculaire, puis les pertes LS sont estimées sur chacune des deux composantes avant d'être sommées pour obtenir les pertes totales instantanées (cf. Fig. 1. 17). Cette opération est une simplification forte de la représentation 2D du comportement du matériau. Néanmoins, des études comparant cette décomposition des pertes avec des mesures expérimentales effectuées sur cadre en champ tournant ont validé cette méthode pour une tôle de type Fer non orientée ; l'erreur commise étant tout au plus supérieure à 10% [SPO 98]. Cependant, cette approximation n'a pas été vérifiée pour les nuances de tôle Fer-Si étudiées au cours de ce travail.

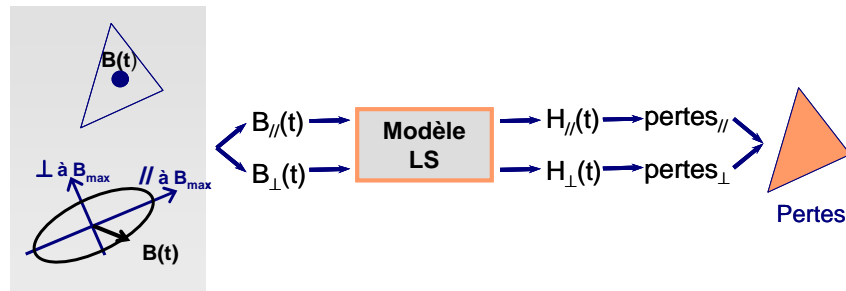


Fig. 1. 17 - Méthode de calcul des champs parallèle et perpendiculaire.

1.4.2 Exemple d'applications

Le modèle LS déjà implanté dans Flux2D a été appliqué à l'étude d'une machine asynchrone de 5.5 kW par A. Marino [MAR 03]. Il a permis d'estimer les pertes fer issues du modèle de la nuance M1000-65D à moins de 15%, aussi bien pour un fonctionnement à vide qu'en charge. Ci-dessous un exemple de résultats obtenus sur cette machine : densité de pertes fer (cf. Fig. 1. 18), formes d'ondes B, H et cycles locaux (cf. Fig. 1. 19).

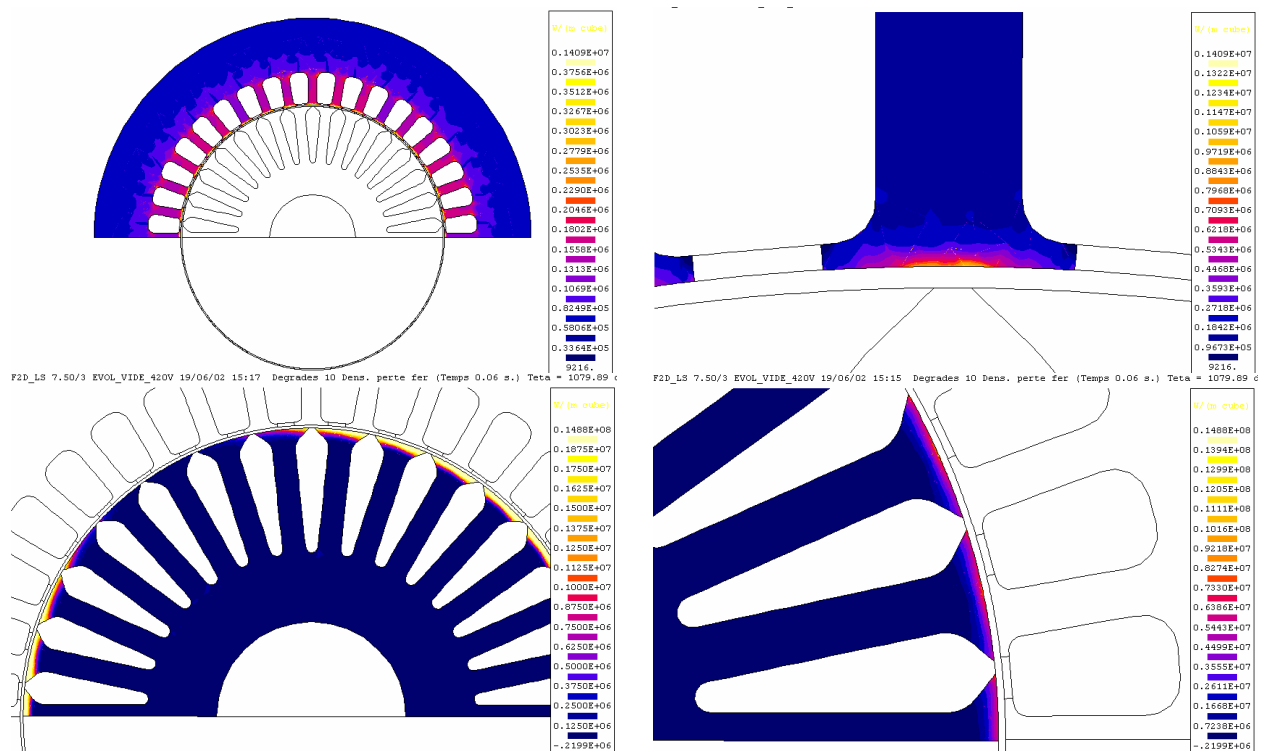


Fig. 1. 18 - Répartition des densités de pertes fer stator et rotor. Résultats obtenus avec le module LS de Flux2D pour un essai à vide.

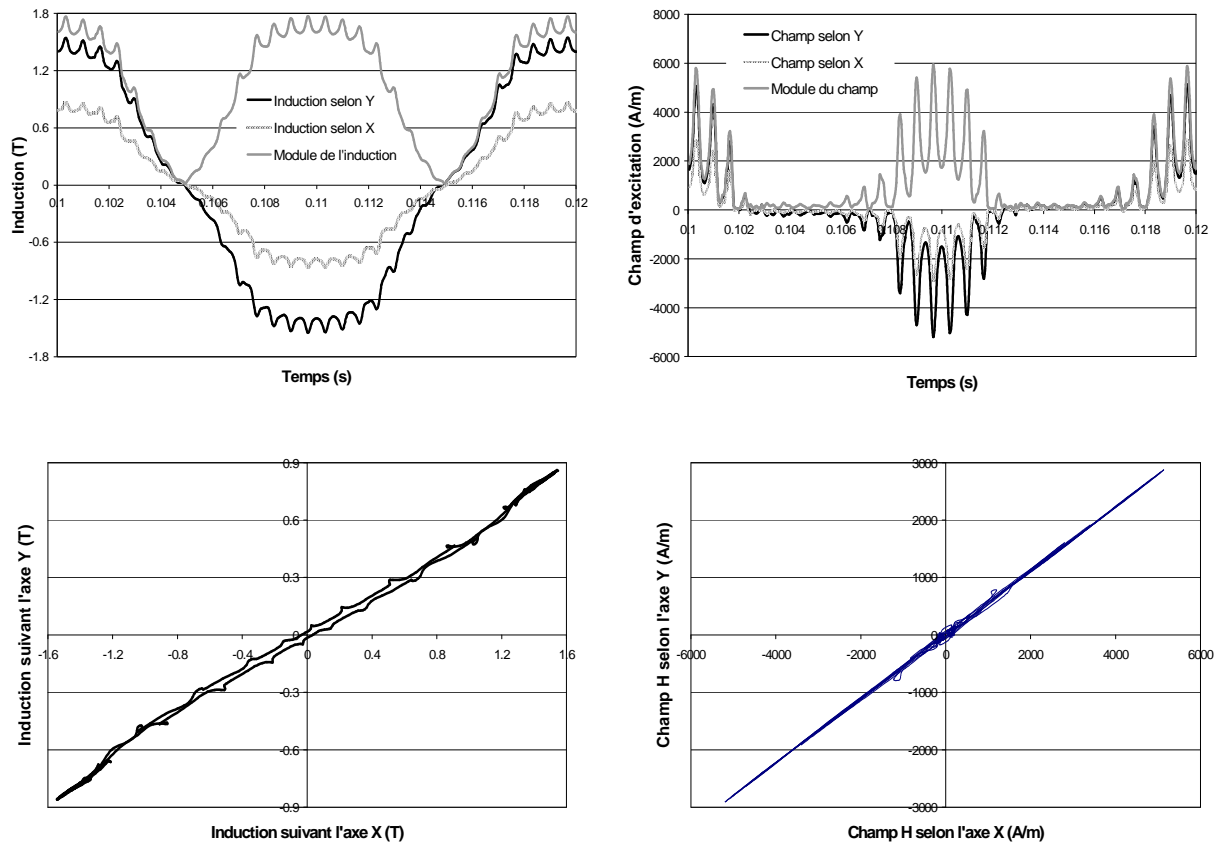


Fig. 1. 19 - Formes d'ondes B, H et cycles d'hystérésis locaux. Résultats obtenus avec le module LS de Flux2D, dans une dent statorique pour un essai à vide.

1.5 Vers une interprétation physique du modèle Loss Surface pour repousser les limites

Cette partie a pour but d'essayer de donner une interprétation physique de la surface dynamique LS. En effet, à partir de considérations sur la physique des matériaux magnétiques doux, nous souhaitons déduire des lois de comportement qui simplifieraient sa description et son identification. Ceci nous permettrait surtout de repousser les limites du modèle LS pour des zones souvent inaccessibles à la caractérisation ; forte induction et haute fréquence.

1.5.1 Repousser la limite en induction

Au delà d'une certaine induction, le matériau tend vers la saturation. Sa microstructure magnétique est homogène dans cette zone. La variation d'aimantation s'effectue par rotation de quelques moments magnétiques [CHI 95], [SCH 98]. La loi reliant B à H est alors linéaire et peut être décrite par un prolongement de la courbe à saturation. Cette loi est utilisée afin de prolonger la reconstruction des cycles à saturation hors de la zone de caractérisation. A terme, il serait intéressant d'utiliser une loi non linéaire qui prendrait en compte la loi

d'aimantation anhystérétique complète du matériau ; loi de type arc tangente, loi paramagnétique [JIL 86]...

1.5.2 Repousser la limite en fréquence

Au cours des paragraphes suivants, un état de l'art des différents modèles rendant compte des phénomènes d'aimantation en fonction de la fréquence est dressé. Ces modèles sont tous basés sur le comportement élémentaire et fondamental des parois de Bloch qui sont responsables de l'aimantation des aciers [SCH 98], et donnent chacun une approche du comportement fréquentiel de l'aimantation des tôles. Notre objectif ici est de présenter chacun des modèles afin d'apprécier ceux qui modélisent le mieux le comportement dynamique mesuré [CLE 99]. Ainsi par exemple, comme nous l'observons sur la Fig. 1. 20, le champ dynamique $H_{dyn}(dB/dt)$ de la nuance M330-35A pour $B=0$ à partir d'un certain dB/dt , n'augmente plus linéairement ; il s'infléchit. C'est ce phénomène que nous souhaitons décrire.

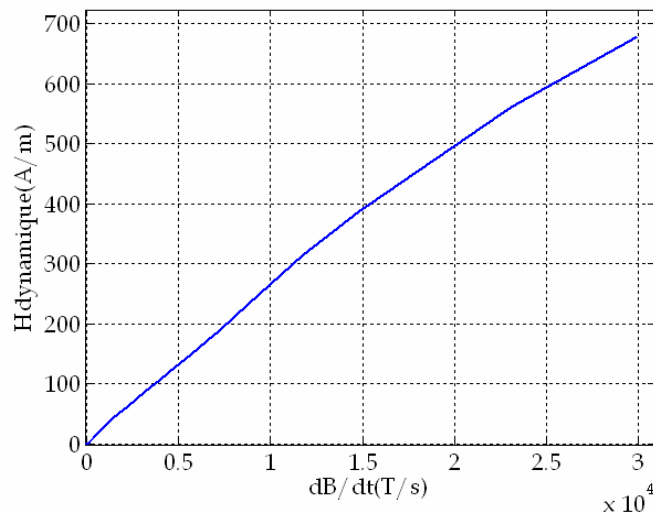


Fig. 1. 20 - Comportement dynamique $H_{dyn}(dB/dt)$ de la nuance M330-35A pour B voisin de 0.

Dans la suite, les grandeurs physiques utilisées pour les différents modèles sont :

- l'épaisseur de la tôle $d = 0.35$ mm,
- l'aimantation à saturation $J_s = 2$ T,
- la résistivité $\rho = 4.81 \times 10^{-7}$ $\Omega.m$,
- la densité d'énergie surfacique de la paroi qui est définie par $\gamma = 4\sqrt{AK}$ et qui vaut dans ces conditions $\gamma = 4\sqrt{10^{-11} \times 36500} = 6 \times 10^{-4}$ J/m².

1.5.2.1. Modèles de parois isolées

Modèle Williams-Shockley-Kittel : paroi rigide

Le modèle WSK [WSK 50] est un modèle analytique capable de décrire les processus d'aimantation d'un barreau magnétique possédant une paroi plane et rigide

(séparation des deux domaines d'aimantation opposée) se déplaçant à une vitesse v (cf. Fig. 1. 21). Plus précisément, il rend compte de l'effet visqueux occasionné par les courants induits lors d'un tel déplacement de paroi magnétique, et donc du retard d'aimantation à une sollicitation H extérieure.

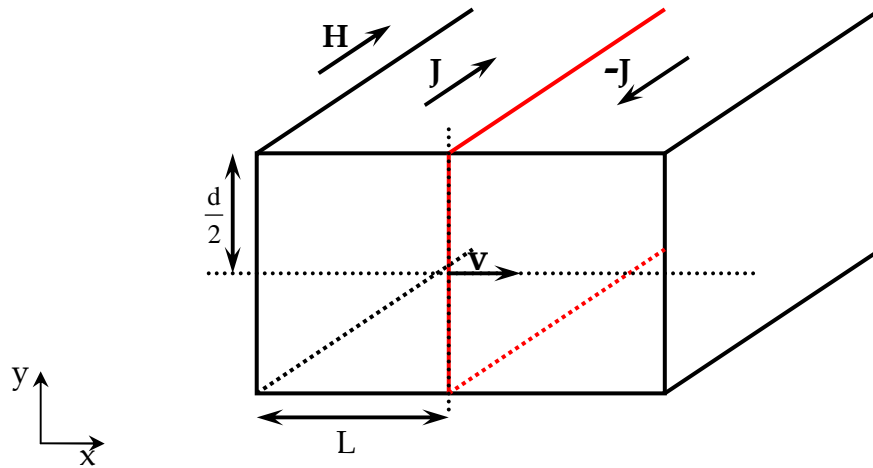


Fig. 1. 21 - Paroi de Bloch se déplaçant à la vitesse v dans un cristal ferromagnétique idéal.

L'étude se place dans la situation idéalisée où l'échantillon est une barre rectangulaire ferromagnétique de conductivité σ et d'aimantation à saturation J_s . Sa largeur est $2L$, son épaisseur d , et sa longueur est supposée infinie. La paroi est plane, rigide et d'épaisseur infinitésimale. Sa vitesse v est supposée supérieure aux vitesses rencontrées traditionnellement pour l'hystérésis dit statique, où la paroi est sensible aux rugosités du terrain dans lequel elle se déplace. Ceci revient donc en fait à considérer un cristal parfait, monograin et sans défauts ou autres dislocations qui freineraient le déplacement de la paroi.

Lors du mouvement de la paroi, l'aimantation variant de $+J_s$ à $-J_s$ (au niveau de la paroi), des courants sont induits autour de celle-ci et forment des boucles de courant.

Après résolution des équations de Maxwell, les expressions des courants induits pour un point (x,y) du barreau et pour une position x_p de la paroi sont [WSK 50] :

$$j_x(x, y) = - \sum_{k=0}^{\infty} (-1)^{k+1} \frac{4J_s \sigma v}{(2k+1)\pi} \frac{\sinh \frac{(2k+1)\pi}{d} (L - x_p - x)}{\cosh \frac{(2k+1)\pi}{d} (L - x_p)} \sin \frac{(2k+1)\pi}{d} y \quad (1.4)$$

$$j_y(x, y) = \sum_{k=0}^{\infty} (-1)^{k+1} \frac{4J_s \sigma v}{(2k+1)\pi} \frac{\cosh \frac{(2k+1)\pi}{d} (L - x_p - x)}{\cosh \frac{(2k+1)\pi}{d} (L - x_p)} \cos \frac{(2k+1)\pi}{d} y \quad (1.5)$$

En utilisant l'équation de Maxwell-Ampère $\text{rot}\mathbf{H} = \mathbf{j}$, nous pouvons remonter au champ magnétique induit par la paroi dans le volume de la tôle éq.(1.6).

$$H_{\text{ind}}(x, y) = \sum_{k=0}^{\infty} (-1)^{k+1} \frac{4J_s \sigma d}{(2k+1)^2 \Pi^2} \frac{\sinh \frac{(2k+1)\Pi}{d} (L - x_p - x)}{\cosh \frac{(2k+1)\Pi}{d} (L - x_p)} \cos \frac{(2k+1)\Pi}{d} y \quad (1.6)$$

Le champ induit au niveau de la paroi, frein de son déplacement, peut alors s'exprimer par l'équation (1.7).

$$H_{\text{ind}} = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{8J_s \sigma d}{(2k+1)^3 \Pi^3} \tanh \frac{(2k+1)\Pi}{d} (L - x_p) \quad (1.7)$$

Cette dernière équation éq.(1.7) établit une proportionnalité, donnée par $\tau_w(x_p)$ éq.(1.9), entre un champ moteur H_m et la vitesse v de la paroi éq.(1.8).

$$H_m = -H_{\text{ind}} = -\tau_w(x_p) \cdot v \quad (1.8)$$

$$\text{où } \tau_w(x_p) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{8J_s \sigma d}{(2k+1)^3 \Pi^3} \tanh \frac{(2k+1)\Pi}{d} (L - x_p) \quad (1.9)$$

Le paramètre $\frac{1}{\tau_w}$ désigne la mobilité de la paroi, et rend compte du ralentissement de celle-ci consécutif au développement des courants induits.

Pour une tôle FeSi, l'évolution de la mobilité de la paroi en fonction de sa position x_p dans le cristal est représentée sur la Fig. 1. 22. Ainsi pour une vitesse de la paroi fixée, plus celle-ci se rapproche de l'extrémité du matériau L , moins le champ moteur H_m à fournir est important. En effet, les dimensions du domaine d'aimantation inverse se réduisent, et la place restante aux courants induits pour se développer devient nulle.

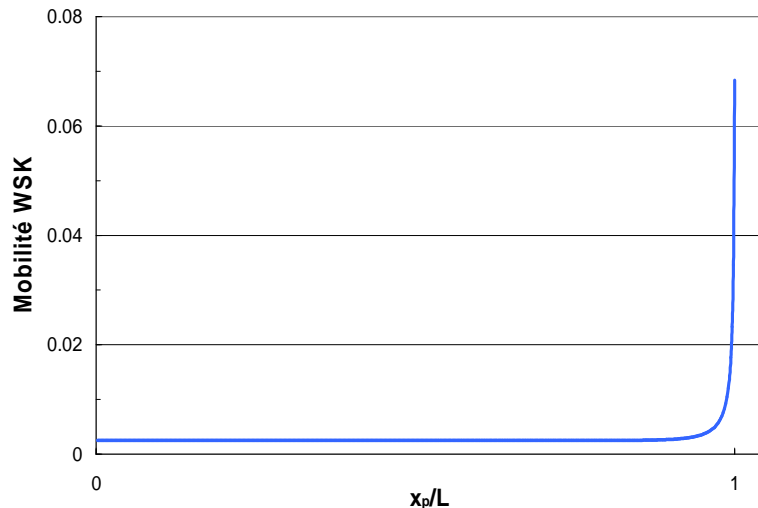


Fig. 1. 22 - Exemple de l'évolution de la mobilité WSK ($m^2 \cdot s^{-1} \cdot A^{-1}$) pour différentes positions x_p de la paroi, $L=10 \cdot d/2$.

Champ appliqué H_{app}

La paroi plane et rigide est supposée d'épaisseur infinitésimale, et le temps de renversement de ses moments magnétiques est excessivement rapide, de l'ordre de 10^{-12} s selon la théorie de Landau-Ginzburg-Gilbert [LAN 69]. Ainsi il est clair que pour les fréquences usuelles de travail électrotechnique, la masse de la paroi peut être considérée comme nulle. La somme des forces extérieures appliquées sur la paroi est donc nulle.

$$\sum F_{ext} = 0 \quad (1.10)$$

Il en résulte que la somme des champs appliqués sur celle-ci est également nulle.

$$H_{app} + H_{dem} + H_b + H_{ind} = 0 \quad (1.11)$$

Toutefois, la tôle est considérée comme infinie dans le sens de la longueur ; il n'existe donc pas de champ démagnétisant H_{dem} . Le champ de blocage H_b de la paroi par des défauts cristallins est nul, étant donné que la vitesse v de la paroi est considérée supérieure aux vitesses dites statiques, où la paroi est sensible au terrain dans lequel elle se déplace.

L'équation (1.11) devient alors :

$$H_{app} = -H_{ind} \quad (1.12)$$

et le champ moteur peut être identifié au champ appliqué H_{app} .

Modèle de Carr : paroi déformée

Pour affiner le modèle de paroi isolée, suite aux travaux de Bishop [BIS 71], [BIS 73], Carr en 1976 rend déformable la paroi [CAR 76]. Il généralise en quelque sorte le modèle WSK en calculant le profil de la paroi déformée se déplaçant à la vitesse v sous un champ appliqué H_{app} constant dans tout le matériau. Toutefois ce modèle ne tient pas compte des extrémités L finies du matériau et les repoussent suffisamment loin pour qu'elles n'aient pas d'influence sur l'épanouissement des courants induits. Carr prend pour point de départ de son calcul, l'équation d'équilibre des champs (issue du principe fondamental de la dynamique), et obtient localement au niveau de la paroi la relation :

$$C(y) \frac{\gamma}{2J_s} + H_{app}(x, y) + H_{ind}(x, y) = 0 \quad (1.13)$$

avec γ la densité d'énergie surfacique de la paroi, $C(y)$ la courbure locale de celle-ci éq.(1.14) et $x_p(y)$ le profil de la paroi éq.(1.15).

$$C(y) = \frac{d}{dy} \frac{\frac{dx_p}{dy}}{\sqrt{1 + \left(\frac{dx_p}{dy}\right)^2}} \quad (1.14)$$

$$x_p(y) = \int_0^y \frac{f(y)dy}{\sqrt{1-(f(y))^2}} \quad (1.15)$$

avec $f(y) = \int_0^y C(y)dy$ ou encore $f(y) = -2 \frac{J_s}{\gamma} \int_0^y dy (H_{app} + H_{ind})$.

Au final, Carr calcule le champ créé par les courants induits de manière plus générale que le modèle WSK, et obtient :

$$H_{ind}(x, y) = -\frac{4\sigma J_s}{\pi} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{(2k+1)} \cos \frac{(2k+1)\pi}{d} y \int_0^{\frac{d}{2}} du (v_x(u) - v_y(u) \frac{dx_p}{du}) e^{-\frac{(2k+1)\pi}{d} |x-x_p|} \cos \frac{(2k+1)\pi}{d} u \quad (1.16)$$

Ce champ (1.16) est égal à celui du modèle WSK éq.(1.7) pour les conditions particulières $x_p(y) = 0$, $v_x = cte$ et $v_y = 0$.

Le champ à appliquer H_{app} pour déplacer la paroi déformée à la vitesse v est quant à lui donné par l'équation (1.17).

$$H_{app} = -\frac{1}{d} \int_S H_{ind} ds \quad (1.17)$$

Cette expression est obtenue après intégration sur la surface de la paroi de l'équation (1.13), et au fait que la symétrie de la paroi annule le terme d'énergie surfacique $\int_S C ds = 0$.

Synopsis du calcul statique du profil de la paroi

Pour obtenir le profil de la paroi, il faut mettre en place une résolution numérique itérative ; le synopsis de ce calcul est donné Fig. 1. 24. La paroi est découpée en petites portions et sur chacune d'elles, l'algorithme itère pour une vitesse v donnée, jusqu'à atteindre l'équilibre donné par un profil stable (cf. Fig. 1. 23).

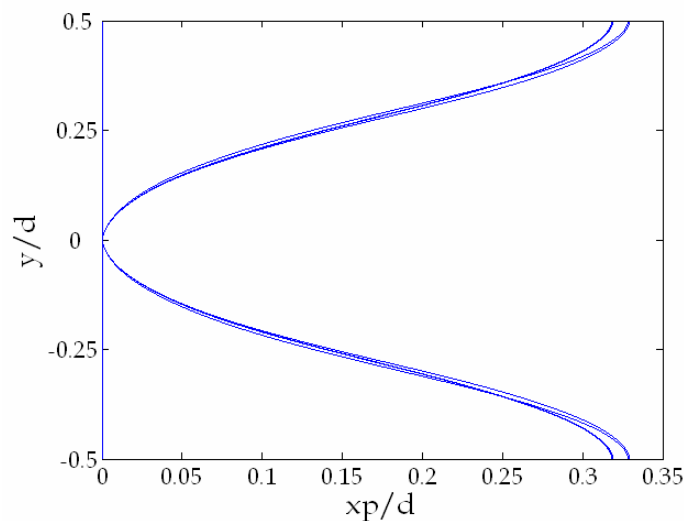


Fig. 1. 23 - Exemple de calcul d'un profil de paroi après 10 itérations.

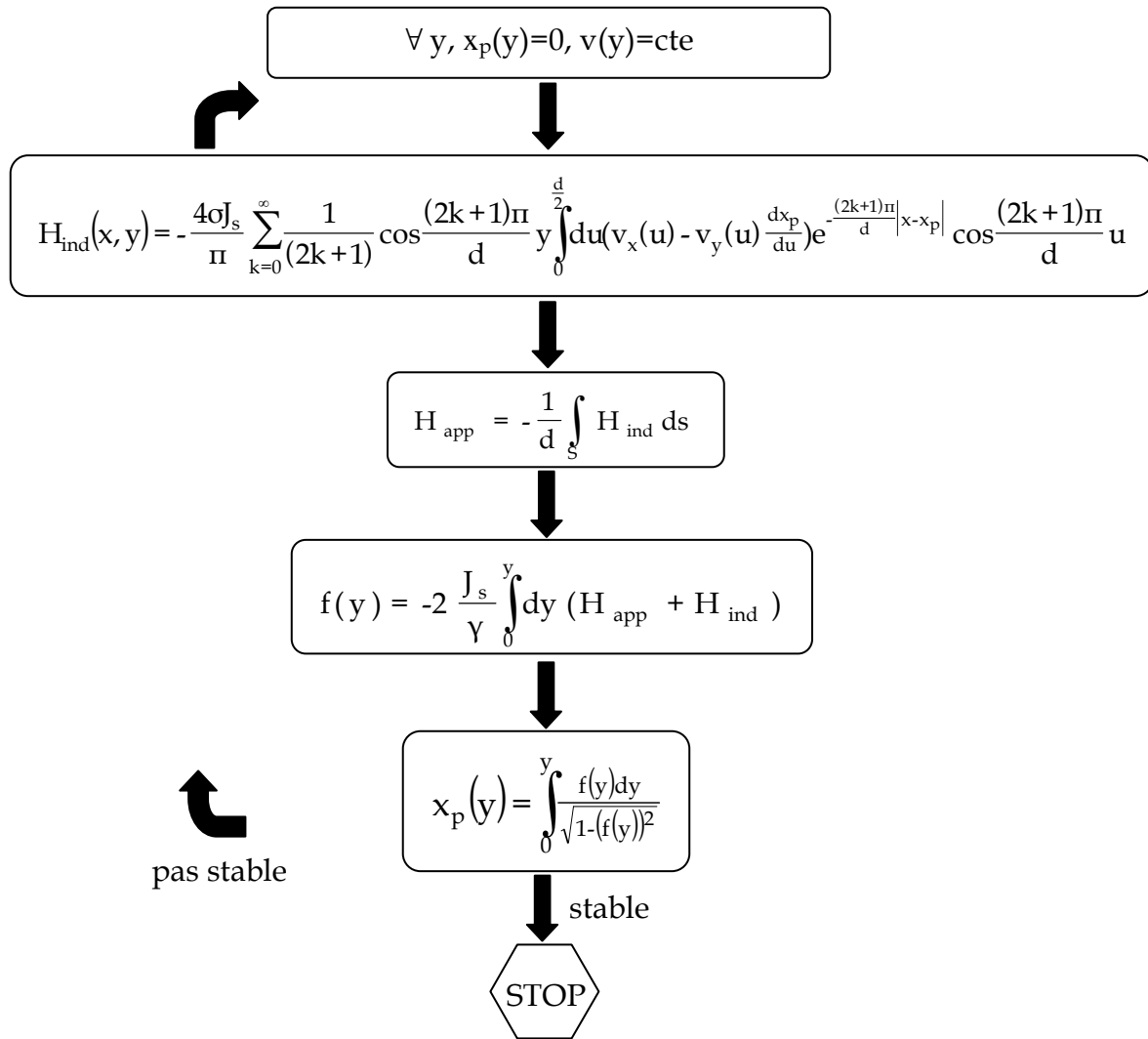


Fig. 1. 24 - Synopsis du calcul du profil de la paroi pour une vitesse donnée.

Ce modèle montre lors du calcul des profils de déformation de la paroi une instabilité, notamment pour une vitesse v trop élevée. Ceci est dû au terme $\sqrt{1-(f(y))^2}$ qui devient complexe ($1-(f(y))^2 < 0$). Le profil de la paroi devient alors instable, et elle se scinde en plusieurs autres parois [BIS 84]. L'interprétation physique donnée à ce phénomène est une multiplication des parois au-delà de cette valeur de vitesse critique v_c [BIS 73], [MAR 94].

Calcul dynamique avec augmentation de la vitesse de la paroi

Nous allons maintenant calculer l'évolution du profil de la paroi lors d'une variation linéaire de la vitesse. La même démarche itérative que précédemment est reprise pour chaque vitesse.

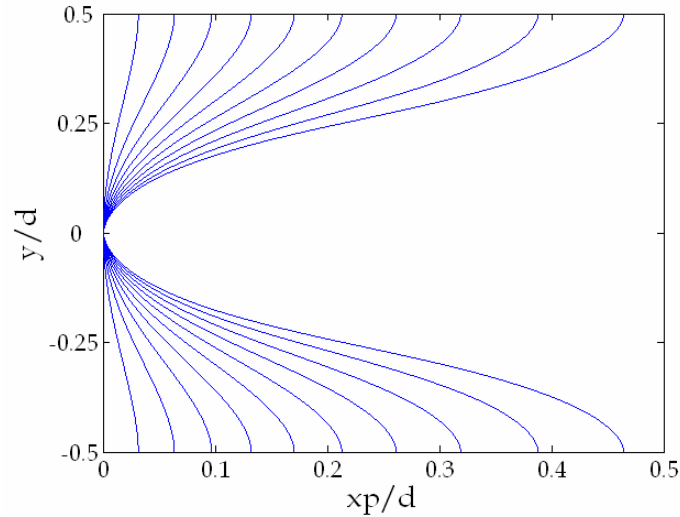


Fig. 1. 25 - Exemple de calcul de profils de paroi pour une vitesse allant de 0 à 0.04 m/s (par pas de 0.004 m/s).

La déformation de la paroi suite aux courants induits toujours plus importants avec l'augmentation de la vitesse est bien mise en évidence sur la Fig. 1. 25.

Comme pour la paroi plane et rigide, une mobilité peut être associée à cette paroi déformée. Le paramètre $\frac{1}{\tau_c}$ désigne cette mobilité, qui dépend de la vitesse et donc du niveau de courbure de la paroi consécutif au développement des courants induits. La valeur de la mobilité est obtenue en moyennant sur l'ensemble de la paroi le rapport de la vitesse sur le champ induit calculé pour chaque portion de paroi.

$$H_{app} = -\tau_c(v).v \tag{1.18}$$

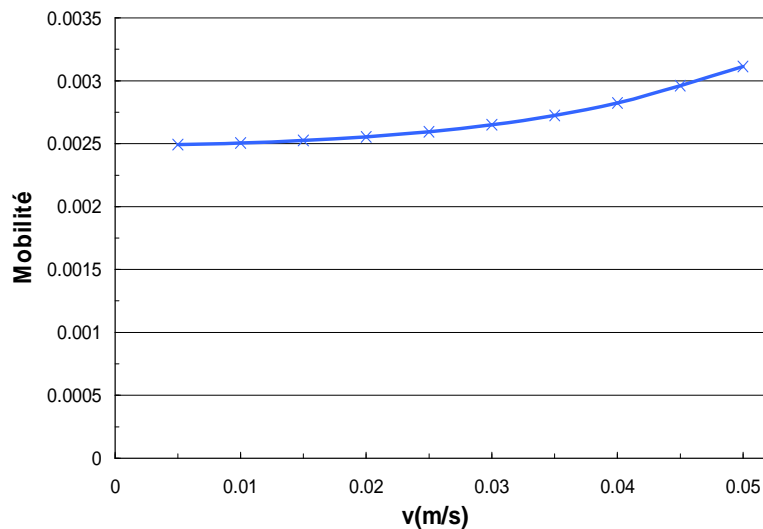


Fig. 1. 26 - Exemple de l'évolution de la mobilité ($m^2.s^{-1}.A^{-1}$) de la paroi déformée pour une vitesse allant de 0 à 0.05 m/s (par pas de 0.005 m/s).

La déformation de la paroi introduite par Carr permet une répartition des courants induits plus homogène autour de celle-ci. Cette meilleure répartition va donc favoriser l'augmentation de la mobilité (cf. Fig. 1. 26), c'est pourquoi $\frac{1}{\tau_c} > \frac{1}{\tau_w}$.

En outre, si une comparaison de l'évolution du champ appliqué H_{app} en fonction de la vitesse v est menée entre le modèle de paroi plane et ce modèle de paroi courbée, nous pouvons remarquer que pour ce dernier, la courbure de la paroi et l'homogénéisation des courants induits qui en découle, amène à fournir une excitation moins importante au matériau (cf. Fig. 1. 27). C'est une tendance également observée sur les courbes expérimentales $H_{dyn}(dB/dt)$ (cf. Fig. 1. 20).

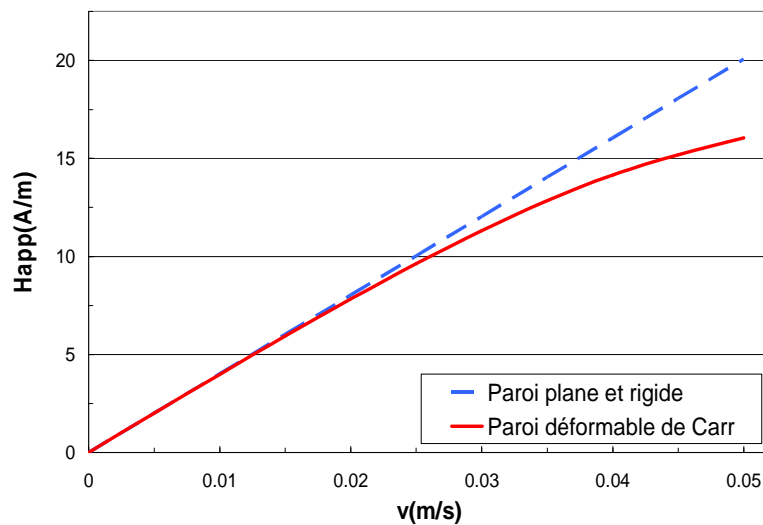


Fig. 1. 27 - Exemple de l'évolution du champ H_{app} à appliquer pour déplacer une paroi (vitesse allant de 0 à 0.05 m/s par pas de 0.005 m/s). En trait pointillé paroi plane et rigide ($x_p=0$) et en continu paroi courbée.

1.5.2.2. Modèles de parois multiples

En réalité, un matériau magnétique n'est pas composé d'une seule paroi, mais d'une multitude. C'est pourquoi deux modèles permettant d'intégrer cette complexité et les interactions paroi-paroi qui en découlent, sont présentés ci-dessous.

Modèle de Pry et Bean : parois multiples

Les conditions du modèle de Pry et Bean [PRY 58] sont les mêmes que celles du modèle WSK, si ce n'est que la tôle est maintenant considérée de largeur infinie, avec une répartition périodique de domaines à 180° (cf. Fig. 1. 28). $2L$ représente l'écart entre deux parois successives dans l'état désaimanté. Le déplacement des parois n'est pas affecté par le terrain.

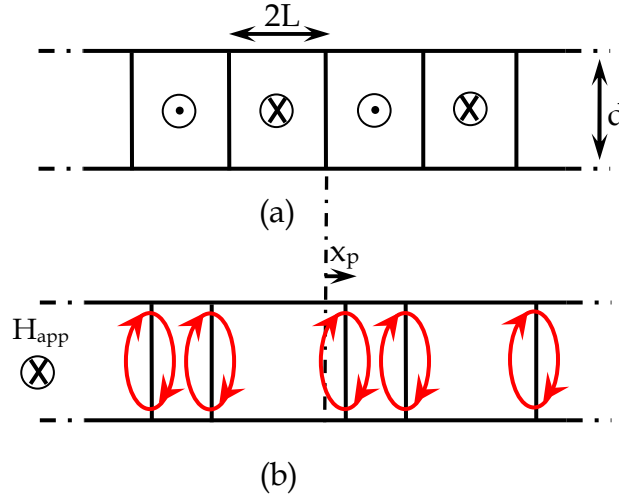


Fig. 1. 28 - Répartition périodique des domaines magnétiques. (a) Etat désaimanté. (b) Etat obtenu après application d'un champ extérieur H_{app} ; les courants induits sont représentés autour des parois.

Après résolution des équations de Maxwell, les expressions des courants induits sont :

$$j_x(x, y) = - \sum_{k=0}^{\infty} (-1)^{k+1} \frac{4J_s \sigma v}{(2k+1)\pi} e^{-\frac{(2k+1)\pi}{d}x} \sin \frac{(2k+1)\pi}{d} y \quad (1.19)$$

$$j_y(x, y) = \sum_{k=0}^{\infty} (-1)^{k+1} \frac{4J_s \sigma v}{(2k+1)\pi} e^{-\frac{(2k+1)\pi}{d}x} \cos \frac{(2k+1)\pi}{d} y \quad (1.20)$$

En utilisant l'équation de Maxwell-Ampère $\text{rot}\mathbf{H} = \mathbf{j}$, le champ magnétique induit H_{ind} dans le volume de la tôle pour tout point (x, y) est donné par (1.21).

$$H_{ind}(x, y) = \sum_{k=0}^{\infty} (-1)^{k+1} \frac{4J_s \sigma v d}{(2k+1)^2 \pi^2} \cos \frac{(2k+1)\pi}{d} y \times \left[e^{-\frac{(2k+1)\pi}{d}x} + e^{-\frac{(2k+1)\pi}{d}2L} \frac{\cosh \frac{(2k+1)\pi}{d}x}{\sinh \frac{(2k+1)\pi}{d}2L} + \frac{\cosh \frac{(2k+1)\pi}{d}(2x_p - x)}{\sinh \frac{(2k+1)\pi}{d}L} \right] \quad (1.21)$$

Le champ induit au niveau d'une paroi est à son tour donné par (1.22).

$$H_{ind}(x_p) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{8J_s \sigma v d}{(2k+1)^3 \pi^3} \left[1 + \frac{e^{-\frac{(2k+1)\pi}{d}2L} + \cosh \frac{(2k+1)\pi}{d}2x_p}{\sinh \frac{(2k+1)\pi}{d}2L} \right] \quad (1.22)$$

Cette dernière équation (1.22) établit également une proportionnalité entre un champ moteur H_m et la vitesse v des parois ; proportionnalité donnée par $\tau_{PB}(x_p)$.

$$H_m = -H_{ind} = -\tau_{PB}(x_p) \cdot v \quad (1.23)$$

$$\text{où } \tau_{PB}(x_p) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{8J_s \sigma d}{(2k+1)^3 \Pi^3} \left[1 + \frac{e^{-\frac{(2k+1)\Pi}{d} 2L} + \cosh \frac{(2k+1)\Pi}{d} 2x_p}{\sinh \frac{(2k+1)\Pi}{d} 2L} \right] \quad (1.24)$$

De la même façon que pour la paroi plane, rigide et isolée, une mobilité effective $\frac{1}{\tau_{PB}}$ peut être associée à cette assemblée de paroi. La mobilité, dans ce cas, dépend de la position relative x_p occupée par les parois dans le matériau, soit en quelque sorte le niveau d'aimantation de celui-ci. L est choisi ici égal à $d/2$.

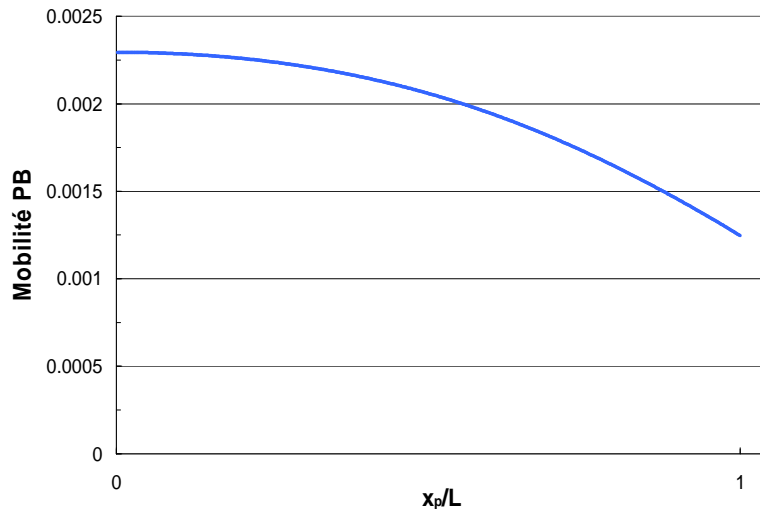


Fig. 1. 29 - Exemple de l'évolution de la mobilité ($m^2 \cdot s^{-1} \cdot A^{-1}$) de Pry et Bean pour différentes positions x_p des parois, où $L=d/2$.

Comme nous pouvons le voir sur la Fig. 1. 29, quand les parois se rapprochent, les courants induits se chevauchent, les parois ne sont donc plus isolées, la mobilité décroît et le champ à fournir augmente pour maintenir la vitesse des parois constante.

Modèle de Del Vecchio : parois multiples déformées

Le modèle de Del Vecchio [DEL 82] regroupe les différentes approches précédemment détaillées, à savoir le modèle de déformation de paroi isolée et le modèle de parois multiples de Pry et Bean. Le champ magnétique induit H_{ind} dans le volume de la tôle pour tout point (x,y) est donné par l'équation (1.25).

$$H_{ind}(x,y) = -\frac{4\sigma J_s}{\Pi} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{(2k+1)} \cos \frac{(2k+1)\Pi}{d} y \int_{-\frac{d}{2}}^{\frac{d}{2}} du (v_x(u) - v_y(u) \frac{dx_p}{du}) \cos \frac{(2k+1)\Pi}{d} u$$

$$\times \frac{\coth(\frac{(2k+1)\Pi 2L}{d}) \times (1 + \cosh(\frac{(2k+1)\Pi 2x_p}{d})) - \sinh(\frac{(2k+1)\Pi 2x_p}{d})}{2 \cosh(\frac{(2k+1)\Pi x_p}{d})} \quad (1.25)$$

L est choisi égal à $d/2$, comme pour le modèle de Pry et Bean. La même démarche itérative que pour la paroi isolée déformée est utilisée (cf. Fig. 1. 24). Le processus est itéré jusqu'à ce que le profil des parois soit stable (cf. Fig. 1. 30). Toutefois, la même instabilité apparaît quand $1 - (f(y))^2$ devient négatif, zone de régime de multiplication des parois.

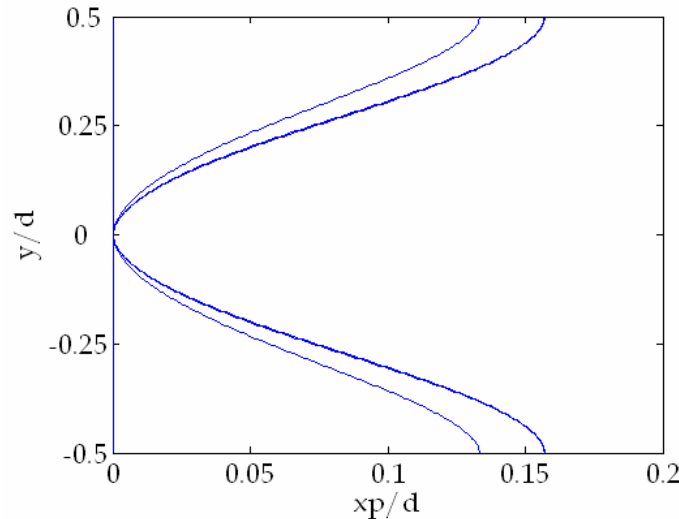


Fig. 1. 30 - Exemple de calcul d'un profil de paroi après 10 itérations, où $L=d/2$.

Calcul dynamique avec augmentation de la vitesse de la paroi

En dynamique, pour chaque vitesse (variation linéaire), la même démarche itérative que pour le modèle de Carr est effectuée.

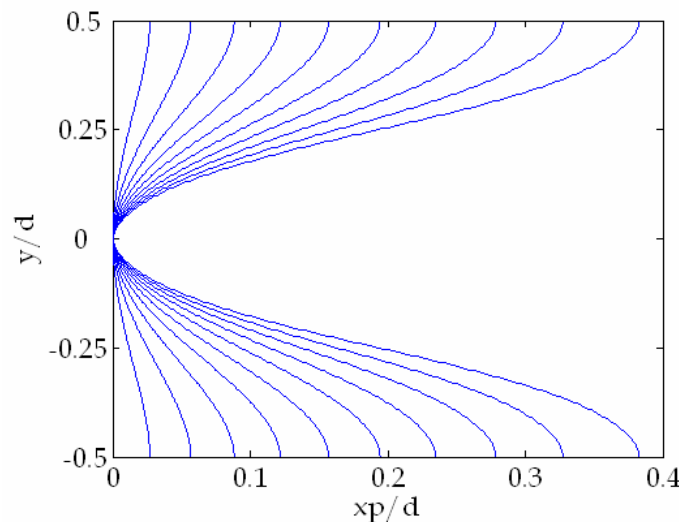


Fig. 1. 31 - Exemple de calcul de profils de paroi pour une vitesse allant de 0 à 0.04 m/s (par pas de 0.004 m/s), où $L=d/2$.

La déformation des parois sous l'influence des courants induits est encore une fois bien mise en évidence sur la Fig. 1. 31.

Comme pour les autres cas, une mobilité peut être associée à l'ensemble des parois déformées. Le paramètre $\frac{1}{\tau_D}$ désigne cette mobilité, qui dépend de la vitesse, et donc du niveau de courbure de la paroi. La valeur de cette nouvelle mobilité est obtenue comme pour le modèle de Carr à une paroi.

$$H_{app} = -\tau_D(v).v \tag{1.26}$$

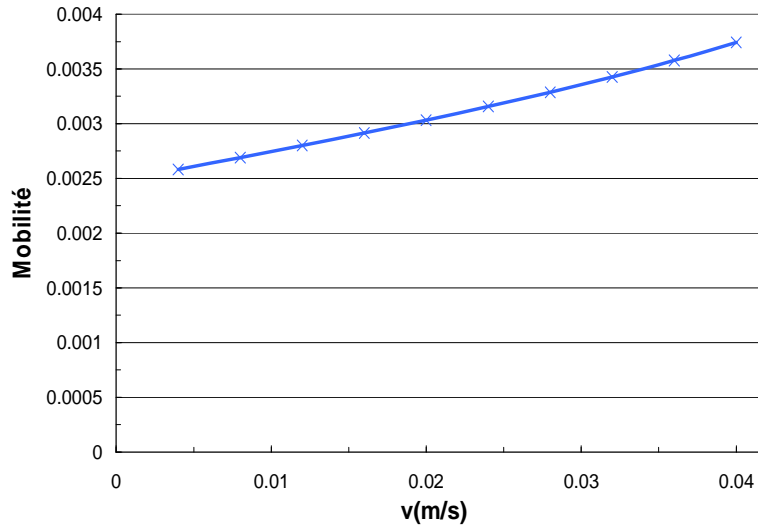


Fig. 1. 32 - Exemple de l'évolution de la mobilité ($m^2.s^{-1}.A^{-1}$) des parois déformées multiples pour une vitesse allant de 0 à 0.04 m/s (par pas de 0.004 m/s), où $L=d/2$.

La déformation des parois, comme pour le modèle de paroi isolée de Carr, et a contrario des parois rigides de Pry et Bean, permet de favoriser une meilleure répartition des courants induits autour de celles-ci et donc l'augmentation de la mobilité (cf. Fig. 1. 32), $\frac{1}{\tau_D} > \frac{1}{\tau_{PB}}$.

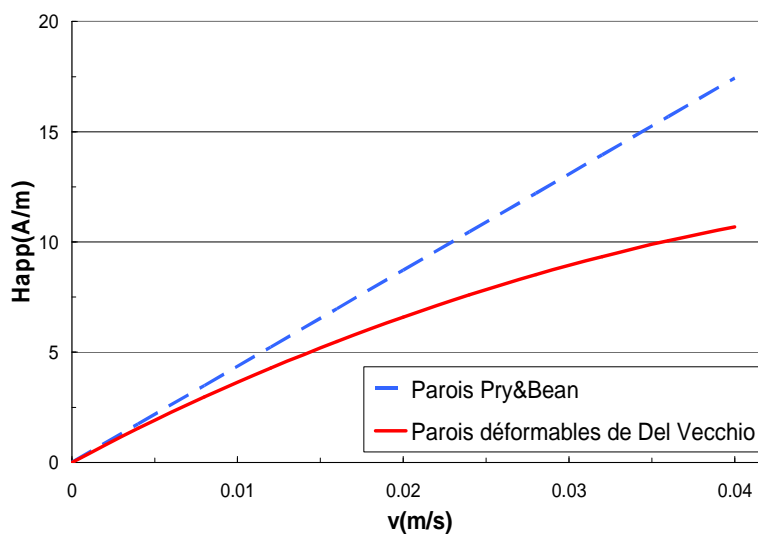


Fig. 1. 33 - Exemple de l'évolution du champ H_{app} à appliquer pour déplacer une paroi (vitesse allant de 0 à 0.04 m/s par pas de 0.004 m/s), où $L=d/2$. En trait pointillé parois multiples plane et rigide ; modèle de Pry et Bean et en continu parois multiples courbées ; modèle de Del Vecchio.

En outre, si une comparaison de l'évolution du champ appliqué H_{app} en fonction de la vitesse v est menée entre le modèle de parois multiples de Pry et Bean et ce modèle de parois courbées multiples de Del Vecchio, nous pouvons remarquer que pour ce dernier, la courbure des parois et l'homogénéisation des courants induits qui en découle, amène à fournir une excitation moins importante au matériau (cf. Fig. 1. 33).

1.5.2.3. Bilan des modèles

Bien que les différents modèles présentés précédemment restent simples au vue des phénomènes complexes et multiples ayant lieu dans ce type de matériau, ils apportent chacun cependant des éléments de compréhension des processus d'aimantation dynamique. Ainsi, le modèle de Carr, et celui de Del Vecchio permettent de tenir compte de l'inflexion du champ dynamique à partir d'une certaine valeur de dB/dt . Toutefois, ces modèles ne soutiennent quantitativement que peu le rapprochement entre les valeurs de champs moteurs, calculés (de l'ordre de 10 A/m) et mesurés (de l'ordre de 100 A/m). En conséquence, nous bornerons cette étude à la remarque - somme toute très qualitative - énoncée ci-dessus.

1.5.2.4. Tentative de modèle fréquentiel autour des processus d'aimantation triangulaire (la physique du modèle Loss Surface)

Au cours de cette nouvelle partie, nous allons chercher à approfondir la description des processus d'aimantation dynamique triangulaire (relié au modèle LS). L'originalité du modèle présenté ci-après tient dans la prise en compte d'un nouveau degré de liberté : le nombre de parois. Ce modèle a pour base le modèle de Del Vecchio auquel est associé un nombre de parois qui évolue en fonction de la fréquence. Le nombre de parois est ajustée par minimisation énergétique du système. Nous développons dans la suite la démarche utilisée pour sa mise en œuvre.

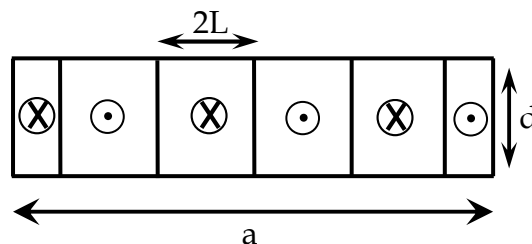


Fig. 1. 34 - Matériau magnétique et parois de Bloch

Considérons un échantillon ferromagnétique idéal possédant N parois à 180° , séparées les unes des autres à l'état désaimanté d'une distance $2L$. Le barreau a pour dimensions ; a pour la largeur et d pour l'épaisseur (cf. Fig. 1. 34).

La variation d'aimantation occasionnée par le déplacement x de N parois est donnée par l'expression (1.27).

$$\Delta J = \frac{2J_s N}{a} x \tag{1.27}$$

Ainsi pour une variation d'induction triangulaire $\frac{dB}{dt} = 4J_s f = \frac{2J_s N}{a} v$, la vitesse d'une paroi varie selon l'expression suivante :

$$v = \frac{2af}{N} \quad (1.28)$$

Dès lors comme le champ dynamique dépend de la vitesse des parois $H_{\text{dyn}} = \tau v$ [BER 85], il est donc directement relié à leur nombre N ainsi qu'à la fréquence f d'excitation par l'éq.(1.29).

$$H_{\text{dyn}} = 2a \frac{\tau}{N} f \quad (1.29)$$

En outre, au regard de cette relation, nous devons nous demander comment se comporte le rapport $\frac{\tau}{N}$ lors de l'augmentation de fréquence f .

D'après les modèles développés au cours des paragraphes précédents, et plus précisément, à la lumière du modèle de parois multiples et déformées de Del Vecchio, la mobilité $\frac{1}{\tau}$ d'une paroi augmente quand sa vitesse s'accroît. Toutefois qu'en est il quand la fréquence augmente ?

Quant au nombre N de parois, son évolution avec l'augmentation de la fréquence est plus difficile à estimer [HAL 70a], [SUN 71]. En effet, le nombre de parois dans un matériau en régime dynamique découle d'un compromis énergétique : compromis entre l'énergie nécessaire pour déplacer les parois (c'est-à-dire contrebalancer les courants induits), l'énergie de surface de paroi perdue quand celle-ci s'annihile, et l'énergie de nucléation ou de multiplication quand une nouvelle paroi apparaît.

Sur la base de ces remarques, un modèle dynamique simplifié a été développé. Il suppose que le niveau d'aimantation dans le matériau est nul, et ne tient donc pas compte du phénomène d'annihilation de paroi.

Ce modèle s'appuie sur les hypothèses de parois multiples et déformables formulées par Del Vecchio, mais va plus loin quant à la prise en compte de l'évolution du vivier N de parois avec la fréquence. En effet, nous avons vu au cours des modèles précédents que pour des vitesses élevées, le profil des parois devenait instable. Une interprétation souvent faite de ce phénomène en est la multiplication des parois. Nous allons donc tenir compte de ce phénomène. Toutefois d'un point de vue énergétique, la création d'une nouvelle paroi conduit à une augmentation de l'énergie surfacique de paroi ; énergie qui est donnée par $E_s = NS \gamma$, où $\gamma = 4\sqrt{AK}$ est la densité d'énergie surfacique de la paroi qui dépend de paramètres intrinsèques du matériau ; A constante d'échange, et K constante d'anisotropie.

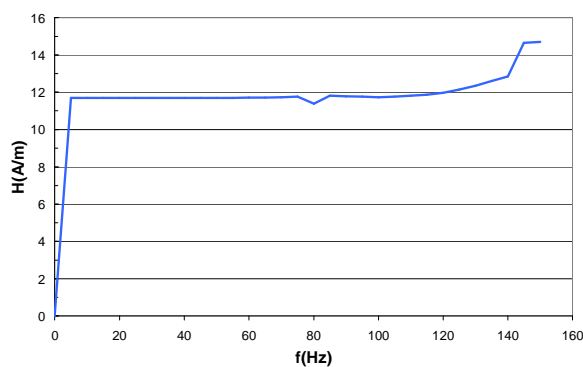
Le principe de la méthode réside dans la détermination de l'état d'équilibre magnétique du matériau fictif [HAL 70b]. Etat d'équilibre qui est obtenu en minimisant pour chaque fréquence l'énergie totale du système.

$$E_{\text{totale}} = E_{\text{ind}} + E_s = NH_{\text{ind}} + NS\gamma \tag{1.30}$$

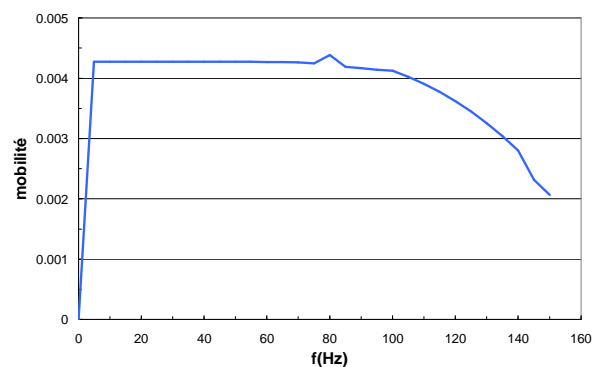
Ainsi, pour chaque fréquence si l'état minimum d'énergie n'est pas atteint ou le profil des parois est instable, le nombre de parois est incrémenté jusqu'à ce que les deux conditions soient remplies....

Le calcul est mené en utilisant les paramètres du paragraphe (§1.5.2), et avec $a = 0.03$ m, la largeur des échantillons Epstein.

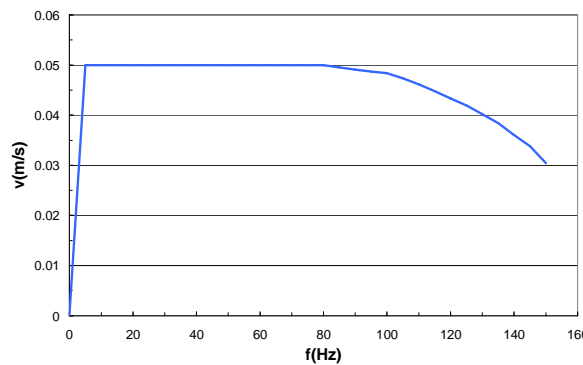
Les résultats obtenus sont présentés ci-dessous (cf. Fig. 1. 35) jusqu'à la fréquence de 150 Hz. Au-delà, le calcul semble diverger.



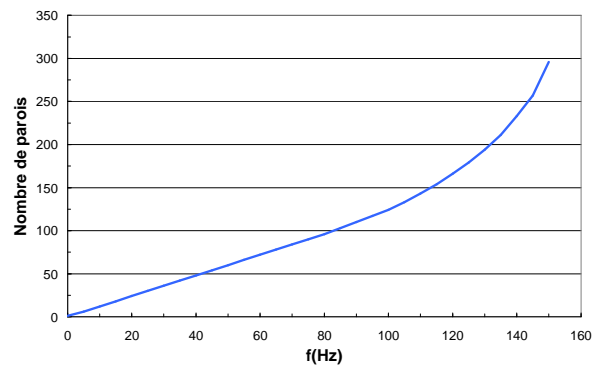
(a) Evolution du champ dynamique en fonction de la fréquence.



(b) Evolution de la mobilité des parois en fonction de la fréquence.



(c) Evolution de la vitesse des parois en fonction de la fréquence.



(d) Evolution du nombre de parois en fonction de la fréquence.

Fig. 1. 35 - Résultats obtenus avec cette approche.

Pour les fréquences inférieures à 80 Hz, nous observons que le champ dynamique reconstruit évolue en fonction de la fréquence d'une façon constante. Le nombre de parois varie linéairement. Au delà, une rupture de pente apparaît. Le nombre de parois croît alors exponentiellement, et le champ dynamique augmente.

Les résultats obtenus sont loin de répondre à nos attentes. Toutefois, ce modèle reste simpliste et demande encore d'être approfondi, car beaucoup de phénomènes ne sont pas pris en compte ; les parois à 90° ou autres, la présence de plus d'un domaine dans l'épaisseur du matériau, la gestion de l'annihilation des parois, les aimantations différentes de 0 T ...

1.6 Conclusion

Au cours de ce chapitre, une présentation du modèle Loss Surface a été effectuée. Dans un premier temps, un historique des différentes versions du modèle LS a été rappelé et les améliorations apportées au modèle ont été détaillées.

Pour la contribution statique, les parties anguleuses des cycles ont été gommées et l'écart moyen entre mesure et reconstitution réduit. Pour la partie dynamique, la nouvelle formulation par interpolation polynomiale de la surface dynamique nous a permis de diminuer d'une manière très importante le nombre de paramètres. De plus, le temps d'identification de la surface a considérablement été réduit ; d'une journée de travail auparavant à 15 minutes maintenant. Mais ce qui est à nos yeux le plus important, c'est la capitalisation des acquis du modèle LS sous une seule et même structure Matlab.

De plus, un onduleur de tension a été réalisé, ce qui nous a permis de prolonger la surface dynamique de la nuance M330-35A jusqu'à la fréquence de 3500 Hz, tout en maintenant une variation de l'induction triangulaire à 1.7 T.

Au final, les gains apportés par le prolongement de la caractérisation dynamique en fréquence et la nouvelle reformulation sont conséquents. En effet, quasiment tous les aspects du modèle LS de la nuance M330-35A ont été améliorés, et pour les fréquences élevées, le gain en précision atteint plus de 50%.

Dans la seconde partie de ce chapitre, plus théorique, nous avons essayé à partir de considérations sur la physique des matériaux magnétiques doux de donner une interprétation physique de la surface dynamique du modèle LS. Ceci pour déduire des lois de comportement afin de simplifier l'identification de la surface et de repousser le modèle dans des zones inaccessibles à la caractérisation ; prolongation tant en fréquence qu'en induction. Le prolongement en induction est effectuée en utilisant la loi bien connue $B = \mu_0 H$ à saturation. Quant au comportement en fréquence, un état de l'art de différents modèles d'aimantation dynamique a été mené, et un premier modèle fréquentiel autour des processus d'aimantation triangulaire est présenté...

Chapitre 2

Validation du modèle Loss Surface en fonction du niveau d'induction. Application au calcul des pertes fer dans une machine synchrone à aimants.

CHAPITRE 2 VALIDATION DU MODELE LOSS SURFACE EN FONCTION DU NIVEAU	
D'INDUCTION. APPLICATION AU CALCUL DES PERTES FER DANS UNE MACHINE SYNCHRONE	
A AIMANTS. 51	
2.1	Caractéristiques de la machine..... 53
2.2	Le modèle Loss Surface de la nuance M270-35A..... 53
2.3	Mesures des pertes fer de la machine..... 54
2.3.1	Mesures des pertes à vide 54
2.3.1.1.	Le banc d'essai..... 54
2.3.1.2.	Puissance absorbée utile 55
2.3.1.3.	Pertes mécaniques 55
2.3.1.4.	Bilan des essais à vide et détermination des pertes fer..... 56
2.3.2	Mesures des pertes en charge 56
2.3.2.1.	Le banc d'essai..... 56
2.3.2.2.	Protocole de mesures et essais en charge 58
2.3.2.3.	Pertes Joule dans les bobinages et mesure de la résistance à chaud..... 58
2.3.2.4.	Essais en régime défluxé..... 59
2.3.2.5.	Essais en régime fluxé 60
2.4	Simulations des pertes fer de la machine..... 60
2.4.1	Simulation de la machine à vide 60
2.4.1.1.	La modélisation éléments finis 60
2.4.1.2.	Bilan de la simulation à vide et de l'estimation des pertes fer ancien / nouveau modèle LS 62
2.4.2	Simulation de la machine en charge..... 66
2.4.2.1.	Essai défluxé..... 67
2.4.2.2.	Essai fluxé 69
2.4.3	Commentaires sur l'estimation des pertes par courants induits dans les aimants 71
2.5	Modélisation des pertes par courants induits dans un aimant 71
2.5.1	Modélisation des courants induits dans un aimant 72
2.5.1.1.	Modélisation des courants induits dans une structure à aimants..... 72
2.5.1.2.	Vers une estimation des pertes dans un aimant 73
2.5.2	Pertes corrigées..... 78
2.5.3	Conclusion..... 79
2.6	Confrontations des résultats essais / simulations corrigées..... 79
2.6.1	Fonctionnement à vide 79
2.6.2	Fonctionnement en charge défluxé..... 80
2.6.3	Fonctionnement en charge fluxé 81
2.6.4	Commentaires sur les résultats 82
2.7	Conclusion..... 83

Le but de ce chapitre est de valider le modèle LS à 50 Hz sur un autre type de machine que la machine asynchrone déjà étudiée au cours des thèses précédentes [CES 96], [CHE 99] et [MAR 03], traitant de l'estimation des pertes fer avec l'approche Loss Surface. C'est pourquoi une machine synchrone à aimants permanents a été retenue pour effectuer cette validation.

2.1 Caractéristiques de la machine

La première machine étudiée (cf. Fig. 2.1) est une machine synchrone 4 pôles à aimants de puissance 10 kVA. Son diamètre est de 240 mm, sa longueur active de 160 mm et l'entrefer mécanique est de 0.7 mm.

Le rotor se compose d'une pièce massive d'acier XC38, sur laquelle est collée un chapelet de 576 aimants $\text{Sm}_2\text{Co}_{17}$. Il faut ainsi pas moins de 16 aimants de 1 cm de longueur chacun, pour remplir la longueur de la machine. Les inductions rémanentes B_r des aimants (1.07 T, 1.02 T, 0.87 T, 0.64 T et 0.37 T) sont choisies de manière à créer une induction résultante dans l'entrefer de forme quasi-sinusoïdale (cf. Fig. 2.2).

Le stator de la machine est quant à lui feuilleté en tôle M270-35A, et comporte 36 encoches, dont 3 encoches par pôle et par phase. Chacune de ces encoches possède 7 conducteurs qui constituent le bobinage triphasé de la machine. Les dents ont une largeur de 7.7 mm, largeur supposée suffisante pour que le matériau ne soit pas trop affecté par une dégradation des propriétés magnétiques due au poinçonnage [HUB 98], [SCH 00], [RYG 00], [KED 03], [FUJ 05]. En outre, la machine n'est pas refroidie au cours des essais.

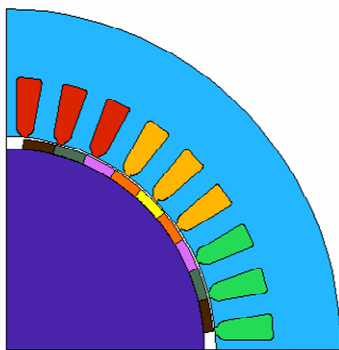


Fig. 2.1 - Coupe d'un quart de la machine synchrone à aimants.

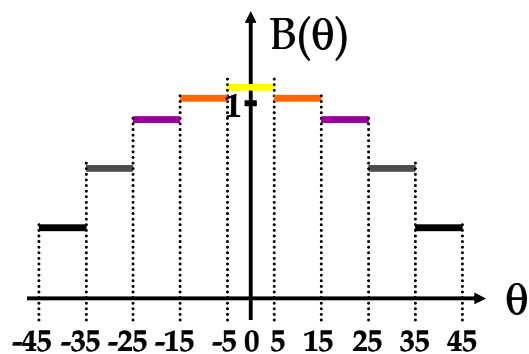


Fig. 2.2 - Schéma de l'induction créée par les aimants dans l'entrefer (1 pôle).

2.2 Le modèle Loss Surface de la nuance M270-35A

Suite aux améliorations apportées à la reconstruction des cycles d'hystérésis [chapitre 1](#), le modèle LS est appliqué à la nuance M270-35A qui nous intéresse pour cette machine. Toutefois, la caractérisation sur laquelle s'appuie la surface dynamique n'a pas été prolongée en fréquence avec l'onduleur de tension. Les mesures en induction

triangulaire ont donc été réalisées avec le banc Epstein automatisé jusqu'à la fréquence de 1500 Hz, avec tout ce que cela comporte en terme d'erreur sur le dB/dt aux fréquences élevées (§1.2.2). Le nouveau modèle LS est comparé (cf. Tableau 2.1) à son ancienne version.

M270-35A		$\Delta P/P$ (%) les pertes de référence sont les pertes mesurées					
B(t)	f (Hz)	Ancien modèle: 1.0T	Ancien modèle : 1.5T	Ancien modèle : 1.7T	Nouveau modèle : 1.0T	Nouveau modèle : 1.5T	Nouveau modèle : 1.7T
Sinus	50	-5	3	3	-7	-2	5
	200	2	5	4	-1	1	7
	400	5	8	9	0	2	4
H5-25-60	50	-2	-1	-4	-2	-4	1
	100	2	0	-3	1	-3	2
H5-25-180	50	4	6	3	1	3	11
	100	7	5	1	6	3	8
H5-50-60	50	0	2	-2	-4	-4	1
	100	5	3	1	0	-2	0
H5-50-180	50	2	4	1	-3	-2	4
	100	6	5	1	1	-1	2
H11-25-60	50	0	4	0	-10	-7	-5
	100	7	6	4	-6	-6	-5
H11-50-180	50	7	5	4	-5	-11	-8
	100	14	14	15	-2	-8	-5

Tableau 2.1 - Erreur sur l'estimation des pertes pour l'ancienne et la nouvelle version du modèle LS. Application à la nuance M330-35A en induction sinus et HX-Y-Z : sinus avec harmonique X d'amplitude Y et déphasage Z.

Quelle que soit la forme d'onde, sinusoïdale pure ou harmonique, les écarts restent globalement inchangés. En effet, pour cette nuance M270-35A, l'ancienne version du modèle décrit déjà très bien la plupart des points de validation du Tableau 2.1. Nous nous attendons donc à ce que la différence d'estimation des pertes fer de la machine entre les deux versions du modèle ne diffèrent que très peu.

2.3 Mesures des pertes fer de la machine

2.3.1 Mesures des pertes à vide

2.3.1.1. Le banc d'essai

Les essais à vide sur cette machine ont été effectués en fonctionnement alternateur (cf. Fig. 2. 3). A ces fins, une machine à courant continu de puissance 10 kW - 1500 tr/min est utilisée comme entraînement. La vitesse de 1500 tr/min correspond à un fonctionnement à 50 Hz de la machine synchrone à aimants. En outre, la puissance fournie à la machine synchrone est mesurée à l'aide d'un couplemètre Scaime de couple maximum 5 N.m, d'une précision de 0.1% du couple nominal, soit 0.005 N.m (moins d'un 1 W à 1500 tr/min). Les mesures de couple sont toujours délicates, aussi avons-nous pris soin de choisir des accouplements ayant de très faibles jeux radiaux afin de ne pas amplifier les à-coups dus notamment au couple réluctant.



Fig. 2. 3 - Banc d'essai ; la machine synchrone à tester (gauche) et la machine à courant continu permettant son entraînement (droite).

Enfin, dans tous les essais effectués, nous prendrons soin d'atteindre la stabilité thermique du moteur avant d'effectuer tout relevé, soit environ après 2 heures de fonctionnement [MAR 03].

2.3.1.2. Puissance absorbée utile

La puissance absorbée par la machine synchrone est mesurée à l'aide d'un couplemètre et d'un tachymètre.

La puissance utile s'exprime selon l'équation (2.1), avec Γ le couple transmis à la machine synchrone en N.m et Ω sa vitesse en rad/s.

$$P_{\text{utile}} = \Gamma \Omega \quad (2.1)$$

2.3.1.3. Pertes mécaniques

Essentiellement dues aux roulements (car pas de système de refroidissement par ventilateur), les pertes mécaniques sont très difficiles à évaluer dans notre cas, du fait de la structure aimantée du rotor. La mesure de ces pertes par la méthode classique utilisée dans le cas des machines synchrones à excitation et asynchrones [IEE 97], où la caractéristique des pertes, en fonctionnement moteur, est prolongée en faisant décroître la tension aux bornes de la machine, se révèle ici inappropriée. En effet, la présence des aimants et donc d'une induction non nulle dans la machine, ne permet pas d'utiliser cette méthode. La machine absorbe de l'énergie réactive et la valeur du courant croît rapidement suite à la baisse de tension. La seule solution pour surmonter cette difficulté est de réaliser un rotor équivalent sans aimant et disposant des mêmes roulements. Une masse d'acier a donc été usinée aux mêmes dimensions que le rotor aimanté d'origine (cf. Fig. 2. 4).



Fig. 2. 4 - Rotor aimanté (haut) et rotor équivalent en acier pour la mesure des pertes mécaniques (bas).

Pour déterminer ces pertes mécaniques indispensables pour la cohérence de notre bilan de puissance, le rotor sans aimant est alors entraîné à la vitesse de 1500 tr/min, dans les mêmes conditions que l'essai à vide. Après 2 heures de fonctionnement, quand les roulements sont chauds, la mesure du couple est effectuée. Les essais sont répétés plusieurs fois dans les deux sens de rotation, et la moyenne des pertes est effectuée. Les pertes mécaniques ainsi déterminées sont de 19 W. Cette valeur reste également valable pour les essais en charge, car les pertes mécaniques ne dépendent pas de la puissance transmise.

2.3.1.4. Bilan des essais à vide et détermination des pertes fer

Les pertes fer à vide sont déterminées par la différence entre la puissance mécanique transmise donnée par l'équation (2.1) et les pertes mécaniques :

$$P_{\text{fer}} = P_{\text{transmise_vide}} - P_{\text{meca}} \quad (2.2)$$

Plusieurs essais ont été réalisés afin de réduire les incertitudes de mesure. Les valeurs portées dans le tableau ci-dessous (cf. Tableau 2.2) sont issues de la moyenne de ces essais. Nous trouvons des pertes fer à vide de 95 W.

Puissance transmise (W)	114
Pertes mécaniques (W)	19
Pertes fer (W)	95

Tableau 2.2 - Bilan de puissance des essais à vide.

2.3.2 Mesures des pertes en charge

2.3.2.1. Le banc d'essai

Pour les essais en charge, la machine synchrone à aimants est testée en fonctionnement moteur. Cette fois, elle entraîne la machine à courant continu faisant

ainsi office de charge (§2.3.1.1). La machine à courant continu débite quand à elle sur une charge résistive. Les essais ont été menés pour deux points de fonctionnement ; un essai de défluxage de la machine et un essai de fluxage. Ces deux conditions de fonctionnement du moteur, nous assurent ainsi des caractéristiques tant électriques que magnétiques différentes.

Dispositif expérimental mis en œuvre :

- Pour un fonctionnement de la machine en moteur, l'alimentation 50 Hz proposée pour obtenir des formes d'ondes ayant un minimum d'oscillations harmoniques est une machine synchrone de forte puissance (100 kVA) entraînée par une machine à courant continu (34 kW). Cet alternateur déjà utilisé dans le cadre de la thèse d'Alban Marino [MAR 03] permet d'avoir une alimentation triphasée parfaitement sinusoïdale. En effet, celui-ci se comporte comme un réseau de forte puissance lorsqu'il débite dans notre moteur à tester, permettant de réduire les distorsions pouvant apparaître sur les formes d'onde en charge (cf. Fig. 2. 5).

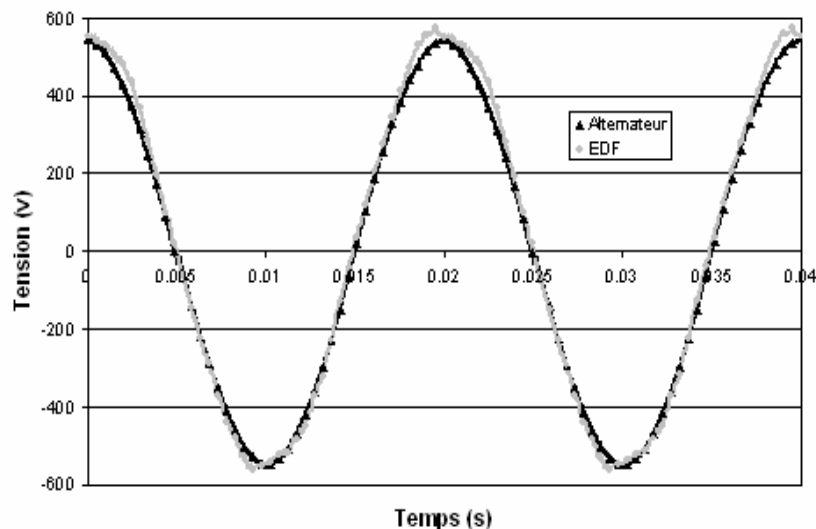


Fig. 2. 5 - Comparaison des formes d'ondes des tensions issues de l'alternateur et du réseau.

- Pour charger le moteur synchrone, nous disposons d'une machine à courant continu de puissance 10 kW - 1500 tr/min, dont nous réglons le niveau d'excitation pour obtenir un point de fonctionnement. Cette machine débite dans une résistance de 9 kW.

- Un couplemètre Vibrometer de couple nominal 200 N.m, ayant une erreur de précision d'environ 0.1% dans la gamme 0-40 N.m est fixé sur l'arbre de notre machine. Celui-ci nous donne accès aux couples et vitesses de la machine, ce qui nous permet de remonter à la puissance mécanique utile délivrée (§2.3.1.2).

- Le wattmètre triphasé, de type Norma D6100 placé en amont du moteur synchrone à tester, renseigne les grandeurs électriques tension, courant et déphasage, nous donnant accès aux puissances électriques fournies à la machine.

- Un codeur est inséré en bout d'arbre afin de connaître à chaque instant le positionnement du flux rotorique de la machine. En effet, en réglant mécaniquement

la position du codeur, de manière à l'aligner sur la tension E à vide résultante aux bornes d'une phase de référence, nous sommes ainsi capables en comparant cette référence au courant circulant dans cette phase d'obtenir l'angle de déphasage interne de la machine $\delta(E,V)$. Cet angle est indispensable pour réaliser par la suite une modélisation cohérente du point de fonctionnement du moteur.

2.3.2.2. Protocole de mesures et essais en charge

Les essais réalisés sont effectués pour une puissance active absorbée d'environ 6 kW. Une étude de sensibilité des mesures a été menée afin d'évaluer le niveau de pertes fer de la machine. Les premiers essais nous ont indiqué que celles-ci n'excédaient pas une centaine de Watts, ce qui est peu en regard de la puissance transmise, en fait de l'ordre du pour-cent de celle-ci. Dès lors, la précision des appareils de mesure de puissance, wattmètre et couplemètre, ne nous épargne pas de commettre des erreurs relatives sur l'estimation des pertes fer de l'ordre de quelques dizaines de Watts. Il faut donc, afin de réduire les erreurs systématiques et assurer la répétabilité des essais, mettre en place une démarche de prise de données et augmenter la statistique.

La prise de données est effectuée environ 2 heures après le début de l'essai, afin que la stabilité thermique du banc soit atteinte et que les fluctuations soient minimales. La mesure de la puissance électrique est répétée plusieurs fois lors d'un essai, avant l'arrêt de la machine et la mesure de la résistance à chaud des phases (§2.3.2.3). Toutes ces mesures sont ensuite moyennées. Les mesures des différents essais sont présentées en annexe B.

2.3.2.3. Pertes Joule dans les bobinages et mesure de la résistance à chaud

Les pertes Joule dans les bobines représentent la puissance dissipée dans les enroulements en cuivre du stator. La résistance à froid d'une phase de la machine, à environ 20°C, est mesurée à 65 mΩ à l'aide d'un ohmmètre de précision. Toutefois après 2 heures de fonctionnement, les enroulements s'échauffent et la résistance augmente. Les pertes Joule totales de la machine sont donc évaluées grâce à l'expression (2.3).

$$P_J = R_1 I_{12}^2 + R_2 I_{23}^2 + R_3 I_{31}^2 \quad (2.3)$$

avec R_j la résistance à chaud d'un enroulement j et I_j le courant efficace circulant dans l'enroulement j .

La machine étant branchée en étoile, il n'est pas possible d'obtenir directement la résistance R_j d'une phase seule. Nous mesurons une résistance équivalente à deux enroulements mis en série. De plus, il est supposé que les résistances diffèrent peu les unes des autres et que les courants sont équilibrés. Les résistances à chaud R_j sont alors mesurées à la température de l'essai par la méthode des 4 fils. Après arrêt du moteur, un faible courant constant est injecté dans l'enroulement à mesurer. Ainsi, en relevant la tension aux bornes de celui-ci par un voltmètre de précision, nous suivons l'évolution de la résistance de l'enroulement (cf. Fig. 2. 6). Nous extrapolons ensuite

la courbe obtenue afin de remonter à la valeur de la résistance lors de l'arrêt de la machine.

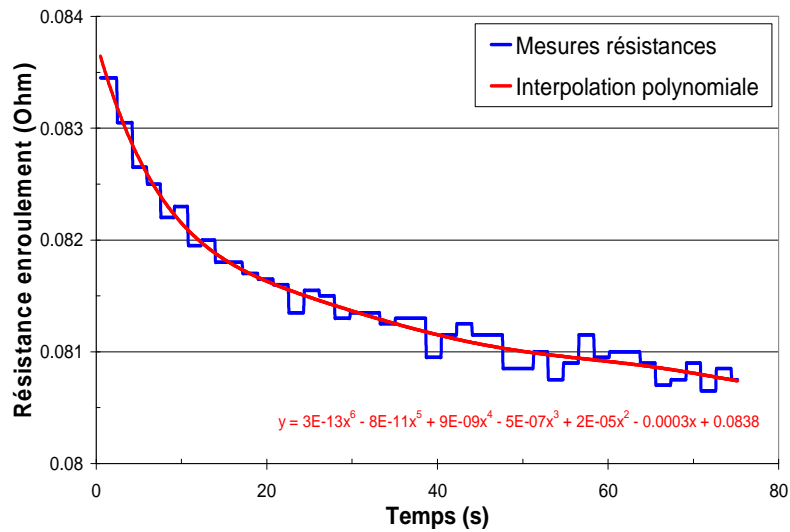


Fig. 2. 6 - Evolution de la résistance d'un enroulement lors de son refroidissement au cours du temps.

Compte tenu de la faible valeur de cette résistance de phase, il est nécessaire de tenir compte de la résistance du câblage dans le bilan de puissance ; le wattmètre n'étant pas branché directement aux bornes de la machine.

2.3.2.4. Essais en régime défluxé

Les résultats de 3 essais en fonctionnement défluxé sont reportés dans le tableau ci-dessous (cf. Tableau 2.3).

	Essai1	Essai2	Essai3
Tension (V)	72.8	73.2	73.3
Courant (A)	27.6	27.7	27.3
Déphasage V-I (°)	7	6.7	6.8
Puissance absorbée (W)	5973	6033	5957
Puissance utile transmise (W)	5594	5648	5575
Pertes Joule (W)	307	305	299
Pertes mécaniques (W)	19	19	19
Pertes magnétiques (W)	53	61	64

Tableau 2.3 - Bilan de puissance des essais défluxés.

L'écart relatif maximum des pertes magnétiques sur les trois essais est de l'ordre de 10 W, ce qui est jugé acceptable au vue de la précision des instruments de mesure à ce niveau de puissance.

2.3.2.5. Essais en régime fluxé

Les résultats de 3 essais en fonctionnement fluxé sont reportés dans le Tableau 2.4.

	Essai1	Essai2	Essai3
Tension (V)	90.9	91.2	90.3
Courant (A)	26.5	26.4	26
Déphasage V-I (°)	-34.1	-35.3	-34
Puissance absorbée (W)	5991	5890	5839
Puissance utile transmise (W)	5600	5490	5439
Pertes Joule (W)	282	282	274
Pertes mécaniques (W)	19	19	19
Pertes magnétiques (W)	90	99	107

Tableau 2.4 - Bilan de puissance des essais fluxés.

L'écart relatif maximum des pertes magnétiques sur les trois essais n'excède pas 20 W, ce qui est tout à fait satisfaisant au regard de la précision des appareils de mesure.

2.4 Simulations des pertes fer de la machine

2.4.1 Simulation de la machine à vide

2.4.1.1. La modélisation éléments finis

Le logiciel utilisé pour réaliser les modélisations électromagnétiques de la machine est le logiciel éléments finis Flux2D. Les informations fournies par ce logiciel sont conséquentes et d'une précision remarquable lorsque le problème est posé correctement.

Pour nos simulations, il est utilisé dans son mode magnéto-évolutif, afin de prendre en compte les pulsations de flux occasionnées par la rotation du moteur. En raison des symétries de la machine, seulement $\frac{1}{4}$ du dispositif est modélisé. Le maillage réalisé comporte plus de 13700 nœuds (cf. Fig. 2. 7) ce qui nous assure une cartographie fine et précise des pertes fer de notre machine.

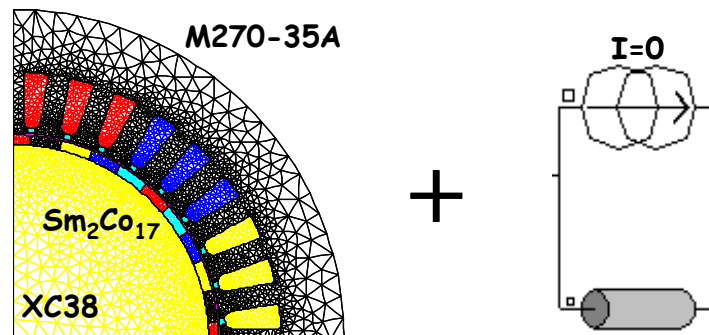


Fig. 2. 7 - Géométrie maillée de la machine et couplage circuit sur les aimants et le rotor.

Pour réaliser une estimation correcte des pertes magnétiques de la machine, il faut tenir compte des spécificités de ce genre de modélisation et respecter certaines règles lors de l'introduction des propriétés physiques des matériaux.

Une courbe $B(H)$ du matériau M270-35A est implantée dans Flux2D. Elle est obtenue à l'aide du banc de mesure cadre Epstein automatisé. La caractérisation est menée pour la fréquence fondamentale de la machine simulée, ici 50 Hz. Les mesures sont réalisées pour différents niveaux de B en maintenant la variation de l'induction sinusoïdale. L'ensemble des points « sommet » des cycles d'hystérésis est ensuite identifié afin de reconstruire la courbe $B(H)$ (cf. Fig. 2. 8).

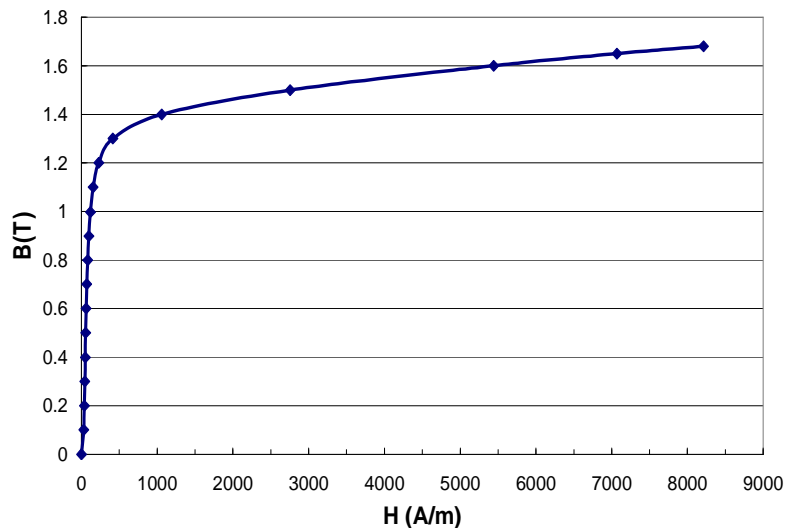


Fig. 2. 8 - Courbe $B(H)$ de la nuance M270-35A.

En outre, aucune conductivité pour ce matériau n'est introduite, afin de ne pas créer de courants induits supplémentaires qui fausseraient l'estimation des pertes fer calculées en post processeur à l'aide du modèle LS.

Pour les aimants $\text{Sm}_2\text{Co}_{17}$, les résistivités et les caractéristiques magnétiques sont ajoutées. Néanmoins, dans ce type de simulation 2D, le courant total sortant de la surface des aimants n'est pas assuré d'être nul. C'est pourquoi, dans la pratique il est adjoint aux aimants un couplage circuit. L'aimant est alors assimilé à un conducteur massif auquel est associé une source de courant nul (cf. Fig. 2. 7). Ce problème sera approfondi par la suite (§2.5), lors d'une modélisation plus précise des pertes par courants induits dans les aimants.

Enfin, en ce qui concerne les dégradations éventuelles des propriétés des aimants avec l'augmentation de la température, celles-ci sont négligées. En effet, les aimants $\text{Sm}_2\text{Co}_{17}$ sont de tous les aimants à base de terres rares ceux qui ont leurs propriétés magnétiques les moins affectées par une hausse de la température (§2.5).

Le rotor massif en acier XC38, quant à lui est défini de façon similaire aux matériaux vus précédemment. Sa courbe $B(H)$ ainsi que sa résistivité sont implantées, et un couplage circuit avec une source de courant nul, comme pour les aimants, est ajouté.

Enfin, pour réaliser une estimation correcte des pertes fer, il est nécessaire d'imposer un nombre de pas de temps suffisant pour prendre en compte l'ensemble des

phénomènes fréquentiels. T. Chevalier [CHE 99] a évalué que pour une gestion optimale des simulations dynamiques, entre le temps de résolution et la précision sur les harmoniques, un compromis peut être fait sur le choix de la discrétisation temporelle. 10 points de calcul par période de la fréquence la plus élevée sont jugés suffisants. Ainsi comme le rotor comporte 18 aimants par paire de pôle, l'harmonique 900 Hz est présente dans la machine. Dès lors, il nous a semblé raisonnable de choisir 300 pas de calcul par période du fondamental 50 Hz. En outre, la simulation pas à pas dans le temps débute par une simulation statique de la machine, ce qui nous évite les transitoires numériques d'établissement du flux du fait de la présence des aimants. Les résultats sont finalement exploités sur la 9^{ème} période de simulation. Le calcul d'une telle simulation sur Pentium III prend environ une dizaine d'heures.

2.4.1.2. Bilan de la simulation à vide et de l'estimation des pertes fer ancien / nouveau modèle LS

La simulation éléments finis de la machine est donc effectuée de manière à approcher les conditions expérimentales d'essai à vide. Les pertes fer obtenues à l'aide des différentes versions du modèle LS de la nuance M270-35A sont toutes deux de 55 W, et un total de 78 W de pertes d'origine magnétique est comptabilisé si nous ajoutons les pertes par courants induits dans les aimants et le rotor massif (cf. Tableau 2.5). Comme pressenties (§2.2), les estimations des pertes fer entre les deux versions du modèles LS sont identiques.

		Ancien modèle LS	Nouveau modèle LS
Pertes fer (W)	Stator	55	55
	rotor	1	1
Pertes aimants (W)		22	22
Pertes magnétiques totales (W)		78	78

Tableau 2.5 - Comparaison des pertes fer à vide ancien / nouveau modèle LS.

Dans la suite, nous détaillons la contribution des différentes sources de pertes aux pertes magnétiques totales obtenues lors de la simulation.

Les pertes fer instantanées de la machine (cf. Fig. 2. 9) sont données par le module LS de la nuance M270-35A implanté dans Flux2D (Ancien modèle LS). Des ondulations harmoniques de fréquence 900 Hz sont visibles sur cette courbe. Elles sont dues aux variations d'induction créées par le mouvement des aimants devant les dents et encoches du stator.

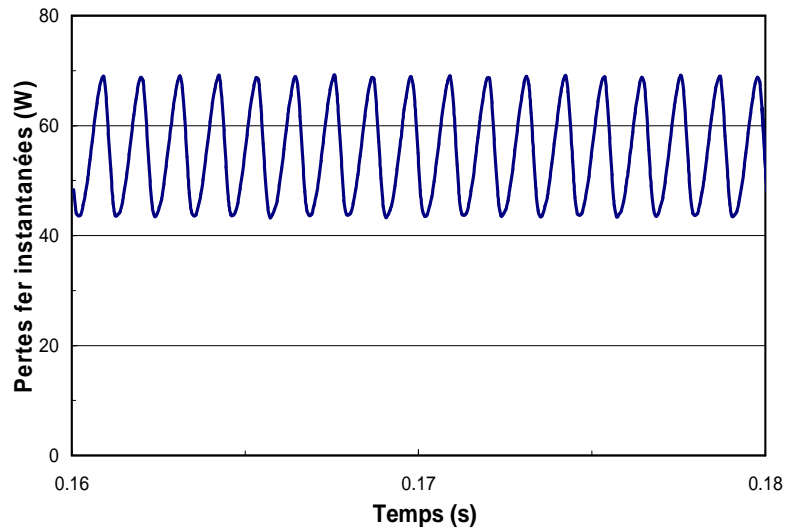


Fig. 2. 9 - Pertes fer instantanées au stator sur une période du 50 Hz à vide.

En outre, il est possible d'obtenir (§1.4.1.2), le dégradé de la densité de pertes fer du stator feuilleté (cf. Fig. 2. 10). Celles-ci sont maximales au niveau des pieds de dents du stator, où le flux tourne pour se reboucler dans la culasse. Cette cartographie nous permet ainsi d'avoir une image des points chauds de la machine.

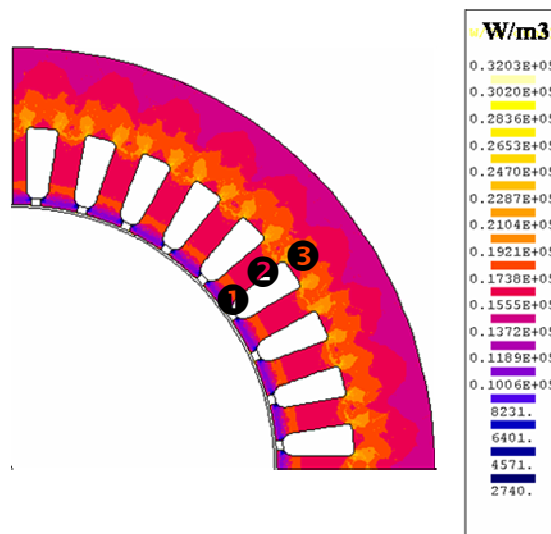


Fig. 2. 10 - Dégradé de la densité de pertes fer au stator calculé à l'aide du modèle LS de la nuance M270-35A.

Il est également possible d'obtenir pour n'importe quel point considéré, comme par exemple aux points ❶, ❷, et ❸ de la Fig. 2. 10, le cycle d'hystérésis local ainsi que la projection de l'induction magnétique sur les axes x, y (cf. Fig. 2. 11, Fig. 2. 12 et Fig. 2. 13). Les cycles B(H) correspondent aux courbes $B_{//}(H_{//})$ (§1.4.1).

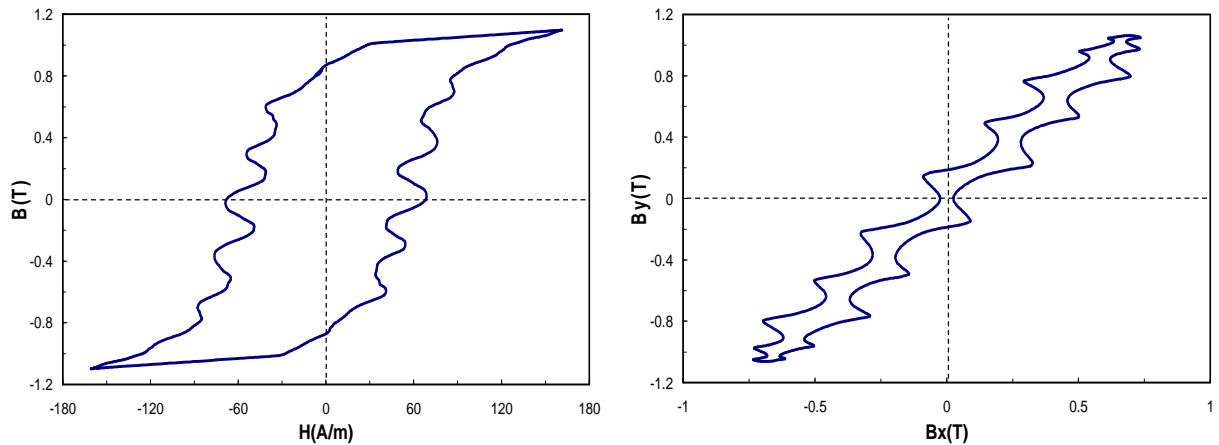


Fig. 2.11 - Cycles $B(H)$ et $B_y(B_x)$ sur l'isthme d'une dent (point ①).

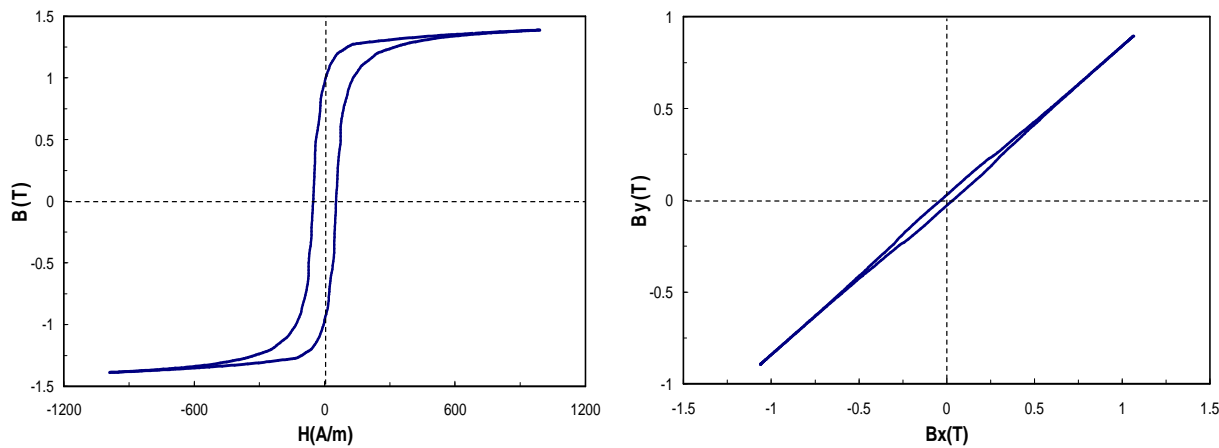


Fig. 2.12 - Cycles $B(H)$ et $B_y(B_x)$ au milieu d'une dent (point ②).

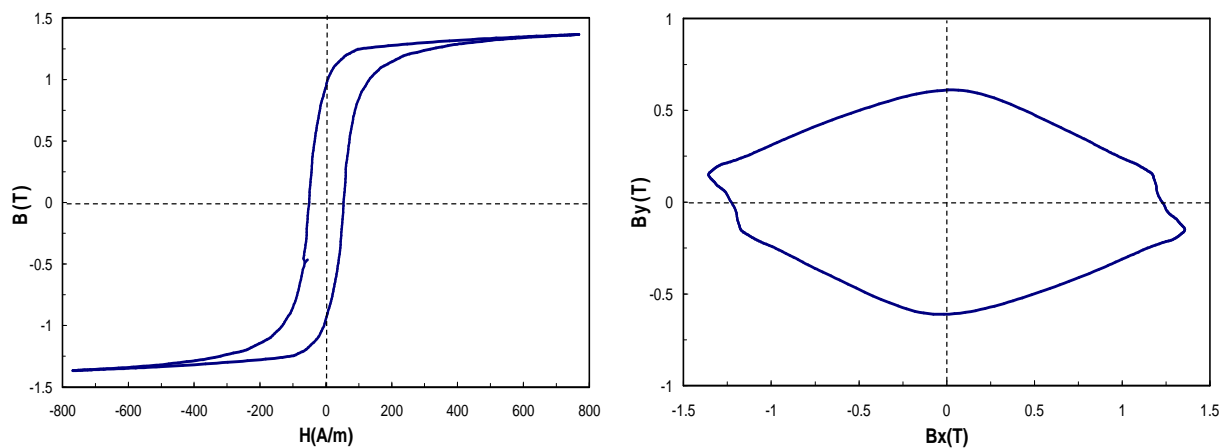


Fig. 2.13 - Cycles $B(H)$ et $B_y(B_x)$ au niveau du pied d'une dent (point ③).

Les cycles $B_y(B_x)$ nous apportent une information supplémentaire sur le comportement de l'induction dans le circuit magnétique. Ils mettent clairement en évidence le phénomène de rotation de l'induction. C'est le cas de la Fig. 2.13, pour le

point ③, zone où le flux quitte la dent et tourne pour être ensuite canalisé dans la culasse. Au centre de la dent (cf. Fig. 2. 12), point ②, l'induction reste colinéaire à celle-ci. Enfin, il est intéressant d'observer sur la Fig. 2. 11, point ①, les ondulations harmoniques liées aux variations d'induction du fait du défilement des aimants au rotor.

Les pertes magnétiques instantanées par courants induits sur l'ensemble du rotor massif du moteur (cf. Fig. 2. 14) sont estimées quant à elles à 1 W, et sont donc négligeables. Là aussi, des ondulations harmoniques sont visibles, mais cette fois-ci, ce sont les dents et encoches du stator qui provoquent ces oscillations.

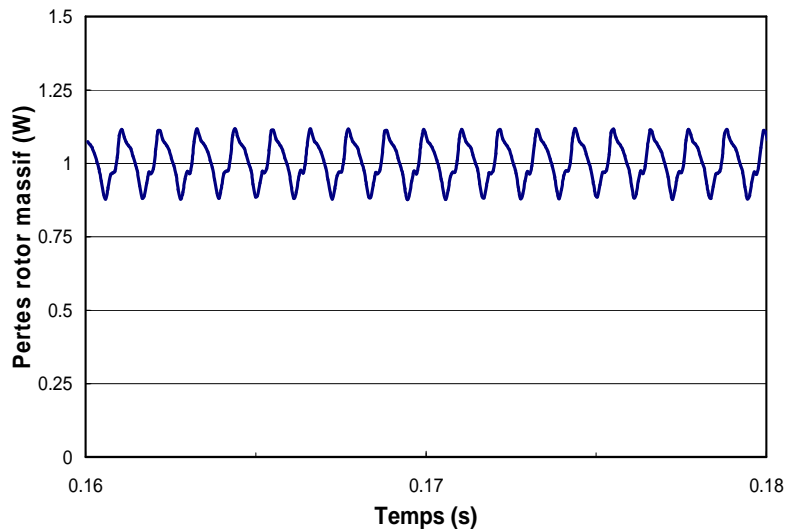


Fig. 2. 14 - Pertes magnétiques instantanées dans le rotor massif sur une période du 50 Hz à vide.

Les pertes magnétiques instantanées par courants induits dans les aimants (cf. Fig. 2. 15) sont estimées à 22W.

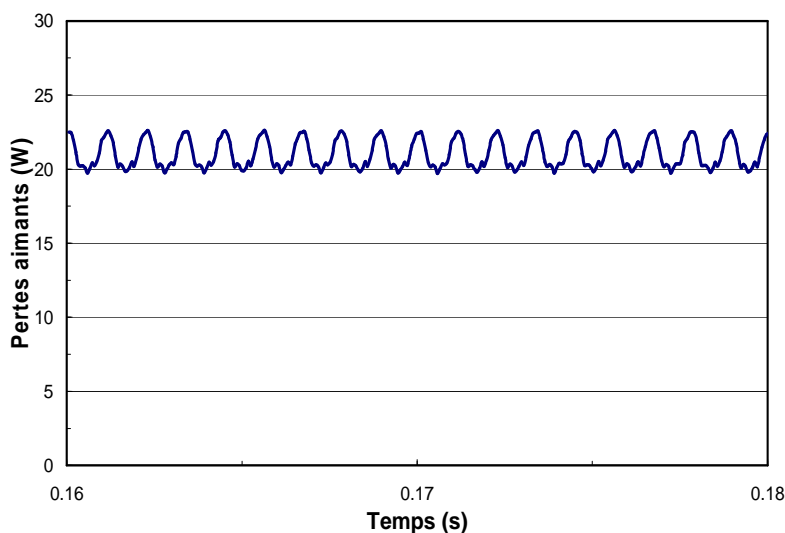


Fig. 2. 15 - Pertes magnétiques instantanées dans les aimants sur une période du 50 Hz à vide.

2.4.2 Simulation de la machine en charge

Les simulations en charge de notre machine ne diffèrent de celles à vide que par l'ajout d'un couplage circuit composé de sources de courant (cf. Fig. 2. 16). Une résistance de l'ordre du Méga Ohm est placée en parallèle afin d'assurer numériquement l'annulation du courant homopolaire. Les propriétés des matériaux introduites restent les mêmes que pour la simulation à vide (§2.4.1).

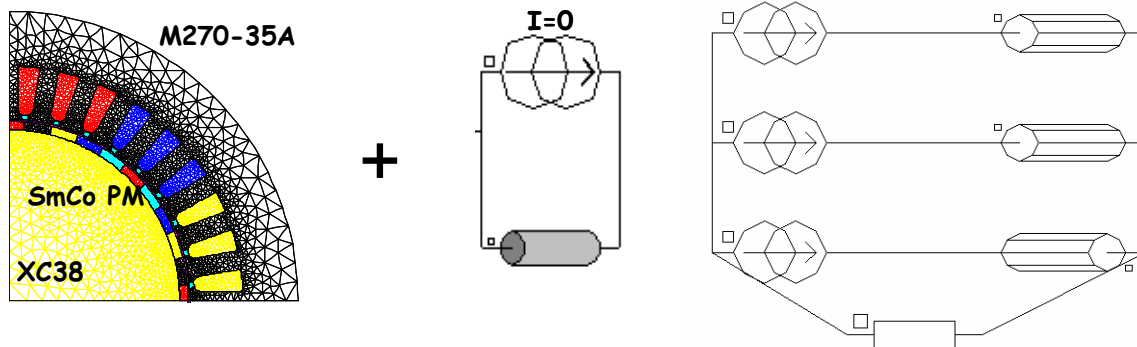


Fig. 2. 16 - Description du moteur maillé et du couplage circuit associé en charge.

Pour modéliser, le plus précisément possible, les points de fonctionnement en charge de notre machine, il est indispensable de disposer de l'angle de déphasage entre le champ rotorique créé par les aimants et le champ statorique fourni par les courants. Ceci est assuré, comme nous l'avons déjà vu (§2.3.2.1), par le codeur lors des essais. Cet angle est reporté en simulation comme décalage géométrique du rotor par rapport au stator. De plus, la forme d'onde des courants injectée par les générateurs de courant est sinusoïdale conformément aux mesures (cf. Fig. 2. 17).

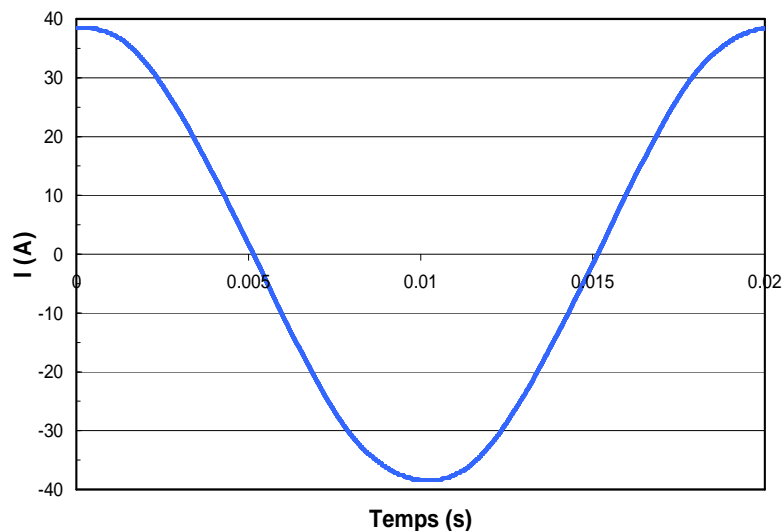


Fig. 2. 17 - Forme d'onde du courant relevé.

2.4.2.1. Essai défluxé

Une étude de sensibilité a été menée pour évaluer l'influence des paramètres de modélisation, niveau de courant (± 1 A) et angle interne ($\pm 1^\circ$). Il en est ressorti qu'une petite variation de ces grandeurs n'influencait que très peu l'estimation des pertes magnétiques, de l'ordre d'un Watt seulement. C'est pourquoi, nous avons choisi d'utiliser les paramètres de l'essai 1 (cf. Tableau 2.3) pour effectuer la simulation de ce point de fonctionnement.

		Ancien modèle LS	Nouveau modèle LS
Pertes fer (W)	Stator	45	45
	rotor	2	2
Pertes aimants (W)		28	28
Pertes magnétiques totales (W)		75	75

Tableau 2.6 - Détails de l'évaluation des pertes magnétiques du moteur en régime défluxé.

Les pertes fer instantanées de la machine pour le fonctionnement défluxé sont estimées à 45 W (cf. Tableau 2.6). Encore une fois, aucune différence n'est relevée entre les deux versions du modèle LS. Les ondulations harmoniques de fréquence 900 Hz sont toujours présentes (cf. Fig. 2. 18), mais leurs amplitudes sont moins importantes que celles du cas non chargé (cf. Fig. 2. 9). La contribution des courants au flux dans la machine dans cette configuration de fonctionnement a un effet d'opposition dit de « défluxage ». Nous remarquons ainsi que l'induction dans la machine est moins importante ; voir la cartographie de la Fig. 2. 19 ainsi que les cycles d'hystérésis locaux Fig. 2. 20, Fig. 2. 21 et Fig. 2. 22. Ceci explique aussi la diminution des pertes fer par rapport au cas de fonctionnement à vide.

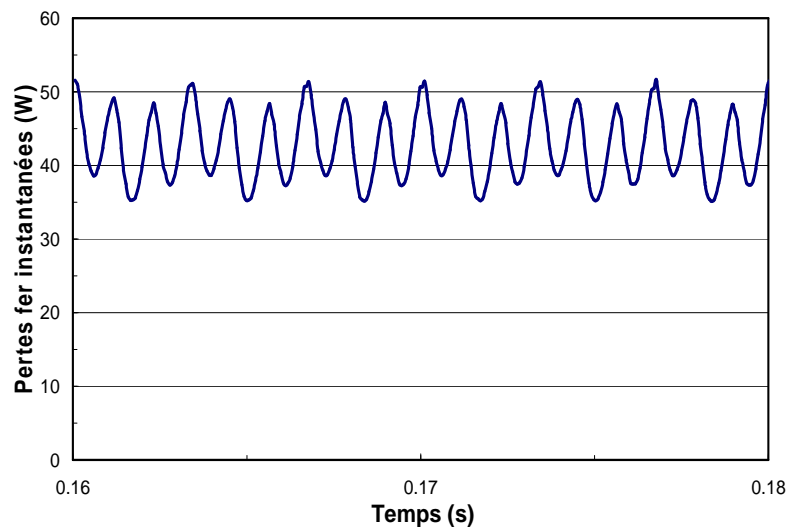


Fig. 2. 18 - Pertes fer instantanées simulées au stator sur une période du 50 Hz en régime défluxé.

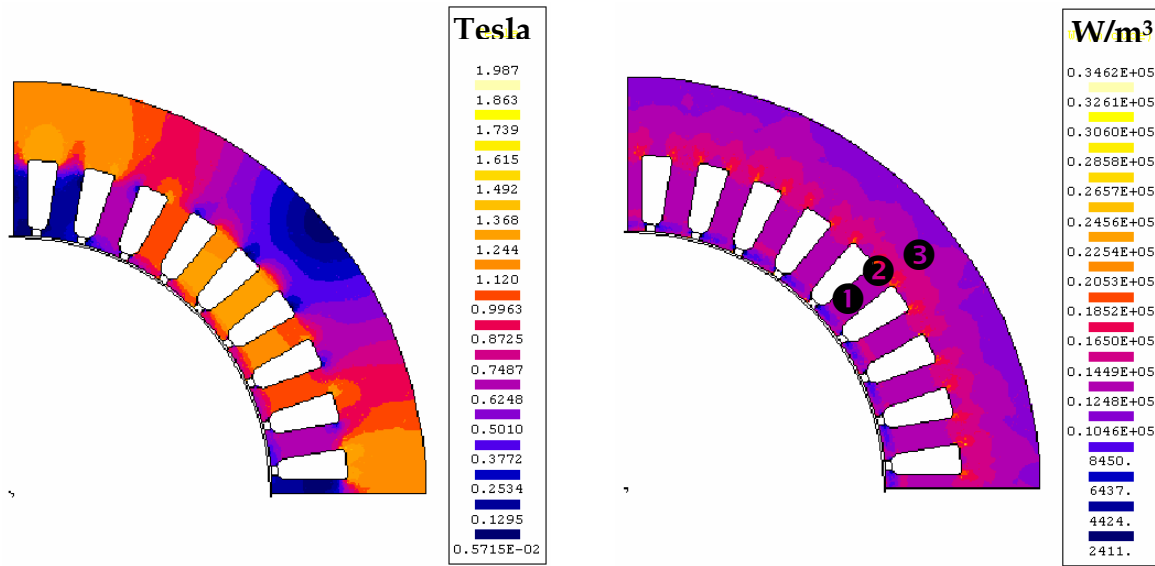


Fig. 2. 19 - Cartographie de l'induction et de la densité de pertes fer de la machine en régime défluxé.

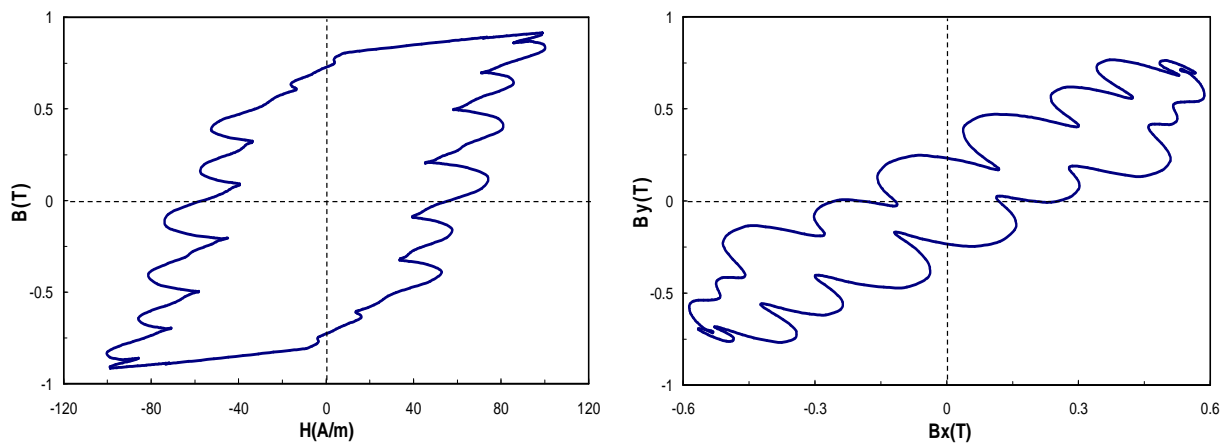


Fig. 2. 20 - Cycles $B(H)$ et $By(Bx)$ sur l'isthme d'une dent (point ①).

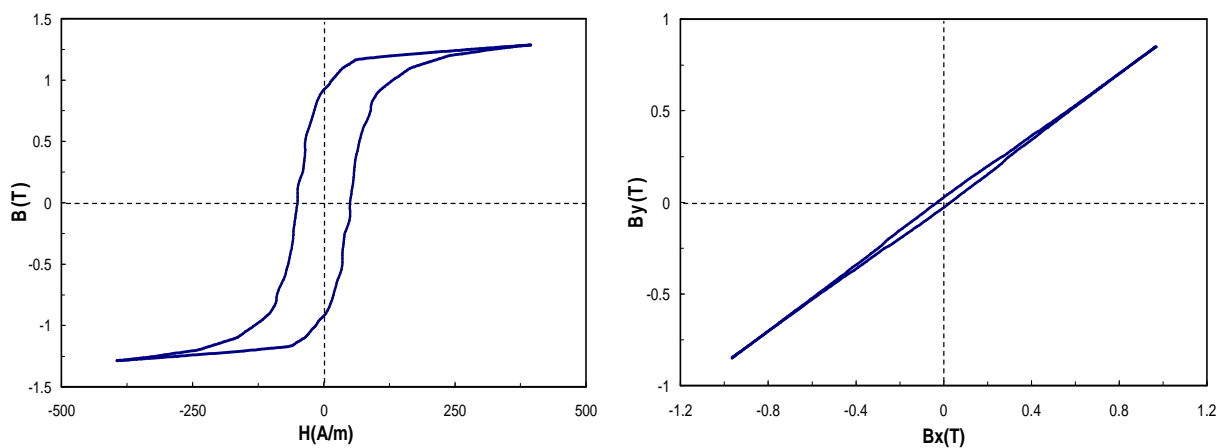


Fig. 2. 21 - Cycles $B(H)$ et $By(Bx)$ au milieu d'une dent (point ②).

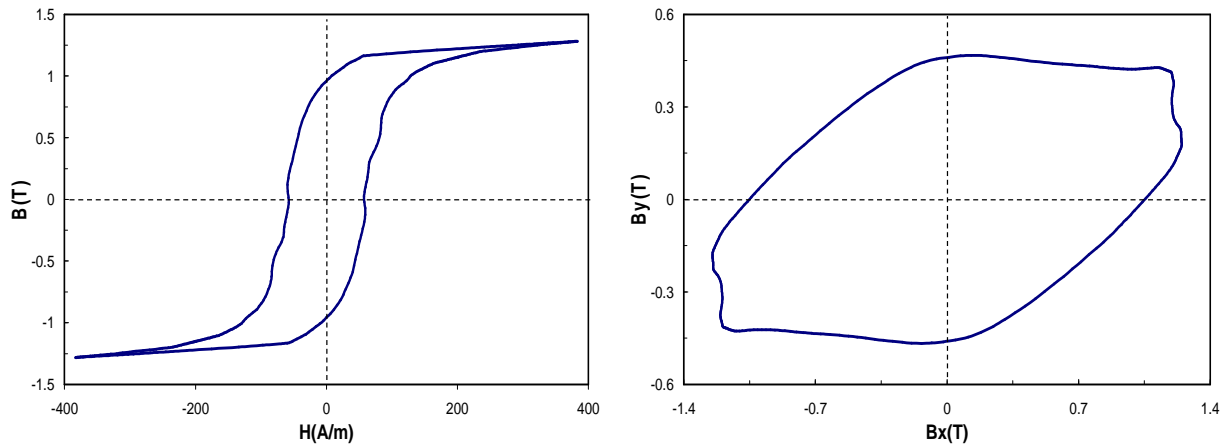


Fig. 2. 22 - Cycles $B(H)$ et $B_y(B_x)$ au niveau du pied d'une dent (point ③).

2.4.2.2. Essai fluxé

De la même façon que pour l'essai défluxé, l'évaluation des pertes magnétiques n'est pas affectée par une infime variation de l'angle interne ou du niveau de courant. Nous avons donc choisi d'utiliser les paramètres de l'essai 1 (cf. Tableau 2.4) pour effectuer la simulation de ce point de fonctionnement.

		Ancien modèle LS	Nouveau modèle LS
Pertes fer (W)	Stator	75	75
	rotor	3	3
Pertes aimants (W)		36	36
Pertes magnétiques totales (W)		114	114

Tableau 2.7 - Détails de l'évaluation des pertes magnétiques du moteur en régime fluxé.

Les pertes fer instantanées de la machine pour ce point de fonctionnement fluxé sont évaluées à 75 W (cf. Tableau 2.7), pour les deux versions du modèle LS. Pour ce cas (cf. Fig. 2. 23), les ondulations des harmoniques de fréquence 900 Hz sont beaucoup plus marquées que pour les cas précédents (cf. Fig. 2. 9 et Fig. 2. 18). Le courant contribue à une augmentation notable du niveau de flux, dit de « fluxage », dans la machine et donc des pertes fer. Ceci est confirmé par les dégradés d'induction et de densité de pertes fer de la Fig. 2. 24, ainsi que par les cycles d'hystérésis locaux représentés sur les Fig. 2. 25, Fig. 2. 26 et Fig. 2. 27.

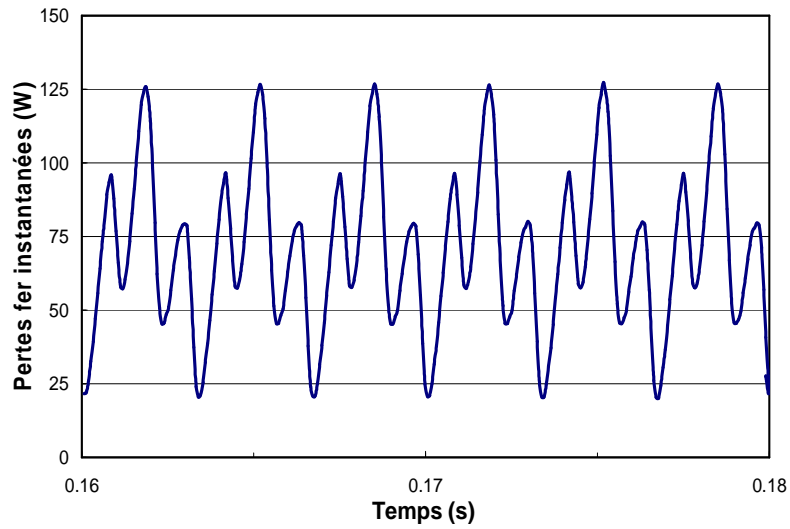


Fig. 2. 23 - Pertes fer instantanées au stator sur une période du 50 Hz en régime fluxé.

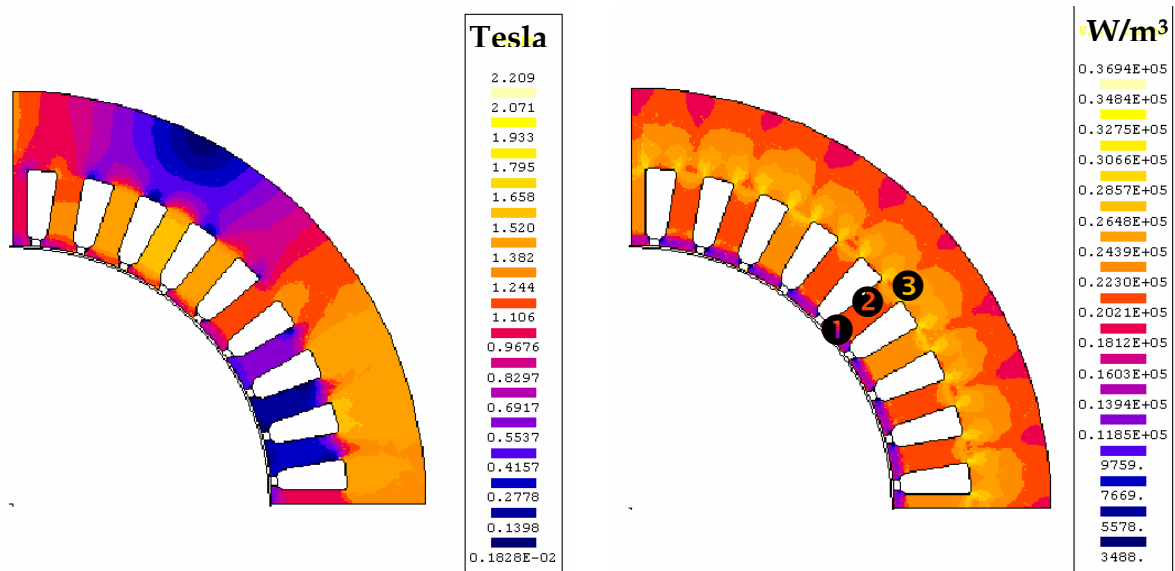


Fig. 2. 24 - Cartographie de l'induction et de la densité de pertes fer de la machine en régime fluxé.

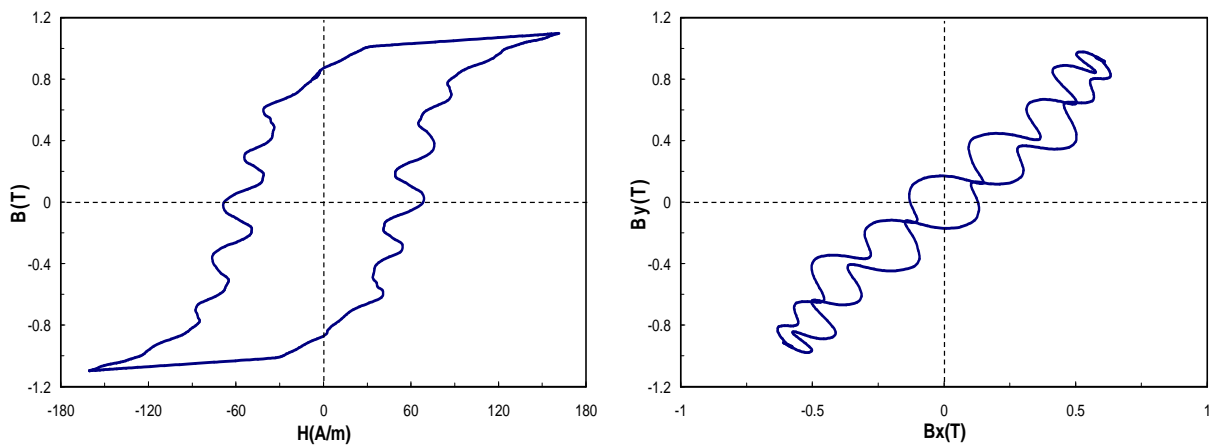


Fig. 2. 25 - Cycles $B(H)$ et $B_y(B_x)$ sur l'isthme d'une dent (point 1).

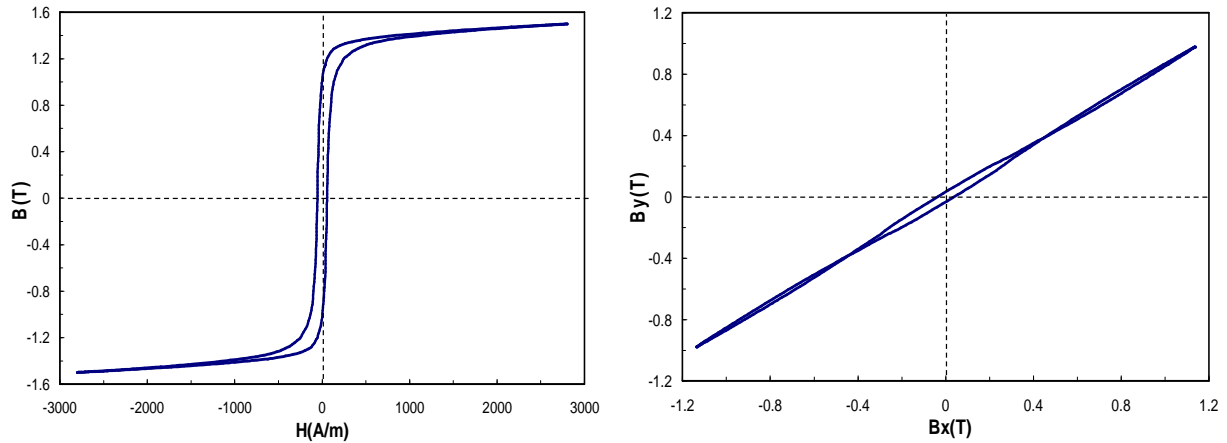


Fig. 2. 26 - Cycles $B(H)$ et $B_y(B_x)$ au milieu d'une dent (point \odot).

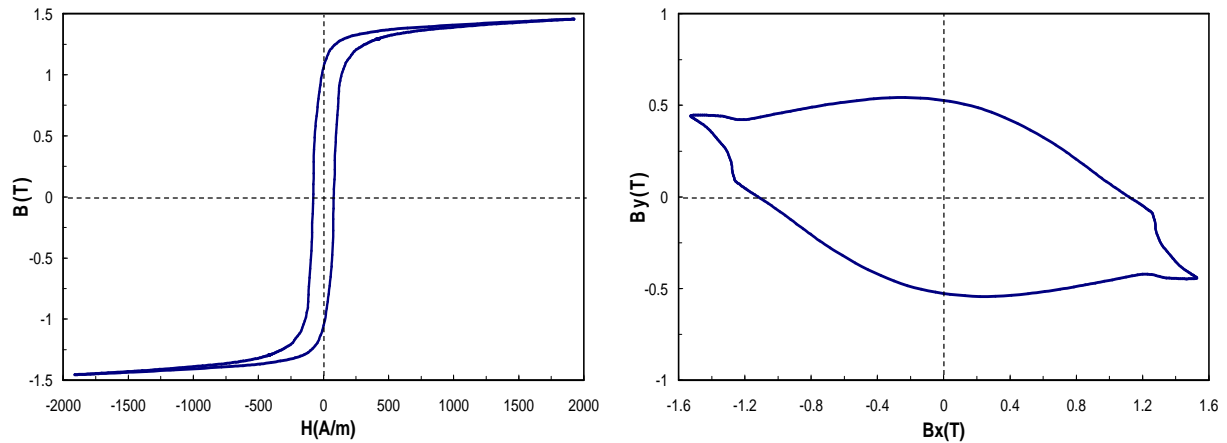


Fig. 2. 27 - Cycles $B(H)$ et $B_y(B_x)$ au niveau du pied d'une dent (point \ominus).

2.4.3 Commentaires sur l'estimation des pertes par courants induits dans les aimants

Néanmoins, les valeurs de pertes par courants induits dans les aimants sont surévaluées, car les aimants en réalité sont segmentés dans le sens de la longueur (§2.1) ; caractéristique qui ne peut être prise en compte dans une simulation 2D. Cette problématique va donc faire l'objet du paragraphe suivant, où nous allons mettre en place une méthodologie pour approcher la réalité physique des phénomènes ayant lieu dans les aimants d'une machine synchrone comme la notre.

2.5 Modélisation des pertes par courants induits dans un aimant

Depuis déjà plusieurs années, des moteurs à forte puissance massique de type synchrone à aimants permanents ont été développés. Ces aimants permanents à base de terres rares ont en effet une valeur énergétique $(BH)_{\max}$ par unité de volume

importante qui autorise la réalisation de machines à haut rendement et à forte puissance massique. Deux types d'aimants permanents terres rares Samarium et Néodyme sont principalement utilisés. Un résumé de leurs propriétés magnétiques et électriques est donné dans le Tableau 2.8.

Type d'aimant	J_r (T)	H_{CJ} (kA/m)	$(BH)_{max}$ (kJ/m ³)	Température max d'utilisation (°C)	Résistivité ($\Omega \cdot m$)
Sm Co ₅	0.95	1800	180	250	0.5×10^{-6}
Sm ₂ Co ₁₇	1.07	1200	225	350	0.9×10^{-6}
Nd ₂ Fe ₁₄ B	1.3	1100	320	150-180	1.6×10^{-6}

Tableau 2.8 - Caractéristiques à température ambiante des principaux aimants à base de terres rares commercialisés (d'après les catalogues des fabricants) [BRI 97], [SCH 95].

Néanmoins comme il est mentionné, ces aimants permanents à base de terres rares présentent une conductivité non négligeable. Dès lors qu'ils sont sujets à une variation d'induction, des courants induits se développent. Ces pertes par courants induits produisent alors un échauffement local qui peut désaimanter partiellement l'aimant, car leurs caractéristiques magnétiques sont sensibles aux hausses de températures. En outre, à terme, ces courants induits ont pour effet de modifier l'état magnétique de la machine, et de réduire l'induction disponible dans l'entrefer, affectant ainsi les performances du dispositif. C'est pourquoi, nous présenterons au cours des paragraphes suivants, une démarche basée sur des simulations éléments finis 2D et 3D permettant d'estimer avec précision de telles pertes par courants induits dans les aimants permanents.

2.5.1 Modélisation des courants induits dans un aimant

Dans les machines électriques, le calcul des courants induits au niveau des aimants est un problème délicat et très peu étudié, car souvent négligé. Toutefois, des études réalisées soit à partir de simulations éléments finis 3D [CLE 00] soit par des calculs analytiques simplifiés [POL 97] sur des machines synchrones à aimants, ont montré que ce phénomène n'était plus négligeable dans des applications moteurs haute vitesse. Dans certains cas, les puissances dissipées dans les aimants ont été évaluées à quelques dizaines de Watts et deviennent donc importantes.

2.5.1.1. Modélisation des courants induits dans une structure à aimants

Lors de la conception d'un dispositif, il est souvent préféré la méthode des éléments finis 2D à celle en 3D. En effet, celle-ci est plus rapide à mettre en œuvre, moins coûteuse en temps de calcul et en espace mémoire. Néanmoins, pour modéliser précisément un dispositif, il se trouve que dans certains cas la méthode des éléments finis 2D atteint ses limites. C'est le cas pour le phénomène de courants induits dans des aimants massifs. En effet, lors de simulations 2D, la troisième dimension 0Z perpendiculaire au plan géométrique (0XY) est considérée comme infinie, ce qui occasionne des erreurs sur des grandeurs contraintes géométriquement. C'est pourquoi, pour prendre en compte ces effets géométriques finis, un calcul éléments

finis 3D de ces grandeurs est obligatoire. Une simulation tridimensionnelle de notre machine est donc nécessaire pour la prise en compte de l'épanouissement des courants induits dans un aimant [LIU 02].

Toutefois, comme la simulation éléments finis 3D dynamique de l'ensemble des structures à aimants, et en particulier de notre machine, ne peut être envisagée, une étude basée sur des calculs éléments finis 2D et 3D d'une géométrie simplifiée est réalisée. Le but de cette approche est d'évaluer l'impact de la troisième dimension sur le phénomène de courants induits dans un aimant en donnant un ratio $R_{2D/3D}$ entre les pertes calculées en 2D et en 3D. Ainsi, pour un dispositif à aimants permanents, à partir d'une simulation éléments finis 2D, les pertes 3D dissipées peuvent être obtenues en appliquant ce ratio correctif aux pertes 2D calculées. Cette approche simplifie grandement l'évaluation des pertes, et peut être effectuée pour plusieurs vitesses v et longueurs d d'aimant pour obtenir une surface $R_{2D/3D}(v, d)$. La cartographie de ce coefficient correctif est alors très utile pour la prédiction des puissances dissipées dans un aimant ainsi que pour le choix de sa géométrie, durant la phase de conception d'une machine électrique.

2.5.1.2. Vers une estimation des pertes dans un aimant

Nous allons décrire dans ce paragraphe le cas d'étude éléments finis qui a été mis en œuvre pour une description réaliste du phénomène de courants induits dans un aimant.

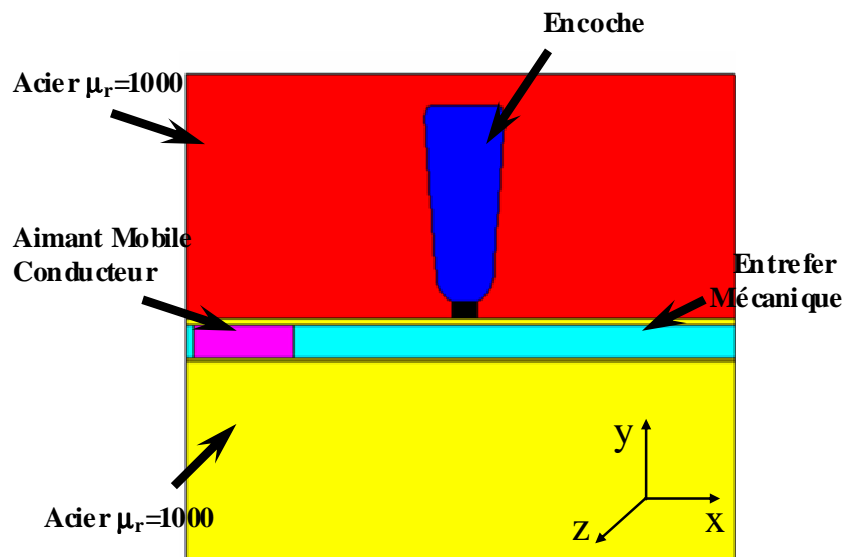


Fig. 2. 28 - Représentation géométrique de l'étude.

La géométrie simplifiée choisie pour cette étude est celle de la Fig. 2. 28. Un aimant conducteur de conductivité σ et d'induction rémanente B_r se déplace à une vitesse v uniforme entre deux culasses magnétiques chargées de canaliser le flux. Les conditions aux limites sont telles, que seul l'aimant crée un flux magnétique. Une encoche est positionnée au niveau de la pièce magnétique supérieure créant ainsi une irrégularité géométrique, et donc une inhomogénéité des champs magnétiques dans

son environnement proche (cf. Fig. 2. 29 et Fig. 2. 30). L'aimant en bougeant subit une variation d'induction et un courant est induit dans celui-ci.

Les calculs sont menés pour différentes longueurs d'aimant variant de 1 à 20 mm, et pour différentes vitesses de passage devant l'encoche, de 1.16 m/s à 116 m/s ; vitesses usuelles rencontrées dans les dispositifs électromagnétiques, notamment pour les moteurs électriques à aimants. L'aimant utilisé pour cette étude est de type $\text{Sm}_2\text{Co}_{17}$ de conductivité $\sigma=1.1 \times 10^6 \text{ (}\Omega \cdot \text{m)}^{-1}$ et d'induction rémanente $B_r=1.07 \text{ T}$. La largeur de celui-ci suivant OX est de 10 mm et son épaisseur selon OY de 3 mm. Les deux pièces magnétiques entre lesquelles il glisse sont considérées idéales (perméabilité linéaire $\mu_r = 1000$).

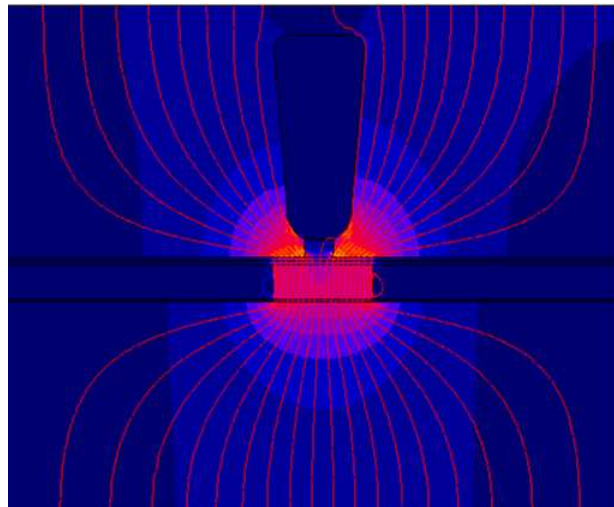


Fig. 2. 29 - Dégradé d'induction et équiflux.

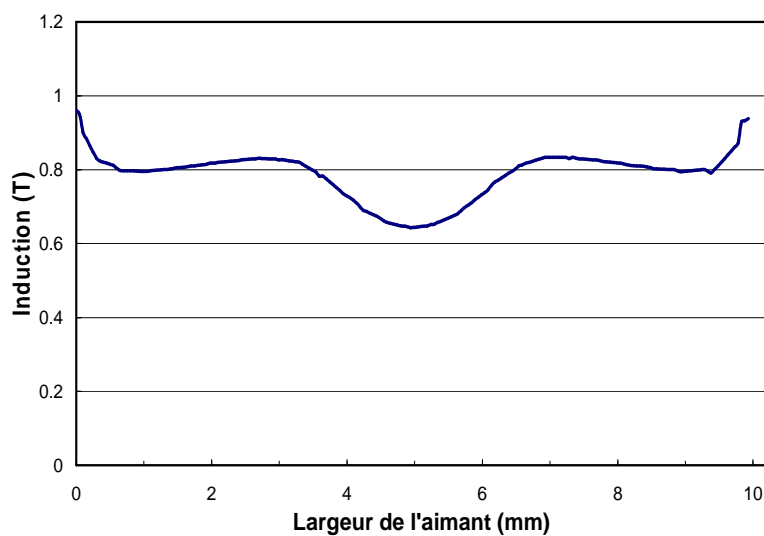


Fig. 2. 30 - Variation de l'induction le long de l'aimant due à la présence de l'encoche (encoche centrée sur l'aimant). Valeur relevée à 0.1 mm de la surface supérieure de l'aimant.

Simulation éléments finis 2D

La modélisation est réalisée avec le logiciel Flux2D. Le problème est résolu en utilisant la formulation magnéto-transitoire, dérivée sur chacun des nœuds en régime dynamique. Pour les culasses magnétiques et l'entrefer mécanique la formulation est donnée par l'équation (2.4),

$$\nabla \times \left[\left(\frac{1}{\mu} \nabla \right) \times A \right] = 0 \quad (2.4)$$

et pour l'aimant conducteur par l'équation (2.5) avec ν sa réductivité.

$$\nabla \times \left[(\nu \nabla) \times A \right] + \sigma \left(\frac{\partial A}{\partial t} + \nabla \cdot V \right) = \nabla \times (\nu B_r) \quad (2.5)$$

Les conditions aux limites sont telles que l'induction est canalisée dans les culasses. Le problème est résolu en pas à pas dans le temps, en deux dimensions, et prend en compte les courants induits dans l'aimant suivant l'axe OZ ($J_x=0, J_y=0, J_z \neq 0$). Néanmoins, le courant total sortant de la surface de l'aimant n'est pas assuré d'être nul dans ce type de simulation, comme déjà mentionné (§2.4.1.1). C'est pourquoi, aux deux équations précédentes (2.4) et (2.5) est adjointe une troisième équation (2.6) chargée de remplir cette condition.

$$i = \iint_{PM} \sigma \left(\frac{\partial A}{\partial t} + \nabla \cdot V \right) = 0 \quad (2.6)$$

Pratiquement, ceci est réalisé en utilisant un couplage circuit. L'aimant est assimilé à un conducteur massif au quel est associé une source de courant nul.

La variation de l'induction due à la présence de l'encoche peut être appréciée sur les Fig. 2. 29 et Fig. 2. 30. La densité de courant induite dans l'aimant lors de son déplacement, ainsi que les pertes en découplant sont représentées respectivement sur les Fig. 2. 31 et Fig. 2. 32.

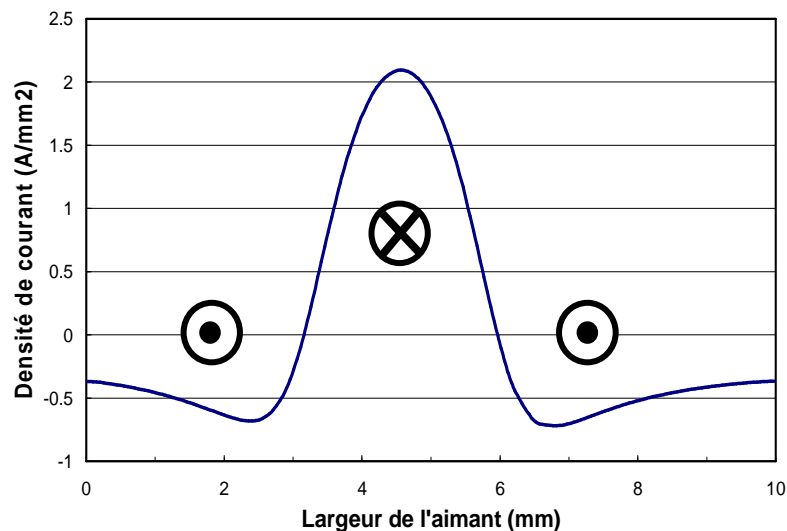


Fig. 2. 31 - Densité de courant J_z induit le long de l'aimant (encoche centrée sur l'aimant). Valeur relevée à 0.1 mm de la surface supérieure de l'aimant.

La Fig. 2. 32 montre les pertes instantanées dissipées dans l'aimant dans le cas d'un aimant 10 mm x 3 mm x 10 mm et ayant une vitesse de 11.6 m/s ; vitesse des aimants à 1500 tr/min de notre machine. Les pertes 2D dissipées dans cet aimant sont estimées à 32.7 mW.

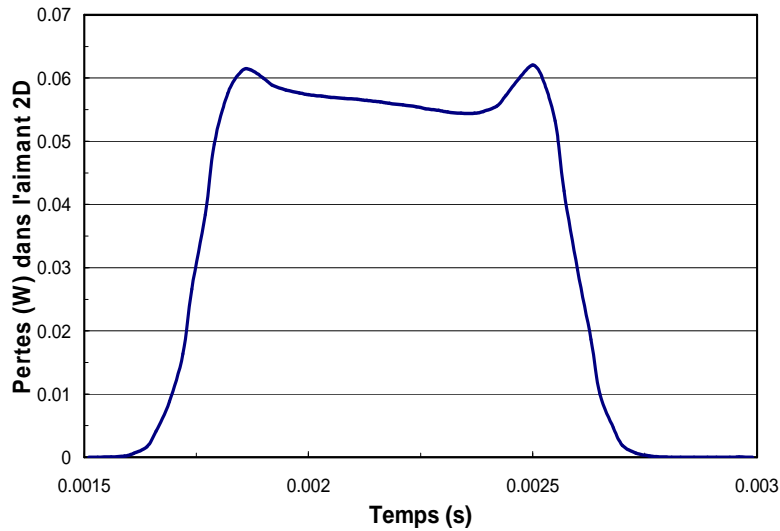


Fig. 2. 32 - Evolution des pertes par courants induits dissipées dans un aimant pour la simulation 2D.

Simulation éléments finis 3D

La modélisation 3D est quant à elle effectuée grâce au code de calcul éléments finis Flux3D. Notre problème 3D est résolu en utilisant une formulation magnétique dynamique en potentiel scalaire $T\phi-\phi$ [BIR 93], [MEU 03].

Plus précisément, la formulation est donnée par l'équation (2.7) pour les culasses magnétiques et l'entrefer mécanique,

$$H = -\nabla \phi \quad (2.7)$$

et par les équations (2.8) et (2.9) pour l'aimant conducteur.

$$\begin{aligned} H &= T - \nabla \phi \\ J &= \nabla \times T \end{aligned} \quad (2.8) (2.9)$$

Les calculs 3D sont effectués en pas à pas dans le temps, et pour chaque déplacement de l'aimant dans l'entrefer mécanique, celui-ci est remaillé (cf. Fig. 2. 33) [GUE 04]. La simulation 3D introduit naturellement les effets fins géométriques suivant l'axe 0Z, et contraint donc les courants induits à s'épanouir dans l'aimant ($J_x \neq 0$, $J_y \neq 0$, $J_z \neq 0$). La distribution des courants induits est représentée dans la Fig. 2. 34. Ainsi, les courants forment bien des boucles dans l'aimant au passage de l'encoche, ce qui assure sa conservation $\nabla J = 0$ et annule le courant total traversant sa surface (dans le plan 0XY).

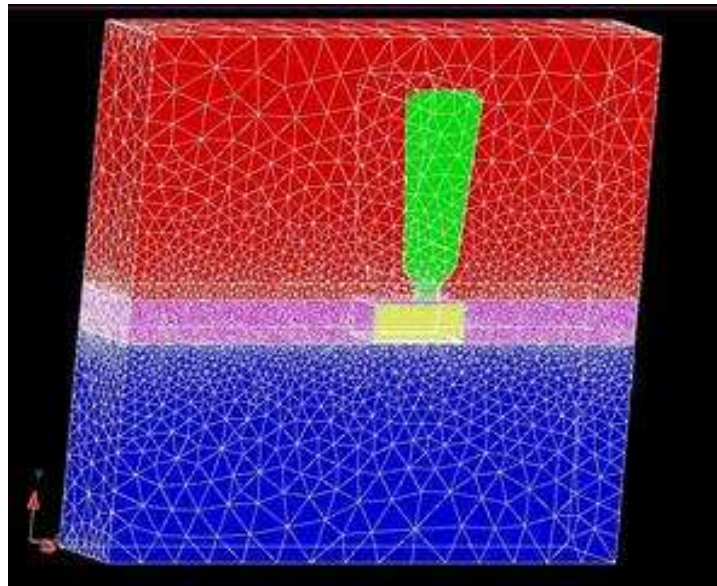


Fig. 2. 33 - Maillage 3D de la géométrie (140 000 nœuds).

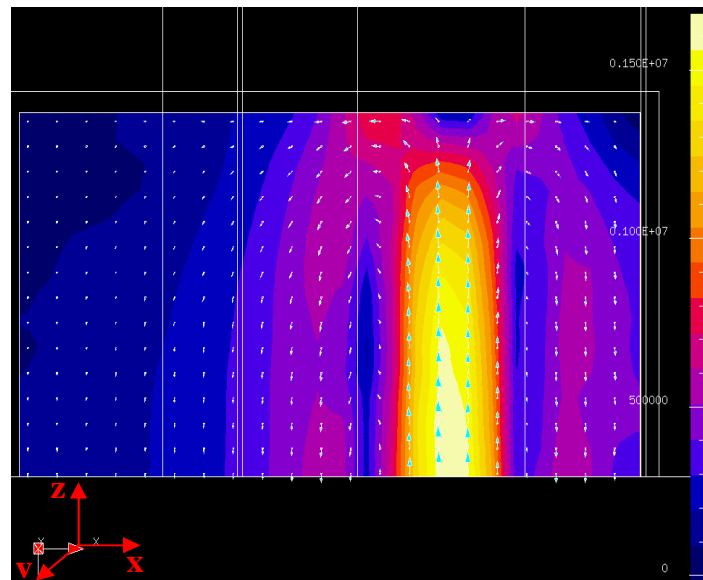


Fig. 2. 34 - Rebouclage des courants induits dans $\frac{1}{2}$ aimant en 3D (vue de dessus).

Comme dans le cas 2D, c'est à dire pour un aimant, 10 mm x 3 mm x 10 mm, se déplaçant à une vitesse de 11.6 m/s, la puissance dissipée (cf. Fig. 2. 35) lors de la course est évaluée en 3D à 16.2 mW. Ce qui fait environ la moitié de la valeur estimée par le calcul 2D, et démontre ainsi la pertinence de la prise en compte des effets 3D.

Les oscillations visibles sur la Fig. 2. 35, au niveau du plateau, sont dues au remaillage des éléments finis lors du mouvement de l'aimant. En outre, il est à noter que pour des vitesses de l'aimant différentes, la topologie de ces distributions de pertes magnétiques en 2D et 3D est identique, aux oscillations près.

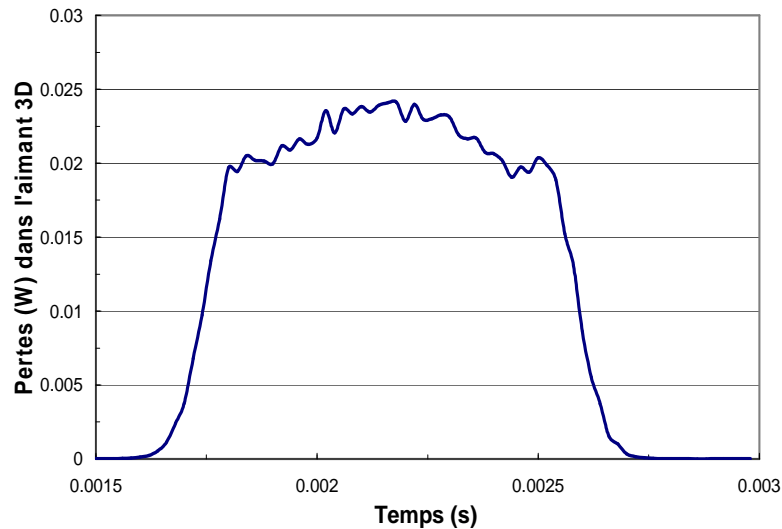


Fig. 2. 35 - Evolution des pertes par courants induits dissipées dans un aimant, pour la simulation 3D.

2.5.2 Pertes corrigées

A partir des résultats précédents, nous pouvons calculer le ratio de pertes $R_{2D/3D}$ des aimants utilisés dans notre machine pour la vitesse de fonctionnement de 1500 tr/min, et nous trouvons un rapport 2.

En définitive, en appliquant cette approche pour différentes vitesses et longueurs d'aimant (ici pour une vitesse v allant de 1.16 m/s à 116 m/s, et pour une longueur d variant de 1 mm à 20 mm), une surface de réponse du coefficient correcteur $R_{2D/3D}(v,d)$, rapport des pertes 2D et 3D, est établie (cf. Fig. 2. 36).

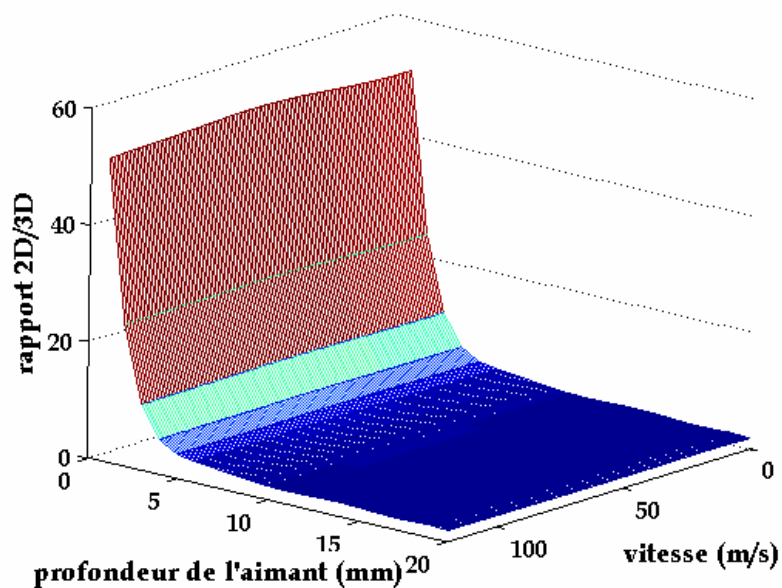


Fig. 2. 36 - Surface de réponse du coefficient correcteur $R_{2D/3D}(v,d)$.

Une expression analytique simple donnée par (2.10) de ce rapport par interpolation polynomiale peut être obtenue.

$$R_{2D/3D} = \sum_j \sum_i d^i \alpha_{ij} v^j \quad (2.10)$$

où d est la longueur de l'aimant et v sa vitesse ; α étant la matrice des coefficients.

En fait, il est intéressant de noter que ce rapport $R_{2D/3D}$ est indépendant de la vitesse de l'aimant (cf. Fig. 2. 36). En effet, les pertes en 2D comme en 3D évoluent toutes deux comme la vitesse au carrée v^2 . Ainsi, $R_{2D/3D}$ peut être simplifié selon l'expression (2.11).

$$R_{2D/3D} = \sum_i d^i \alpha_i \quad (2.11)$$

Au final, à partir d'un calcul 2D, les pertes magnétiques dissipées dans un aimant peuvent s'exprimer selon l'équation (2.12).

$$P = P_{2D} / R_{2D/3D} \quad (2.12)$$

2.5.3 Conclusion

Au cours de ces paragraphes, l'accent a été mis sur le problème des pertes magnétiques dans les aimants, pertes liées aux courants induits s'y développant. Il a été montré qu'il était erroné de vouloir quantifier ce phénomène par un simple calcul 2D. Ceci nous a conduit au développement d'une méthodologie originale, via des calculs 3D permettant de prendre en compte l'impact de l'épanouissement des courants sur les pertes. Cette démarche nous a finalement permis d'obtenir une surface de réponse $R_{2D/3D}$ correctrice des pertes 2D. Ainsi à l'aide de ce cette surface, un simple calcul en 2D permet d'estimer avec précision les pertes dans les aimants.

2.6 Confrontations des résultats essais / simulations corrigées

Cette dernière partie a pour objectif de dresser un bilan des résultats obtenus à vide et en charge au cours des paragraphes précédents. Des confrontations sont réalisées, et des éléments de réponse des écarts observés sont donnés.

2.6.1 Fonctionnement à vide

Le bilan entre les pertes mesurées et les pertes calculées à vide est effectué Tableau 2.9. L'écart relatif entre la mesure et la simulation corrigée est de 30%.

	Pertes fer (W)		Pertes aimants (W)		Pertes magnétiques Totales (W)
	Stator (LS)	Rotor	2D	2D/3D (corrigées)	
Pertes calculées (W)	55	1	22		78
				11	67
Pertes mesurées (W)	95				

Tableau 2.9 - Bilan des pertes magnétiques simulées et mesurées à vide.

2.6.2 Fonctionnement en charge défluxé

La comparaison entre les résultats de simulation et de mesure en fonctionnement en charge défluxé est faite Tableau 2.10.

	essai	simulation
Tension (V)	72.8	76.8
Courant (A)	27.6	27.6
Déphasage V-I (°)	7	9.54
Puissance absorbée (W)	5973	6270
Puissance utile (W)	5594	5993
Pertes Joule (W)	307	148
Pertes mécaniques (W)	19	0
Pertes magnétiques (W)	53	61

Tableau 2.10 - Bilan de puissance simulation/ essai défluxé.

	Pertes fer (W)		Pertes aimants (W)		Pertes magnétiques Totales (W)
	Stator (LS)	Rotor	2D	2D/3D (corrigées)	
Pertes calculées (W)	45	2	28		75
				14	61
Pertes mesurées (W)	53				

Tableau 2.11 - Bilan des pertes magnétiques simulées et mesurées en charge défluxé.

Nous ne retrouvons pas en simulation le niveau de tension des essais. Ceci est probablement dû au fait que nous n'avons pas pris en compte dans le couplage circuit, l'inductance des têtes de bobines. De plus, comme nous l'avons déjà précisé pour l'estimation des pertes dans les aimants, la méthode des éléments finis 2D ne tient pas compte des effets d'extrémités, inductance de fuite... ce qui peut expliquer les différences.

L'écart relatif des pertes magnétiques entre la mesure et la simulation (cf. Tableau 2.11) est de 15%. Toutefois, si la comparaison est effectuée entre les pertes simulées ; 61 W (cf. Tableau 2.11), et une moyenne des pertes fer mesurées ; 59 W (cf. Tableau 2.3), l'écart n'est plus que de 3%.

2.6.3 Fonctionnement en charge fluxé

La comparaison entre la simulation et la mesure en fonctionnement en charge fluxé est réalisée Tableau 2.12. Dans ce cas, les caractéristiques électriques simulées sont assez proches de celles des essais.

	essai	simulation
Tension (V)	90.9	90
Courant (A)	26.5	26.5
Déphasage V-I (°)	-34.1	-32.22
Puissance absorbée (W)	5991	6062
Puissance utile (W)	5600	5751
Pertes Joule (W)	282	137
Pertes mécaniques (W)	19	0
Pertes magnétiques (W)	90	96

Tableau 2.12 - Bilan de puissance simulation / essai fluxé.

	Pertes fer (W)		Pertes aimants (W)		Pertes magnétiques Totales (W)
	Stator (LS)	Rotor	2D	2D/3D (corrigées)	
Pertes calculées (W)	75	3	36		114
				18	96
Pertes mesurées (W)	90				

Tableau 2.13 - Bilan des pertes magnétiques simulées et mesurées en charge fluxé.

L'écart relatif des pertes magnétiques entre la mesure et la simulation (cf. Tableau 2.13) est ici de 7%. Toutefois, si la comparaison est réalisée entre les pertes simulées ;

96 W (cf. Tableau 2.13), et la moyenne des pertes fer mesurées ; 99 W (cf. Tableau 2.4), l'écart passe à 3%.

2.6.4 Commentaires sur les résultats

Les résultats des simulations montrent des formes d'ondes d'excitation du circuit magnétique relativement simples. De plus, il se dégage un certain ordre dans l'estimation des pertes fer, où $P_{\text{défluxé}} < P_{\text{vide}} < P_{\text{fluxé}}$. Cette hiérarchie n'a rien d'étonnant puisque les pertes dépendent des formes d'ondes (peu perturbées ici) et du niveau d'induction maximum atteint $B_{\text{défluxé}} < B_{\text{vide}} < B_{\text{fluxé}}$. Ces remarques nous permettent alors de penser que l'estimation des pertes par le modèle LS est a priori pertinente. Les écarts entre les mesures et les simulations sont tout à fait satisfaisants, puisqu'en moyenne ils ne dépassent pas 30% à vide et 3% en charge. En valeur absolue, les écarts maximum restent cependant très faibles, de l'ordre de 30 W à vide et 10 W en charge. Néanmoins, des commentaires peuvent être faits sur ces valeurs, compte tenu des conditions dans lesquelles les simulations et les essais ont été réalisés :

- L'anisotropie du circuit magnétique de la machine. Nous avons essayé de prendre en compte cet effet avec Flux2D, en donnant au matériau, dans une direction privilégiée, une meilleure caractéristique magnétique. Mais nous n'avons pas pu mener cette étude à son terme en raison de divergences dans le calcul éléments finis. Cependant, ceci a déjà été étudié pour une machine asynchrone [CHE 99]. Les effets obtenus n'étaient pas significatifs, mais le matériau utilisé était sensiblement isotrope.

- Les hypothèses simplificatrices utilisées pour réaliser la modélisation de la machine. Les simulations sont effectuées en 2D et ne prennent donc pas en compte les effets d'extrémité, flux de fuite...

- La précision des appareils de mesure peut être une source d'erreur. En effet, même si le plus grand soin est attaché aux relevés en charge (§2.3.2.2) et que nous utilisons des appareils de grande précision, nous cherchons à mesurer le pourcent de la puissance absorbée ($P_{\text{abs}} \approx 6000 \text{ W}$). Ce qui au regard des erreurs de précision des instruments nous donne une incertitude sur les mesures de l'ordre d'une vingtaine de Watts.

$$(\Delta P_{\text{Wattmètre}} = P_{\text{Wattmètre}} \times 0.2\%) + (\Delta_{\text{couplemètre}} = \Gamma \times 0.1\% + \Omega \times 0.1\%) \approx 20 \text{ W}$$

- Le déséquilibre de la répartition de puissance en charge entre les phases de la machine. En effet, lors des essais nous avons constaté que la différence de puissance transitant entre les 3 phases atteignait 150 W. Ceci peut s'expliquer par une anisotropie déjà évoquée ci-dessus de la machine.

- La mesure des pertes mécaniques très faibles qui reste délicate.

2.7 Conclusion

Au cours de cette étude, nous avons développé les différents points suivants :

- La mise au point d'un banc d'essai de la machine synchrone à aimants. Les mesures ont permis de dégager les différents problèmes associés à la détermination des pertes fer. En particulier, la détermination précise des pertes mécaniques d'une machine synchrone à aimants reste délicate. Un rotor équivalent sans aimants a notamment été réalisé à cet effet. De plus, la précision des appareils de mesure de puissance, wattmètre et couplemètre, ne nous épargne pas de commettre pour les essais en charge, à des niveaux de puissance importants, des erreurs sur la mesure des pertes fer.
- Une méthodologie de calcul des courants induits dans les aimants. Nous avons mis l'accent sur le problème des pertes magnétiques dans les aimants ; pertes liées aux courants induits s'y développant. Nous avons ainsi montré qu'il était erroné de vouloir quantifier ce phénomène par un simple calcul bidimensionnel. Ceci nous a alors amené à développer une méthodologie originale, via des calculs tridimensionnels, permettant de prendre en compte ces effets de façon rapide et précise. Dans notre cas, un rapport 2 entre les pertes simulées en 2D et en 3D a été trouvé.
- Une modélisation de la machine sous le logiciel éléments finis Flux2D et l'évaluation a posteriori des pertes fer grâce au modèle LS de la nuance M270-35A. Les estimations des pertes fer de notre machine réalisées pour les deux versions du modèle LS (ancien/nouveau) de cette tôle M270-35A sont identiques. Ce qui confirme ce qui était pressenti lors de l'évaluation du modèle LS de la nuance (§2.2), aucun écart entre les deux versions du modèle. Les simulations indiquent clairement que les pertes fer dépendent fortement du niveau d'aimantation de la machine. Ainsi, plus le niveau d'induction est élevé, plus la surface des cycles d'hystérésis est importante et donc plus les pertes d'origine magnétique sont conséquentes.

Les résultats obtenus sont finalement à la hauteur de nos attentes. En effet, les écarts entre les mesures et les simulations sont de 3% pour les points de fonctionnement en charge et 30% à vide.

Chapitre 3

**Validation du modèle Loss Surface à fréquence élevée.
Application au calcul des pertes fer dans une machine
synchrone à aimants haute vitesse.**

CHAPITRE 3	VALIDATION DU MODELE LOSS SURFACE A FREQUENCE ELEVEE. APPLICATION AU CALCUL DES PERTES FER DANS UNE MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS HAUTE VITESSE.	85
3.1	Caractéristiques de la machine.....	87
3.2	Estimations des pertes fer à vide ; comparaison mesures/simulations.....	88
3.2.1	Mesures des pertes à vide	88
3.2.1.1.	Le banc d'essai.....	88
3.2.1.2.	Puissance mécanique transmise à la machine synchrone à aimants	88
3.2.1.3.	Pertes mécaniques	88
3.2.1.4.	Bilan des essais à vide et détermination des pertes fer.....	90
3.2.2	Simulation de la machine à vide	91
3.2.2.1.	La modélisation éléments finis	91
3.2.2.2.	Bilan des simulations à vide et comparaison des calculs de pertes fer ancien / nouveau modèle LS	93
3.2.2.3.	Comparaison des calculs de pertes fer nouveau modèle LS / modèle de décomposition de Bertotti.....	98
3.3	Effet des contraintes sur les pertes.....	100
3.3.1	Description de la structure étudiée.....	100
3.3.2	Evaluation de l'effet du poinçonnage sur la nuance M330-35A	102
3.3.2.1.	Caractéristiques magnétiques à 50 Hz.....	103
3.3.2.2.	Caractéristiques magnétiques en fonction de la fréquence.....	103
3.3.3	Application à la machine synchrone	105
3.3.4	Confrontations essais / simulations à vide	106
3.4	Estimations des pertes fer en charge ; comparaison mesures / simulations....	106
3.4.1	Mesures des pertes en charge	106
3.4.1.1.	Le banc d'essai.....	106
3.4.1.2.	Protocole de mesure et essais en charge	107
3.4.1.3.	Pertes Joule dans les bobines.....	107
3.4.1.4.	Essais en charge.....	108
3.4.2	Simulation de la machine en charge	109
3.4.2.1.	Principe de la modélisation en charge	109
3.4.2.2.	Bilan des simulations en charge et comparaison des calculs de pertes fer ancien / nouveau modèle LS	111
3.4.2.3.	Estimation des pertes fer en charge avec prise en compte du poinçonnage	113
3.4.2.4.	Comparaison des calculs de pertes fer en charge courant trapèze / courant sinus	114
3.4.3	Confrontations essais / simulations en charge.....	115
3.5	Conclusion.....	115

La seconde machine utilisée au cours de cette étude pour tester la validité du modèle LS est également une machine synchrone de type aimants permanents. Cette nouvelle machine offre une gamme de vitesse plus large que la machine étudiée précédemment. Elle nous permet ainsi de tester le modèle LS dans une gamme de fréquence étendue de 0 à 800 Hz, et donc pour des fréquences élevées. Le travail effectué a donc consisté à évaluer la nouvelle version du modèle LS avec les mesures de pertes fer issues d'essais à vide et en charge.

3.1 Caractéristiques de la machine

La machine étudiée (cf. Fig. 3.1 et Fig. 3.2) est une machine synchrone 12 pôles à aimants NdFeB, conçue pour une application de traction automobile. Sa puissance nominale est de 40 kW, son couple maximum et sa vitesse maximale sont respectivement de 200 N.m et 8000 tr/min. Son diamètre est de 236 mm, sa longueur active de 129.5 mm et l'entrefer mécanique de 1.75 mm.

Le stator de la machine (cf. Fig. 3.1) est feuilleté en tôle M330-35A, et comporte 72 encoches, soit 2 encoches par pôle et par phase. La largeur des dents est faible, seulement 2.8 mm. Dès lors, comme la découpe des encoches est réalisée par poinçonnage, des contraintes mécaniques sont introduites et les caractéristiques magnétiques des tôles dans cette zone sont donc dégradées [HUB 98], [KED 03]. Cet aspect sera abordé en détail par la suite (§3.3). Les conducteurs composant le bobinage sont constitués de 4 fils en parallèle de diamètre 0.75 mm. La résistance à 20°C d'une phase est mesurée à 11 mΩ.

Le rotor de la machine (cf. Fig. 3.2) est également feuilleté en tôle M330-35A, et est évidé afin de réduire son inertie. 48 aimants NdFeB d'aimantation 1.15 T à 20°C sont collés en surface de celui-ci et maintenus par une frette en fibre de verre.

Le tout est placé dans une carcasse aluminium (cf. Fig. 3.1) refroidie par un circuit d'eau de débit minimum 6 l/min. En pratique, nous avons utilisé l'installation d'eau industrielle disponible au laboratoire.

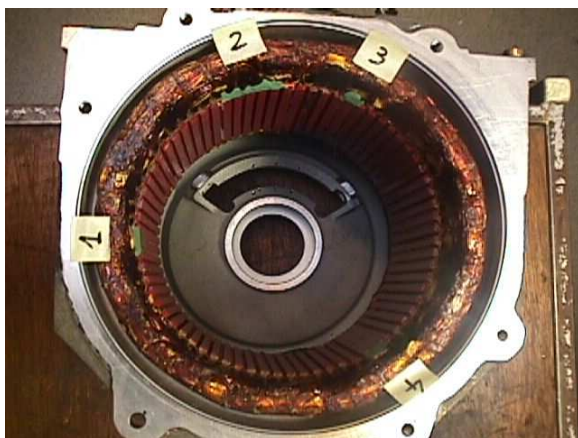


Fig. 3.1 - Stator inséré dans sa carcasse en aluminium.



Fig. 3.2 - Rotor fretté.

3.2 Estimations des pertes fer à vide ; comparaison mesures/simulations

3.2.1 Mesures des pertes à vide

3.2.1.1. Le banc d'essai

Les essais à vide sur cette machine ont été effectués en génératrice (cf. Fig. 3.3) [LAF 67]. Pour entraîner cette machine, un moteur à courant continu de puissance 22 kW – 9000 tr/min est utilisé. La puissance transmise à la machine synchrone est mesurée à l'aide d'un couplemètre Scaime de couple maximum 20 N.m, pour une précision de 0.1% de ce couple nominal admissible, soit 0.02 N.m.



Fig. 3.3 - Banc d'essai, avec à gauche la machine synchrone à tester.

Nous avons choisi pour étudier l'impact de la fréquence sur le niveau de pertes fer de la machine de réaliser des mesures pour 3 vitesses de rotation différentes ; 2000, 5000 et 8000 tr/min. Ce qui correspond respectivement à des fréquences de travail du matériau de 200, 500 et 800 Hz.

3.2.1.2. Puissance mécanique transmise à la machine synchrone à aimants

La puissance utile, donnée par l'équation (3.1), est mesurée à l'aide d'un couplemètre et de la fréquence des tensions de sortie, qui permet de déterminer la vitesse de rotation de l'arbre.

$$P_{\text{utile}} = \Gamma \Omega \quad (3.1)$$

avec Γ le couple transmis à la machine synchrone en N.m et Ω sa vitesse en rad/s.

3.2.1.3. Pertes mécaniques

Comme nous l'avons déjà vu au chapitre précédent, les pertes mécaniques d'une machine synchrone à aimants sont très difficiles à évaluer du fait de la persistance

d'une induction. Dans le cas traité dans ce chapitre, les pertes mécaniques résultantes de la mise en rotation du rotor trouvent plusieurs origines, qu'il est très difficile de dissocier. Elles résultent à la fois des frottements des roulements, et des conditions aérauliques régnant dans l'entrefer de la machine ; régime laminaire et même turbulent pouvant être envisagé à ces niveaux de vitesse...[PER 95]. La solution pour surmonter cette difficulté a été comme pour la machine étudiée au cours du chapitre précédent, la réalisation d'un rotor équivalent sans aimants, au même diamètre que la frette, et disposant des mêmes roulements.

Malheureusement, le rotor sans aimant réalisé n'a pas pu être entraîné aux vitesses de 2000, 5000 et 8000 tr/min, dans les mêmes conditions que l'essai à vide ; la machine à courant continu d'entraînement ayant subie une détérioration irréversible entre temps.

Pour obtenir ces valeurs de pertes mécaniques, nous avons utilisé une méthode de décélération de la vitesse [TEI 94]. La machine (ou pseudo machine) équipée de son rotor massif est alimentée via un onduleur de tension fonctionnant en boucle fermée. Des courants sont induits dans le rotor, et le moteur tourne alors en mode asynchrone. Ensuite, nous coupons brusquement l'alimentation, et nous relevons la courbe de décroissance de vitesse en fonction du temps (cf. Fig. 3.4).

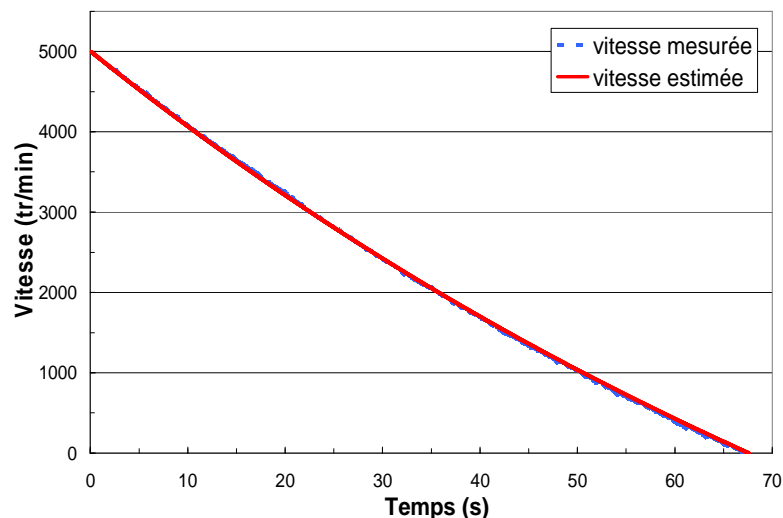


Fig. 3.4 - Courbe de décélération du rotor de la machine.

Cette caractéristique mécanique du moteur nous permet connaissant J , le moment d'inertie du rotor, de retrouver les pertes mécaniques à la vitesse souhaitée Ω . En effet, via l'équation de la dynamique éq.(3.2), les coefficients de frottement visqueux f et sec C sont facilement identifiables, et les pertes mécaniques sont déterminées (cf. Fig. 3.5) suivant l'équation (3.3).

$$\Omega(t) = -\frac{C}{f} + \left(\frac{C}{f} + \Omega(0)\right) \exp\left(-\frac{f}{J}t\right) \quad (3.2)$$

$$P_{\text{meca}} = \Omega(f\Omega + C) \quad (3.3)$$

La machine dans ce mode de fonctionnement n'a pas pu être entraînée au-delà des 6200 tr/min. La valeur des pertes mécaniques à 8000 tr/min est donc obtenue par interpolation.

Les essais de décélération sont répétés plusieurs fois pour chaque vitesse, et une moyenne sur les relevés obtenus est effectuée. Les résultats sont reportés ci-dessous (cf. Fig. 3.5 et Tableau 3.1).

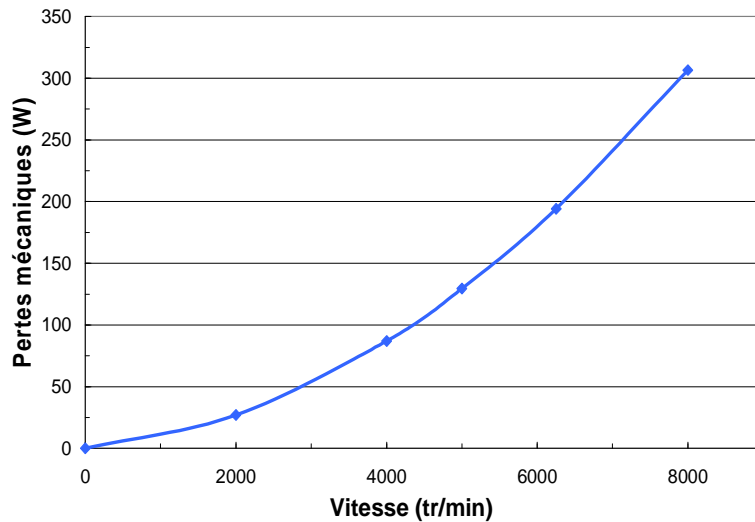


Fig. 3.5 - Evolution des pertes mécaniques en fonction de la vitesse de rotation.

Ces valeurs de pertes restent également valables pour les essais en charge, car elles ne dépendent pas de la puissance transmise.

Vitesse (tr/min)	2000	5000	8000
Pertes mécaniques (W)	27	130	306

Tableau 3.1 - Résultats des mesures de pertes mécaniques.

3.2.1.4. Bilan des essais à vide et détermination des pertes fer

Les mesures sont réalisées quand la stabilité thermique du banc est atteinte. Pour déterminer quand ce régime stationnaire est établi, deux thermocouples de type K sont logés à différentes profondeurs d'une encoche.

Les pertes fer à vide sont obtenues de la façon suivante :

$$P_{\text{fer}} = P_{\text{transmise_vide}} - P_{\text{meca}} \quad (3.4)$$

La puissance transmise est mesurée à partir du couple et de la vitesse selon l'équation (3.1). En soustrayant les pertes mécaniques, nous déterminons ainsi les pertes fer eq.(3.4).

D'autre part, un relevé final de la température est effectué lors de la prise de données afin d'ajuster les grandeurs de simulation dépendantes fortement de ce paramètre, notamment les propriétés des aimants (§2.2.2.1). Afin de s'assurer de la

reproductibilité des mesures, chaque essai est répété 3 fois, et les valeurs reportées dans le Tableau 3.2 sont issues de la moyenne de ces essais.

Vitesse (tr/min)	2000	5000	8000
T (°C)	~20	~35	~50
Pertes totales (W)	351	1413	3039
Pertes fer (W)	324	1283	2733

Tableau 3.2 - Température et bilan de puissance des essais à vide.

L’emballement des pertes avec l’augmentation de la fréquence est nettement marqué. Ainsi, si nous comparons les essais à 800 Hz aux essais à 200 Hz, soit pour une fréquence de fonctionnement 4 fois supérieure, les pertes sont quant à elles multipliées par plus de 8.

3.2.2 Simulation de la machine à vide

3.2.2.1. La modélisation éléments finis

Au vue des symétries existantes dans la machine, seulement 1/12^{ème} de celle-ci est simulée. Le maillage réalisé comporte plus de 10700 nœuds (cf. Fig. 3.6), ce qui nous assure une cartographie fine et précise des pertes fer. De plus, comme pour la machine étudiée dans le chapitre précédent, les aimants sont assimilés à des conducteurs massifs auxquels est associé une source de courant nul, afin d’annuler le courant total sortant de la surface (cf. Fig. 3.6 et §2.4).

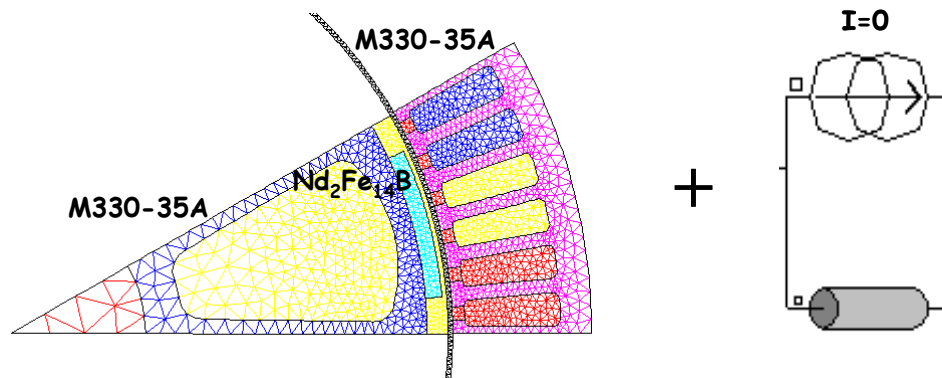


Fig. 3.6 - Géométrie maillée de la machine et couplage circuit sur les aimants.

Quant aux propriétés physiques des matériaux, deux paramètres essentiels sont à prendre en compte pour effectuer une modélisation au plus près des essais.

Le premier est la modification avec la montée en fréquence des propriétés magnétiques moyennes $B(H)$ des tôles M330-35A. En effet, au vue des courbes $B(H)$ issues de la caractérisation (cf. Fig. 3. 7), une dégradation notable de la courbe $B(H)$ entre 50 Hz et 800 Hz est observée. Il faut donc en tenir compte pour chacune des simulations effectuées à 2000 tr/min (200 Hz), 5000 tr/min (500 Hz) et 8000 tr/min (800 Hz).

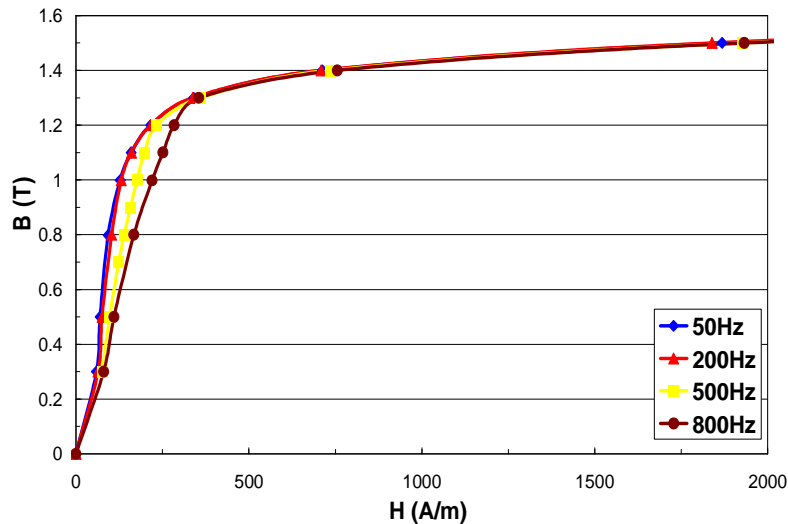


Fig. 3. 7 - Evolution de la courbe B(H) de la nuance M330-35A en fonction de la fréquence.

L'autre paramètre auquel il faut prêter une attention particulière, est la sensibilité à la température des aimants NdFeB. Ainsi, d'après les documents du fabricant [VAC 97], le type de nuance d'aimant NdFeB utilisé pour cette machine subit une baisse de ces caractéristiques intrinsèques quand la température augmente, l'induction rémanente passe ainsi de 1.15 T pour 20 °C à 1.1 T pour 50 °C, ce qui occasionne une perte de flux conséquente dont il est indispensable de tenir compte (cf. Tableau 3.3).

Vitesse (tr/ min)	2000	5000	8000
f (Hz)	200	500	800
T (°C)	~20	~35	~50
ρ (10^{-6} ohm.m)	1.2	1.25	1.35
Jr (T)	1.15	1.13	1.1

Tableau 3.3 - Caractéristiques des aimants NdFeB en fonction des fréquences/températures.

Enfin, comme déjà précisé au [chapitre 2](#), pour une gestion optimale des simulations dynamiques, un compromis entre le temps de résolution et la précision sur les harmoniques est nécessaire. Dès lors, en raison des aimants, un aimant nord et un aimant sud par paire de pôle, les harmoniques de rang 2, 4 ..., et plus généralement paires, sont présentes dans la machine. Nous avons donc choisi pour chacune des simulations de prendre 300 points par période du fondamental [CHE 99]. De même, la simulation pas à pas dans le temps débute par une simulation statique de la machine, ce qui nous évite les transitoires numériques d'établissement du flux du fait de la présence des aimants. Les résultats sont finalement exploités sur la 4^{ème} période de simulation. Le temps de résolution d'une telle simulation sur Pentium 4 est de 3h.

3.2.2.2. Bilan des simulations à vide et comparaison des calculs de pertes fer ancien / nouveau modèle LS

Une simulation éléments finis de la machine est donc effectuée pour chaque vitesse 2000, 5000 et 8000 tr/min, conformément aux conditions d'essai à vide précisées précédemment.

Le modèle LS de la nuance M330-35A sous son ancienne version et sa nouvelle mouture a été appliqué. De plus, les pertes dans les aimants par courants induits ont été corrigées en utilisant la surface de réponse obtenue dans §2.5.2. Le rapport $R_{2D/3D}$ est estimé dans notre cas à 1.3. Les résultats sont reportés dans le Tableau 3.4.

		Ancien modèle LS			Nouveau modèle LS		
		2000	5000	8000	2000	5000	8000
Vitesse (tr/min)		2000	5000	8000	2000	5000	8000
Pertes fer (W)	Stator	223	1028	2441	207	850	1825
	Rotor	0	0.25	0.5	0	0.25	0.6
Pertes aimants (W)		6.5	34	72	6.5	34	72
Pertes aimants (W) corrigées		5	26	55	5	26	55

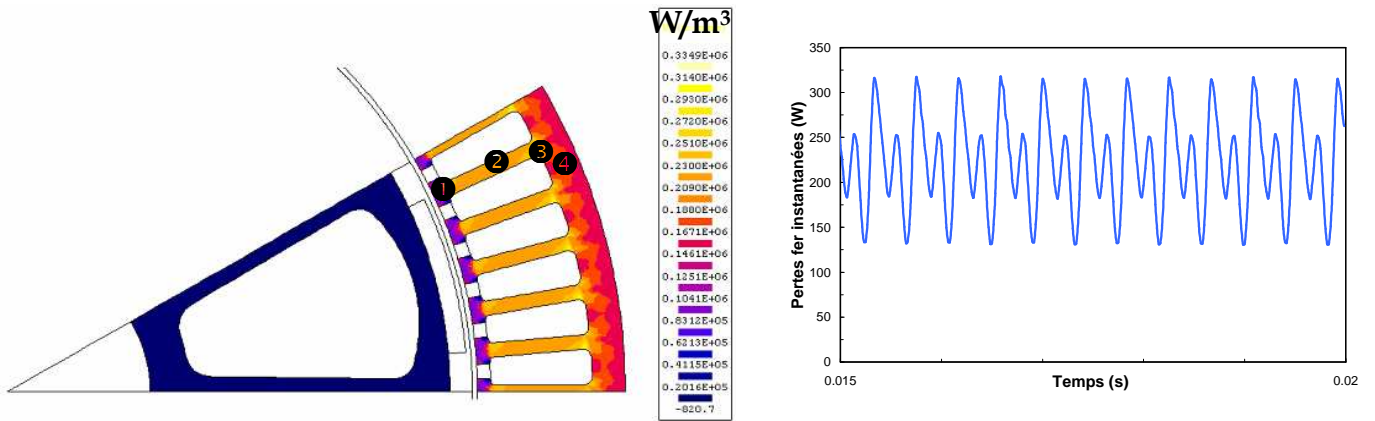
Tableau 3.4 - Comparaison des pertes fer ancien / nouveau modèle LS.

Les écarts entre les deux versions du modèle deviennent très importants quand la fréquence du fondamental des simulations augmente. Ainsi, il atteint plus de 600 W pour 800 Hz (8000 tr/min), ce qui confirme les résultats déjà obtenus (§1.3.4) lors de l'évaluation du modèle LS nouvelle version sur cette même nuance M330-35A. La nouvelle version du modèle LS est meilleure que l'ancien pour estimer les pertes fer aux fréquences élevées.

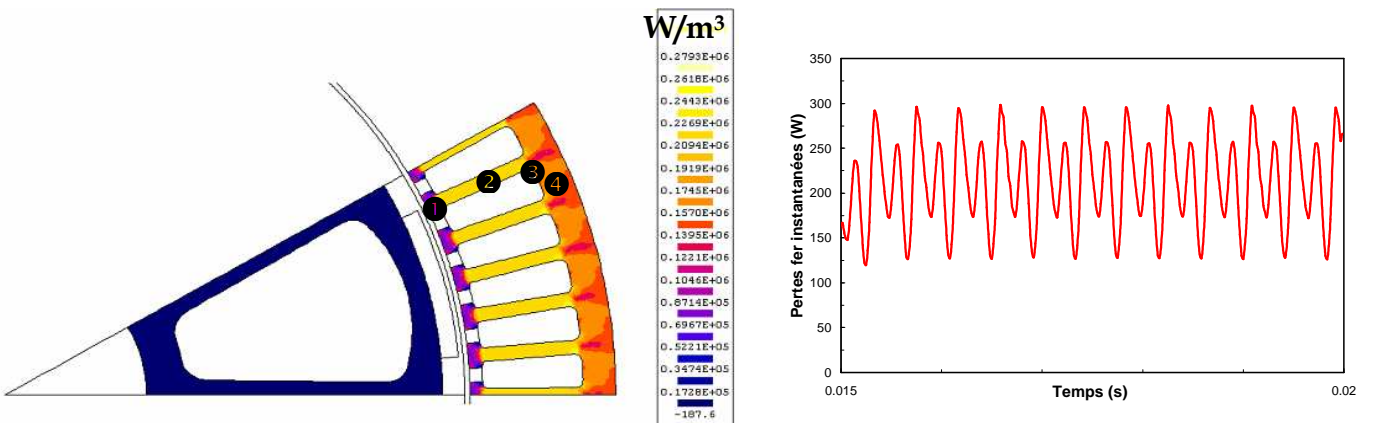
De plus, les pertes par courants induits dans les aimants sont moins élevées pour la machine qui nous intéresse dans ce chapitre que pour celle présentée au chapitre 2. Ceci pour plusieurs raisons :

- Le volume d'aimants embarqués est moins important.
- L'entrefer mécanique est doublé en raison de la frette. Les aimants sont alors moins affectés par les pulsations de flux ($\Delta B \approx 0.04$ T ici contre $\Delta B \approx 0.2$ T sur l'autre machine).
- Les fréquences des harmoniques sont moins élevées. En effet, pour un fonctionnement à 200 Hz, les harmoniques dues aux encoches sont de 600 Hz contre 900 Hz pour un fonctionnement à 50 Hz sur la machine étudiée chapitre 2.

Les pertes fer au rotor sont quant à elles tout à fait négligeables.



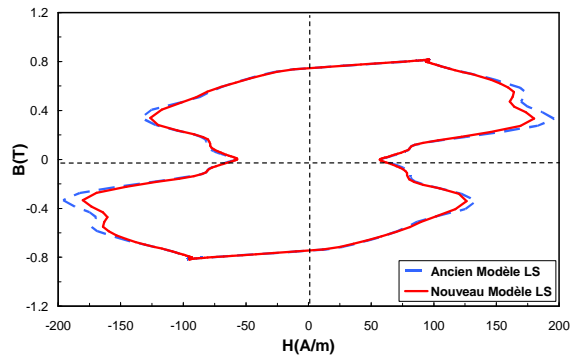
(a) Dégradé des pertes fer et pertes fer instantanées au stator sur une période de simulation ; ancien modèle LS.



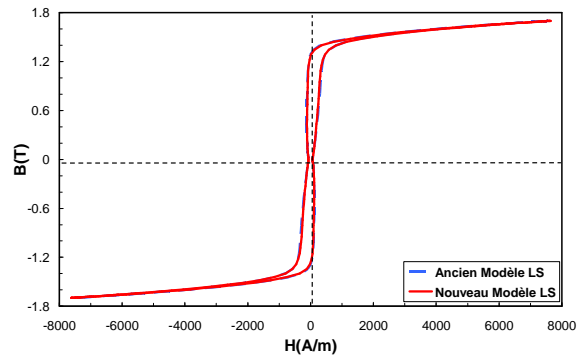
(b) Dégradé des pertes fer et pertes fer instantanées au stator sur une période de simulation ; nouveau modèle LS.

Fig. 3. 8 - Comparaison entre les pertes fer ancien (a) et nouveau (b) modèle LS pour une vitesse de rotation de 2000 tr/min.

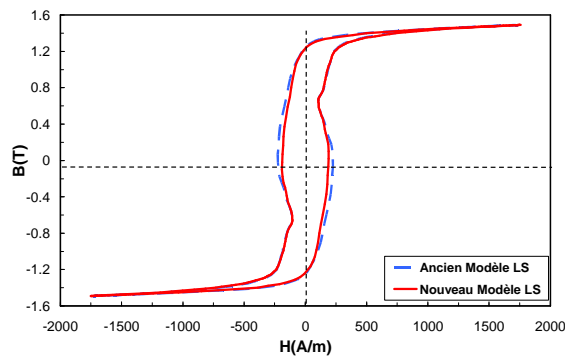
Comme nous pouvons le voir sur la Fig. 3. 8, les dégradés ainsi que les relevées de pertes fer instantanées pour 2000 tr/min sont très proches pour les deux versions du modèle LS. Il en est de même pour les cycles d'hystérésis, la superposition est quasiment totale pour chaque point ❶ à ❹ calculé (cf. Fig. 3. 9).



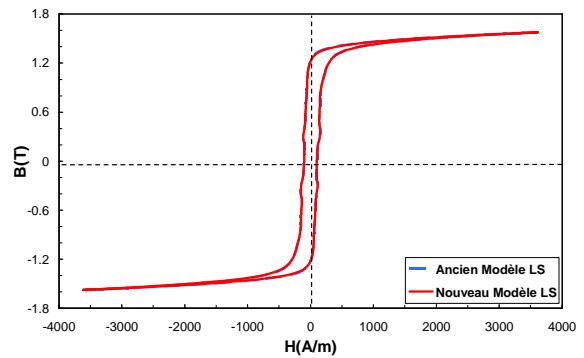
(a) Cycle d'hystérésis au point ❶.



(b) Cycle d'hystérésis au point ❷.

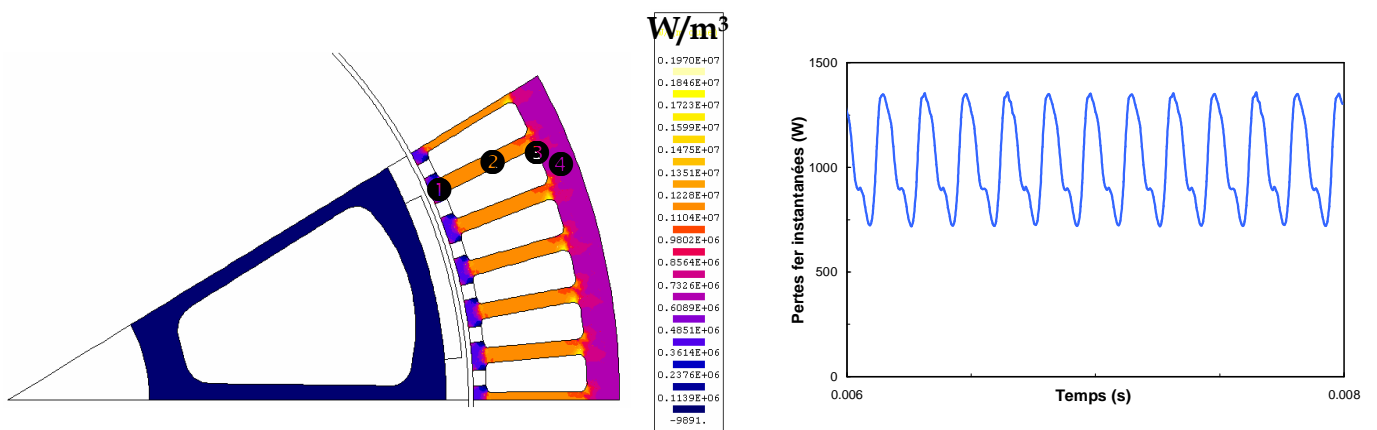


(c) Cycle d'hystérésis au point ❸.

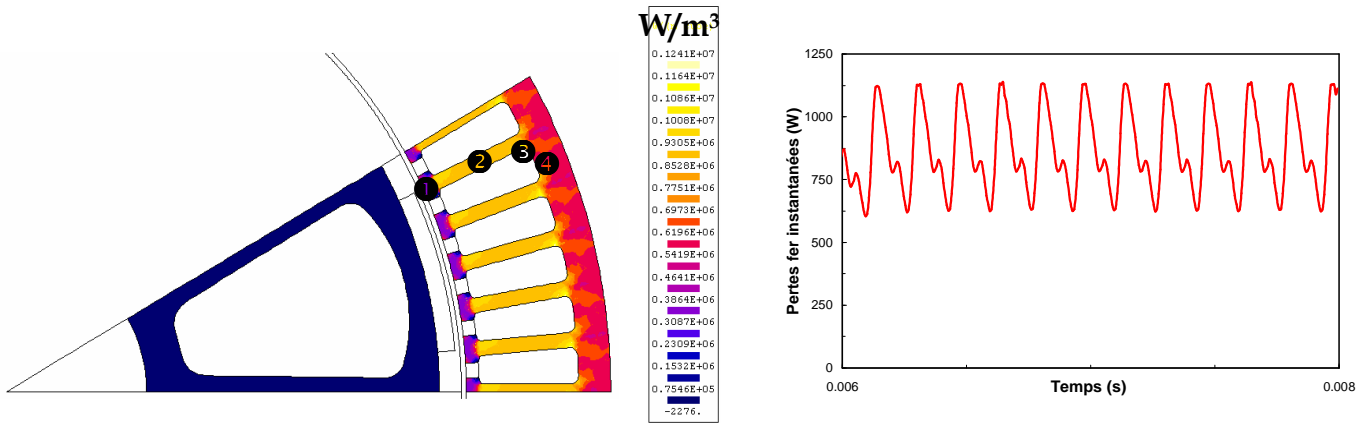


(d) Cycle d'hystérésis au point ❹.

Fig. 3. 9 - Comparaison des cycles d'hystérésis entre l'ancienne et la nouvelle version du modèle LS pour différents points du circuit magnétique statorique (cf. Fig. 3. 8) pour une vitesse de 2000 tr/min.



(a) Dégradé des pertes fer et pertes fer instantanées au stator sur une période de simulation ; ancien modèle LS.



(b) Dégradé des pertes fer et pertes fer instantanées au stator sur une période de simulation ; nouveau modèle LS.

Fig. 3. 10 - Comparaison entre les pertes fer ancien (a) et nouveau (b) modèle LS pour une vitesse de rotation de 5000 tr/min.

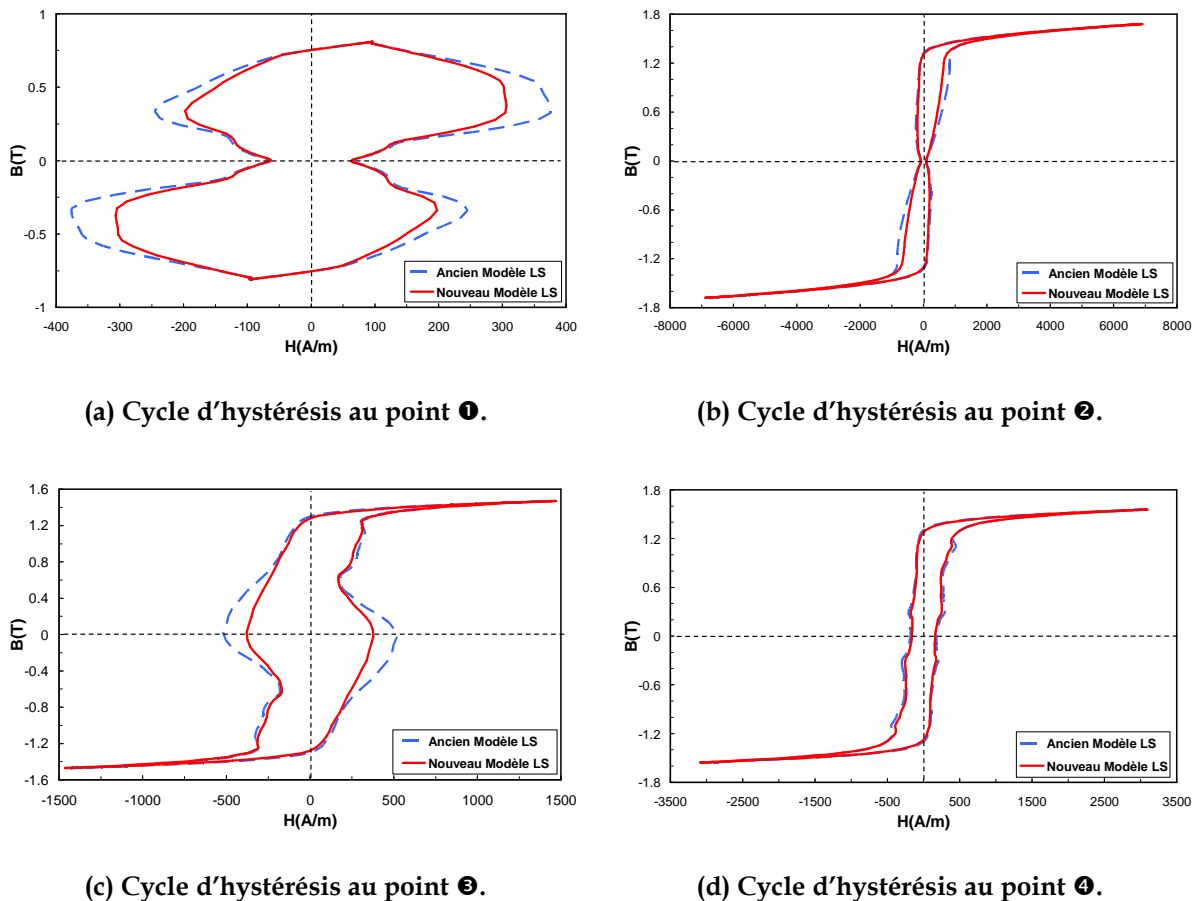
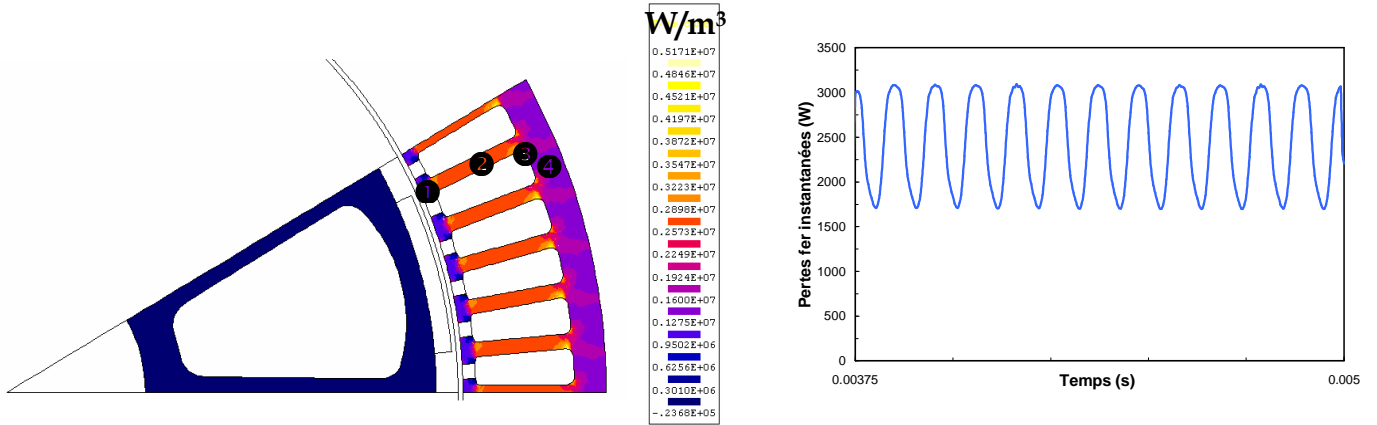
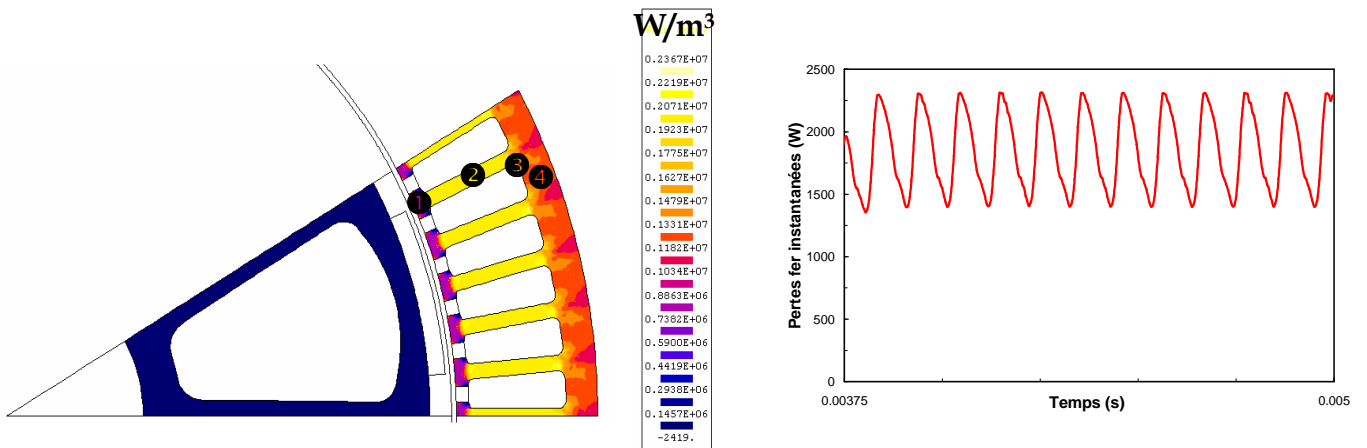


Fig. 3. 11 - Comparaison des cycles d'hystérésis entre l'ancienne et la nouvelle version du modèle LS pour différents points du circuit magnétique statorique (cf. Fig. 3. 10) pour une vitesse de 5000 tr/min.

Par contre, comme nous pouvons le voir sur la Fig. 3. 10, des différences entre les cartographies et les courbes de pertes fer instantanées pour les deux versions du modèle LS apparaissent pour 5000 tr/min. Ceci se reflète au niveau des cycles d'hystérésis pour les points ❶ et ❸ (cf. Fig. 3. 11).



(a) Dégradé des pertes fer et pertes fer instantanées au stator sur une période de simulation ; ancien modèle LS.



(b) Dégradé des pertes fer et pertes fer instantanées au stator sur une période de simulation ; nouveau modèle LS.

Fig. 3. 12 - Comparaison entre les pertes fer ancien (a) et nouveau (b) modèle LS pour une vitesse de rotation de 8000 tr/min.

Pour 8000 tr/min, des écarts importants entre les dégradés et les courbes de pertes fer instantanées pour les deux versions du modèle LS sont constatés (cf. Fig. 3. 12). Les cycles d'hystérésis reconstitués à l'aide de l'ancienne et de la nouvelle version sont très éloignés. Les cycles obtenus à partir de la nouvelle version du modèle LS occupent en effet moins de surface (cf. Fig. 3. 13).

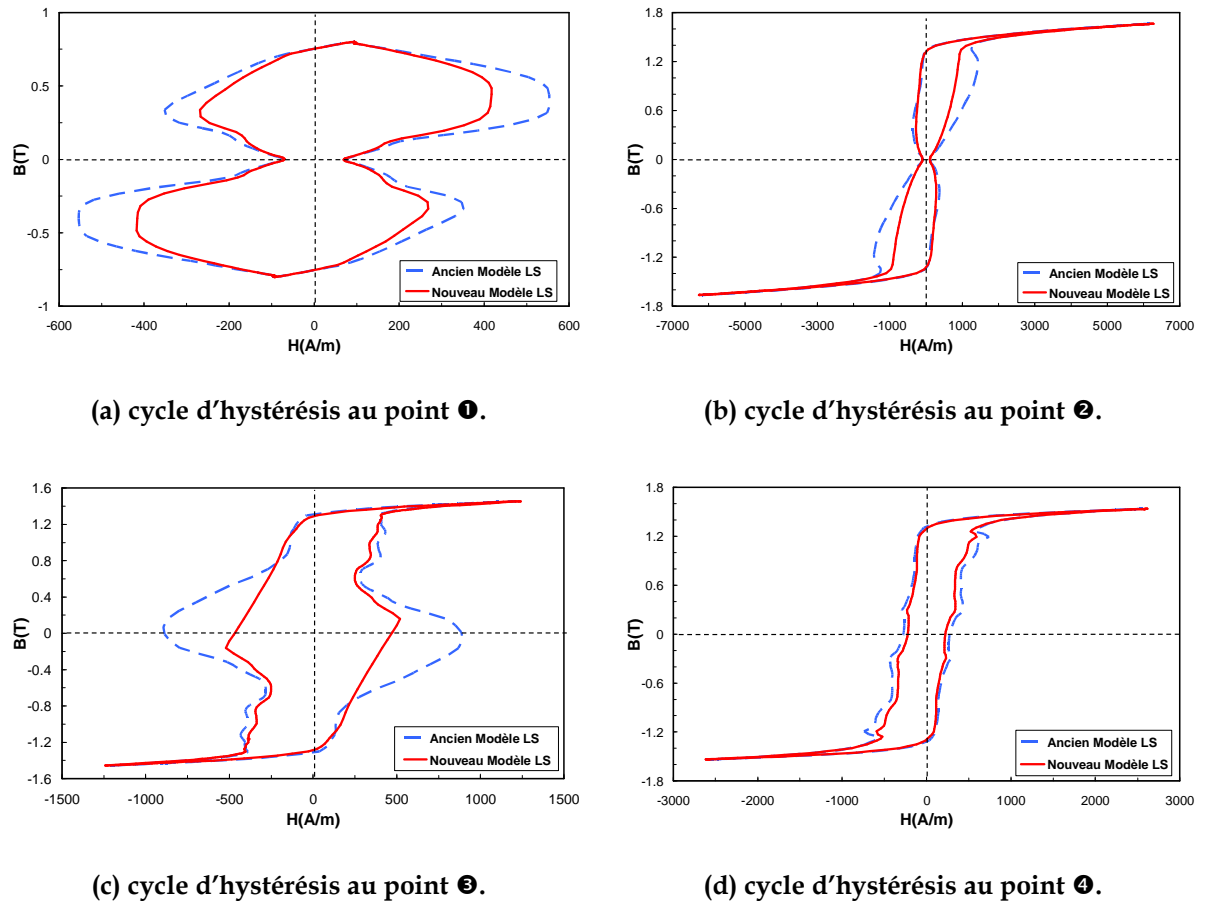


Fig. 3. 13 - Comparaison des cycles d'hystérésis entre l'ancienne et la nouvelle version du modèle LS pour différents points du circuit magnétique statorique (cf. Fig. 3. 12) pour une vitesse de 8000 tr/min.

3.2.2.3. Comparaison des calculs de pertes fer nouveau modèle LS / modèle de décomposition de Bertotti

A ce stade des comparaisons, il est intéressant de se demander quels sont les écarts entre le modèle LS et le modèle de décomposition des pertes fer de Bertotti [BER 88], [RIG 01]. En effet, du fait des formes d'onde d'induction simples et comportant peu d'harmoniques, nous allons confronter notre version du modèle LS au modèle de Bertotti qui s'applique bien pour ce genre de cas favorable.

Dans ce modèle, Bertotti reprend la décomposition des pertes classiques $P = af + bf^2 + P_{exc}$ en donnant une explication physique aux pertes par excès (ou anormales) et introduit la notion d'objet magnétique correspondant à un groupement de parois liées entre elles.

Ce modèle est implanté dans flux2D sous la dénomination de pertes fer scalaires a posteriori. Sa décomposition est donnée par l'équation (3.5).

$$\frac{1}{T} \int_0^T dP_{TOT}(t)dt = K_h B_m^2 f + \frac{1}{T} \int_0^T \sigma \frac{d^2}{dt^2} \left(\frac{dB}{dt}(t) \right)^2 + \frac{1}{T} \int_0^T K_e \left(\frac{dB}{dt}(t) \right)^{\frac{3}{2}} \quad (3.5)$$

Le premier terme tient compte des pertes dites par hystérésis. Ces pertes sont dues au caractère discontinu et irréversible des processus d'aimantation. Un coefficient nommé K_h est identifié à partir d'un cycle statique de très faible fréquence et d'induction maximum B_m , où $B(H)$ évolue sinusoidalement. Pour cette estimation, nous avons choisi une fréquence de 10 Hz.

La deuxième contribution est appelée pertes par courants de Foucault. Elles se calculent en appliquant les équations de Maxwell et en supposant le matériau homogène. Ce terme dépend de l'épaisseur d du matériau ainsi que de sa conductivité σ , et évolue classiquement en $(\frac{dB}{dt})^2$.

Enfin, la troisième contribution regroupe les pertes dites par « excès ». Ce dernier terme est proportionnel au coefficient K_e et est déterminé à partir des mesures effectuées à B_m pour la fréquence du fondamental de la simulation considérée (cf. Tableau 3.5). Ce troisième apport évolue lui en $(\frac{dB}{dt})^{\frac{3}{2}}$.

L'induction B_m est prise égale à 1.7 T, et correspond à l'induction maximum relevée dans la machine.

fréquence (Hz)	200	500	800
K_h	36.2	36.2	36.2
K_e	2.385	2.212	2.253

Tableau 3.5 - Coefficients estimés à 1.7 T et utilisés pour le calcul des pertes par décomposition.

Toutefois, pour ce modèle de pertes par décomposition de Bertotti, il faut souligner que nous nous sommes placés dans des conditions idéales de calcul. En effet, pour obtenir le paramètre K_e de pertes par excès, des mesures sur cadre Epstein pour les fréquences et inductions souhaitées ont été réalisées. En pratique, sans ce type de caractérisation, il est très difficile d'avoir accès à des données aussi pointues, et habituellement les utilisateurs se contentent d'identifier une seule valeur de K_e pour tous leurs calculs.

		Modèle de Bertotti			Nouveau modèle LS		
Vitesse (tr/min)		2000	5000	8000	2000	5000	8000
Pertes fer (W)	Stator	242	971	2071	207	850	1825
	Rotor	19	14	22	0	0.25	0.6

Tableau 3.6 - Comparaison des pertes fer nouveau modèle LS / modèle de Bertotti.

Il est à noter que pour les différents cas traités 2000, 5000, et 8000 tr/min, la nouvelle version du modèle LS est très proche du modèle de décomposition des pertes fer de Bertotti (cf. Tableau 3.6), les écarts des pertes fer au stator n'excédant pas 15%.

3.3 Effet des contraintes sur les pertes

Pour évaluer l'effet des contraintes sur les propriétés magnétiques induit par le poinçonnage des dents statoriques d'une machine tournante, nous avons eu recours à une structure originale développée au LEG [ALL 01], [KED 03]. Des études antérieures ont permis de valider cette structure proposée et de quantifier l'influence du poinçonnage sur la dégradation des propriétés magnétiques d'un acier FeSi non orienté.

3.3.1 Description de la structure étudiée

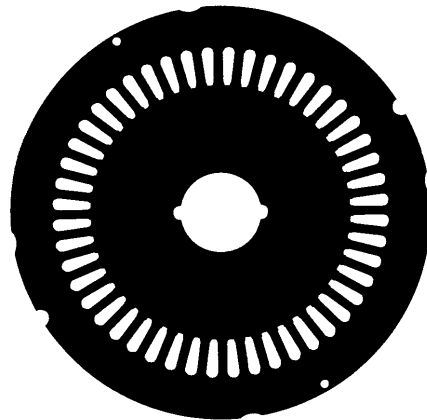


Fig. 3. 14 - Structure grille poinçonnée.

La structure étudiée est une structure en grille qui comporte uniquement des encoches (cf. Fig. 3. 14). Elle a été poinçonnée industriellement avec les outils de découpe utilisés pour la réalisation des machines. Cette grille a en outre une largeur de dents de 3 mm, ce qui correspond à quelques dixièmes de millimètre près à la largeur des dents de notre machine, où $L_{\text{dent}}=2.8$ mm.

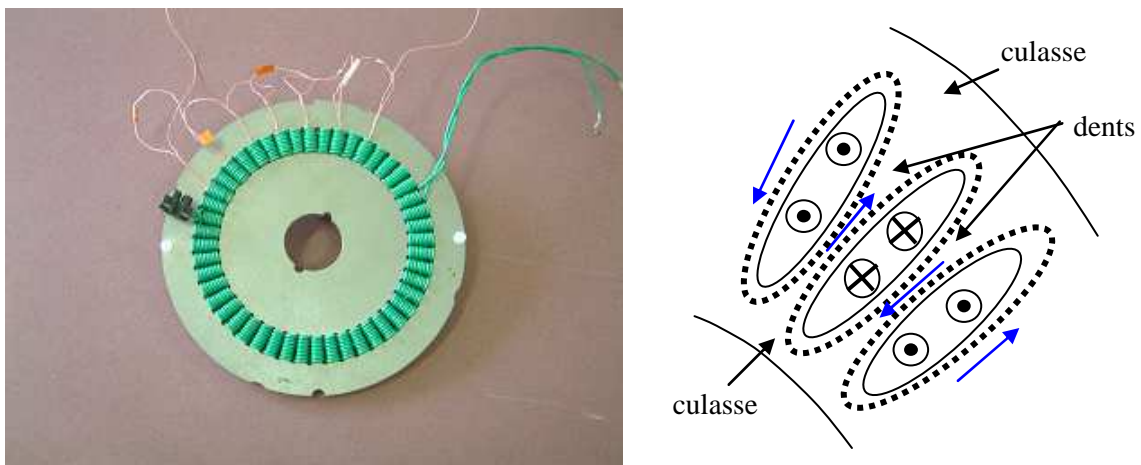


Fig. 3. 15 - Grille bobinée et excitation associée.

L'enroulement primaire est placé dans les encoches (fil gros, 8 spires autour de chaque dent) et est bobiné alternativement autour de chaque dent dans un sens et dans l'autre (cf. Fig. 3. 15). L'excitation du circuit primaire de notre grille est donc réalisée de telle façon que le flux circule en enveloppant les encoches (cf. Fig. 3. 15). Ce flux est principalement localisé dans les dents et se subdivise en deux dans la culasse réduisant ainsi sa contribution aux pertes totales. Au secondaire, la mesure de l'induction est assurée par 7 bobines en série (fil petit, 16 spires sur chacune des 7 dents) réalisées autour des dents et réparties uniformément entre la direction de laminage (DL) et la direction traverse (DT). Ce positionnement particulier du circuit secondaire permet ainsi de moyenner les effets d'anisotropie du matériau.

Ce circuit magnétique atypique est ensuite inséré dans le banc de mesure de caractérisation magnétique en lieu et place du cadre Epstein. Les essais ont été menés en maintenant l'induction B sinusoïdale.

Les caractéristiques magnétiques sont déterminées en négligeant la contribution des culasses et en supposant que les dents ont un comportement moyen identique. La mesure du courant I_1 au primaire donne suivant l'équation (3.6), le champ à la surface d'une dent, et la mesure de la tension au secondaire E_2 donne l'induction moyenne dans une dent, voir éq.(3.7).

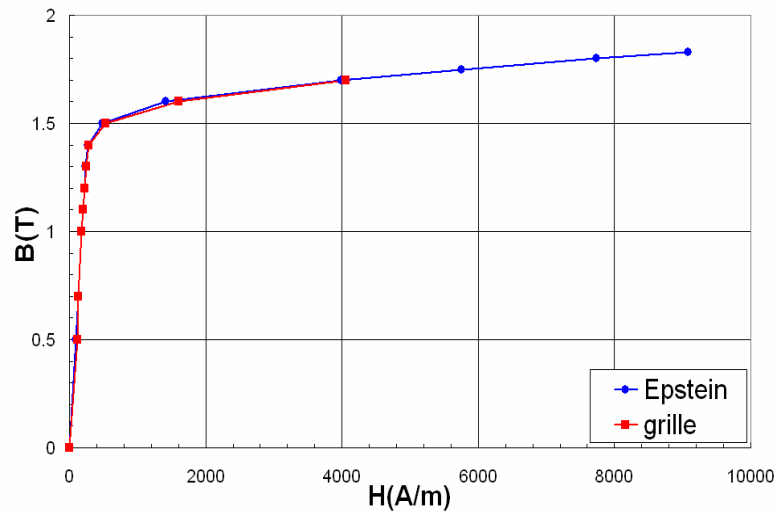
$$H = \frac{N_1 I_1}{L_{\text{flux_dent}}} \text{ avec } N_1=16 \quad (3.6)$$

$$B = \frac{1}{N_2 S} \int E_2 dt \text{ avec } N_2=112 \quad (3.7)$$

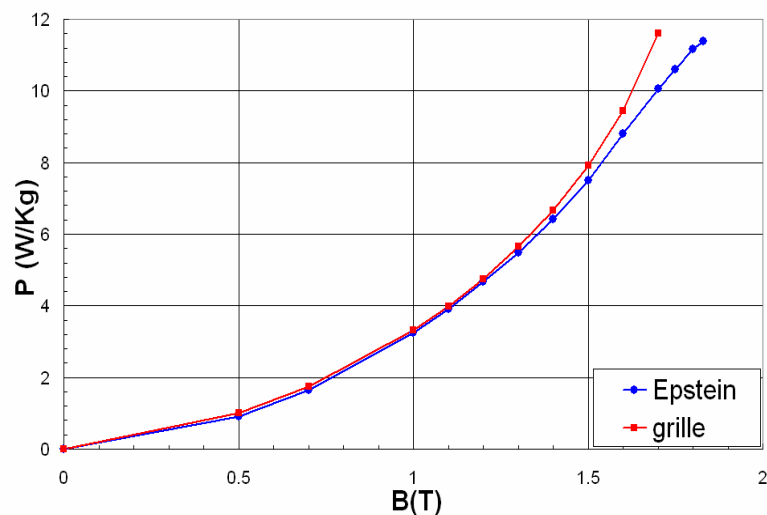
Ainsi, les pertes spécifiques mesurées dans une dent sont données par l'équation (3.8), avec $P_{\text{mesurée}}$ les pertes totales mesurées et m_{dent} la masse d'une dent.

$$P_{\text{dent}} = \frac{P_{\text{mesurée}}}{m_{\text{dent}}} \quad (3.8)$$

La validation expérimentale de cette structure en grille a été menée sur une tôle en fer non orienté M1000-65D semi-process par comparaison avec une mesure traditionnelle sur cadre Epstein. Les stators réalisés avec cette nuance subissent systématiquement un recuit thermique qui relâchent les contraintes de poinçonnage. La grille obtenue est une structure de référence dont la caractérisation doit donner les mêmes propriétés magnétiques que celles des tôles isolées de type Epstein.



(a)



(b)

Fig. 3. 16 - Courbe B(H) (a) et pertes magnétiques (b) en fonction de B à 50 Hz, mesures réalisées sur la grille et sur un échantillon Epstein pour une tôle M1000-65D.

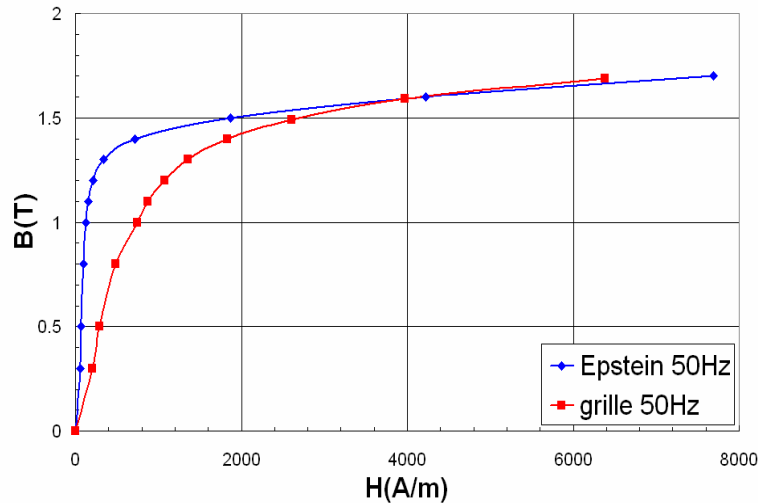
Comme le montre la Fig. 3. 16, la grille permet une caractérisation satisfaisante des dents statoriques, les écarts observés avec les mesures de référence sur cadre Epstein étant de quelques pourcents. A haute induction, la différence observée sur les pertes est due essentiellement à la distorsion du flux à l'approche de la saturation dans la structure grille.

3.3.2 Evaluation de l'effet du poinçonnage sur la nuance M330-35A

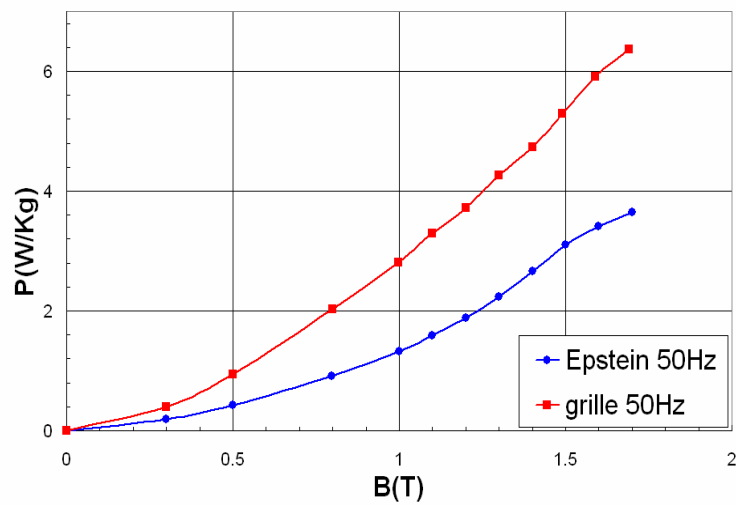
La caractérisation a été menée sur la grille de la nuance M330-35A jusqu'à 1.7 T et pour différentes fréquences. Les résultats obtenus sur cette grille ont été comparés aux mesures des tôles Epstein de la même nuance.

3.3.2.1. Caractéristiques magnétiques à 50 Hz

Les courbes de la Fig. 3. 17 illustrent l'effet spectaculaire du poinçonnage sur les pertes et la courbe B(H). En effet, les pertes magnétiques de la tôle sont pratiquement doublées pour chaque niveau d'induction, et la courbe B(H) est largement infléchiée. Cette dégradation est maximale autour du coude de saturation atteignant un facteur 6 dans ce cas. Cependant cet effet diminue à l'approche de la saturation.



(a)



(b)

Fig. 3. 17 - Courbe B(H) (a) et pertes magnétiques (b) en fonction de B à 50 Hz, mesures réalisées sur la grille et sur un échantillon Epstein pour la tôle M330-35A.

3.3.2.2. Caractéristiques magnétiques en fonction de la fréquence

Afin d'évaluer l'impact des contraintes mécaniques sur l'évolution des caractéristiques magnétiques en fonction de la fréquence, la caractérisation a été poussée pour 200 Hz, 500 Hz et 800 Hz (en corollaire aux fréquences du fondamental de nos essais de machine).

La Fig. 3. 18 montre l'influence de la fréquence sur la courbe B(H) pour la grille poinçonnée et les échantillons Epstein de référence. Ainsi, quelle que soit la fréquence, les courbes B(H) de la grille poinçonnée restent inchangées. Ce qui n'est pas le cas pour les échantillons Epstein où les caractéristiques B(H) s'infléchissent avec l'augmentation de la fréquence.

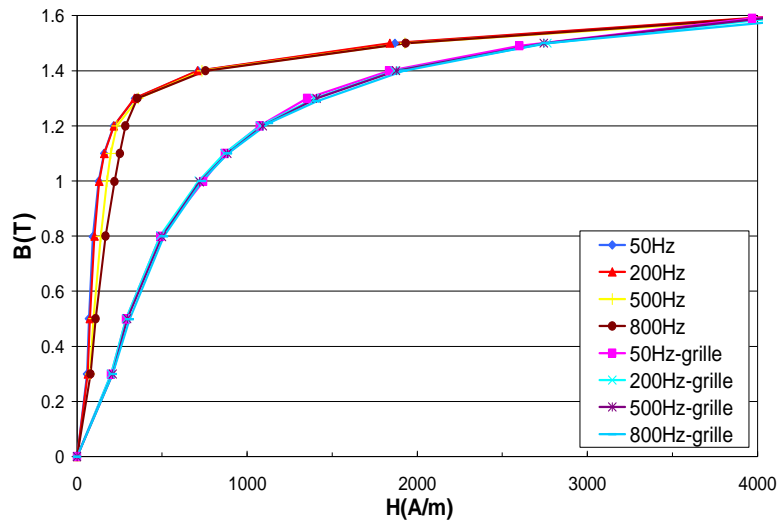


Fig. 3. 18 - Evolution de la courbe B(H) en fonction de la fréquence, mesures réalisées sur la grille et sur un échantillon Epstein pour la tôle M330-35A.

Ci-dessous (cf. Fig. 3. 19) sont reportées les évolutions en fonction de la fréquence du rapport des pertes mesurées sur la grille et sur les échantillons Epstein. Il est intéressant de constater qu'une allure générale de courbe pour toutes les fréquences semble se dessiner ; rapport plus important à basse induction qu'à haute induction. Ceci s'explique par le fait qu'à haute induction, la saturation du matériau est atteinte. Dans cette zone, l'effet des contraintes influe moins sur le comportement magnétique du matériau car les parois magnétiques ont disparu (cf. Fig. 3. 17 (a)). De plus, il est à noter qu'à partir de 500 Hz, les rapports de pertes sont stabilisés pour tous les niveaux d'induction.

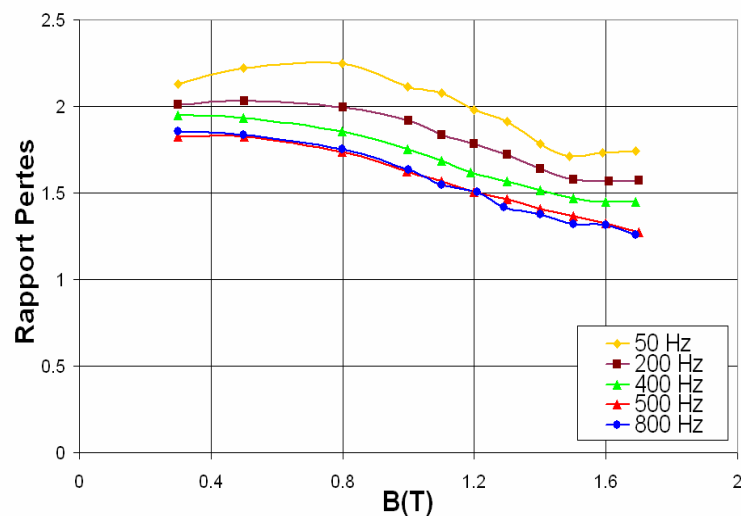


Fig. 3. 19 - Rapport des pertes $P_{grille}/P_{Epstein}$ en fonction de l'induction et pour différentes fréquences.

3.3.3 Application à la machine synchrone

Nous allons maintenant appliquer les résultats obtenus précédemment afin d'estimer plus précisément les pertes fer de la machine. La simulation mise en œuvre se résume en un découpage de la machine en une « zone dégradée » ; proche des encoches, dents et couronnes environnant l'encoche, et une « zone normale » non affectée par la découpe ; la culasse (cf. Fig. 3. 20). Pour chacune des simulations fonction de la vitesse (2000, 5000 et 8000 tr/min), une caractéristique dégradée de la courbe B(H) est utilisée dans la zone affectée par les contraintes. Le modèle LS est ensuite appliqué. Toutefois, ce modèle ne tenant pas compte de l'effet des contraintes, les pertes sont calculées dans les dents en introduisant le coefficient de dégradation obtenu expérimentalement (cf. Fig. 3. 19 et Tableau 3.7), correspondant à l'induction et la fréquence de travail du matériau.



Fig. 3. 20 - Géométrie de la machine permettant de prendre en compte l'effet du poinçonnage.

Les résultats de simulation sont donnés dans le Tableau 3.8. Le poinçonnage engendre une augmentation des pertes fer de la machine étudiée d'environ 20%. Il est à noter également, du fait des caractéristiques magnétiques dégradées au niveau des dents de la machine (cf. Fig. 3. 17), que les pertes par courants induits dans les aimants se trouvent sensiblement diminuées.

fréquence (Hz)	200	500	800
Coefficients des pertes par poinçonnage	1.57	1.3	1.28

Tableau 3.7 - Coefficients de dégradation des pertes fer par effet du poinçonnage.

Nouveau modèle LS	Sans effet du poinçonnage			Avec effet du poinçonnage		
	2000	5000	8000	2000	5000	8000
Vitesse (tr/min)	2000	5000	8000	2000	5000	8000
Pertes fer Stator (W)	207	850	1825	265	975	2149
Pertes aimants (W)	6.5	34	72	4	25	63
Pertes aimants (W) corrigées	5	26	55	3	19	48

Tableau 3.8 - Pertes fer estimées avec et sans prise en compte du poinçonnage.

3.3.4 Confrontations essais / simulations à vide

La comparaison finale des pertes fer issues des essais et simulations à vide est réalisée dans le Tableau 3.9. Les valeurs calculées tiennent compte de l'effet du poinçonnage (cf. Tableau 3.8).

Vitesse de rotation en tr/min (fréquence)	Pertes magnétiques (W)		Ecart relatif (%)
	Essais	Nouveau modèle LS + effet du poinçonnage	
2000 tr/min (200 Hz)	324	268	17%
5000 tr/min (500 Hz)	1283	994	23%
8000 tr/min (800 Hz)	2733	2197	20%

Tableau 3.9 - Bilan des pertes mesurées et simulées à vide.

Les écarts des pertes sont de l'ordre de 20% quelle que soit la vitesse. Ces écarts sont tout à fait en adéquation avec nos attentes en raison de la précision du modèle LS et des hypothèses simplificatrices utilisées pour les simulations (calculs 2D, effet des inductances de tête de bobines, pas d'anisotropie des matériaux...).

3.4 Estimations des pertes fer en charge ; comparaison mesures / simulations

3.4.1 Mesures des pertes en charge

3.4.1.1. Le banc d'essai

Pour les essais en charge, la machine synchrone à aimants est également testée en génératrice, et débite sur une charge résistive. Les essais en charge de la machine synchrone ont été menés pour les mêmes vitesses de fonctionnement que les essais à vide : 2000 tr/min, 5000 tr/min et 8000 tr/min. Toutefois, en raison des fortes contraintes sur les charges résistives utilisées, des niveaux de tension et de courant acceptés et de la puissance de la machine d'entraînement limitée à 22 kW, il n'a pas été possible d'obtenir des points de fonctionnement trop contraignant pour la machine synchrone à aimants ; fort courant, couple élevé ...

Dispositif expérimental mis en œuvre :

- Pour entraîner la machine synchrone, nous utilisons la même machine à courant continu de puissance 22 kW - 9000 tr/min, dont le niveau d'excitation est réglé de manière à fixer la vitesse d'entraînement.
- Un couplemètre Scaime de couple nominal 20 N.m, fixé sur l'arbre, nous donne accès aux couples et vitesses de la machine. Nous pouvons ainsi mesurer la puissance transmise par la machine à courant continu à la génératrice.
- Un wattmètre triphasé, de type Norma D6100 placé entre la génératrice synchrone et la charge résistive, renseigne les grandeurs électriques ; tension, courant,

déphasage, et donc les puissances électriques fournies par la machine à la charge résistive.

- Un codeur 1024 points, de précision suffisante aux vitesses de rotation rencontrées, est placé en bout d'arbre afin de connaître à chaque instant le positionnement du flux rotorique de la machine. En effet, comme pour la machine étudiée au [chapitre 2](#), en réglant mécaniquement la position du codeur, de manière à l'aligner sur la tension E résultante à vide aux bornes d'une phase référence, nous sommes capables en comparant cette référence au courant circulant dans cette phase d'obtenir l'angle de déphasage dit interne de la machine $\delta(E,V)$. Cet angle est indispensable pour réaliser par la suite une modélisation cohérente des points de fonctionnement en charge de notre génératrice.

- Une charge résistive triphasée de puissance maximum 36 kW refroidie par le circuit d'eau est connectée à la sortie de la génératrice.

3.4.1.2. Protocole de mesure et essais en charge

La prise de données est effectuée quand la stabilité thermique du banc est atteinte et lorsque les fluctuations en température sont minimales. Les thermocouples nous indiquent en temps réel si le régime stationnaire thermique est obtenu. Pour les différents essais en charge effectués, les températures relevées sont les mêmes que celles des essais à vide (cf. Tableau 3.10).

Vitesse (tr/min)	2000	5000	8000
T (°C)	~20	~35	~50

Tableau 3.10 - Températures relevées pour les essais en charge.

La puissance mécanique transmise est mesurée à partir du couple et de la vitesse (§3.2.1.2). Les pertes fer données par l'équation (3.9) sont alors déterminées en soustrayant à cette puissance transmise les pertes mécaniques (cf. Tableau 3.1) et les pertes Joule.

$$P_{\text{fer}} = P_{\text{transmise}} - P_{\text{meca}} - P_{\text{Joule}} \quad (3.9)$$

3.4.1.3. Pertes Joule dans les bobines

La résistance à 20°C d'une phase de la machine est mesurée à 11 mΩ à l'aide d'un ohmmètre de précision. Or, étant donnée la petitesse de la résistance et les faibles niveaux de courant absorbés lors des essais, l'augmentation de la résistance du bobinage avec la hausse de la température de la machine est négligée. Les pertes Joule totales de la machine sont alors évaluées grâce à l'expression (3.10).

$$P_J = R_1 I_{12}^2 + R_2 I_{23}^2 + R_3 I_{31}^2 \quad (3.10)$$

avec R_j la résistance à 20°C d'un enroulement j et I_j le courant efficace circulant dans l'enroulement j .

Pertes supplémentaires à fréquence élevée

Lorsqu'un courant parcourt un conducteur à fréquence f élevée, la densité de courant dans la section du conducteur n'est pas uniforme [GRE 89]. En effet, l'action du flux propre interne du conducteur rejette le courant en périphérie de celui-ci. La résistance du conducteur se réduit alors à une couronne élémentaire dite de peau d'épaisseur δ donnée par l'équation (3.11). Il en résulte un accroissement de la résistance et de son inductance, et donc une augmentation des pertes Joule.

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \mu f}} \tag{3.11}$$

avec ρ la résistivité du matériaux, μ sa perméabilité et f la fréquence.

f (Hz)	200 Hz	500 Hz	800 Hz
δ (mm)	4.85	3.15	2.56

Tableau 3.11 - Epaisseur de peau δ pour les différentes fréquences d'essai.

A la lumière du Tableau 3.11, les pertes Joule supplémentaires liées à cet effet de peau sont négligeables du fait de la finesse des fils de 0.75 mm composant les conducteurs. Ces pertes seront donc négligées.

3.4.1.4. Essais en charge

Les tableaux ci-dessous présentent chacun, trois essais menés pour chacun des points de fonctionnement chargés pour les vitesses de 2000 tr/min (cf. Tableau 3.12), 5000 tr/min (cf. Tableau 3.13) et 8000 tr/min (cf. Tableau 3.14). Pour chaque vitesse, les écarts relatifs entre les essais sont dans tous les cas inférieurs au pourcent. Les mesures sont alors tout à fait répétables.

	Essai1	Essai2	Essai3
Vitesse (tr/min)	2003	2000	2003
Couple (N.m)	17.43	17.44	17.48
Puissance mécanique transmise (W)	3656	3652	3666
Tension (V)	60.3	60.2	60.3
Courant (A)	18	17.9	18
Déphasage V-I (°)	1.1	1.1	1.1
Puissance électrique (W)	3249	3242	3248
Pertes Joules (W)	48	47	48
Pertes mécaniques (W)	27	27	27
Pertes magnétiques (W)	332	336	343

Tableau 3.12 - Bilan de puissance des essais chargés à 2000 tr/min.

	Essai1	Essai2	Essai3
Vitesse (tr/min)	5004	5006	5014
Couple (N.m)	13.2	13.2	13.2
Puissance mécanique transmise (W)	6918	6920	6908
Tension (V)	151.2	151.2	151.2
Courant (A)	11.9	11.8	11.8
Déphasage V-I (°)	5	5	5
Puissance électrique (W)	5358	5356	5353
Pertes Joules (W)	21	21	21
Pertes mécaniques (W)	130	130	130
Pertes magnétiques (W)	1409	1413	1404

Tableau 3.13 - Bilan de puissance des essais chargés à 5000 tr/min.

	Essai1	Essai2	Essai3
Vitesse (tr/min)	8008	7997	8004
Couple (N.m)	12.9	12.8	12.9
Puissance mécanique transmise (W)	10804	10726	10833
Tension (V)	239	238.7	239
Courant (A)	10.4	10.4	10.4
Déphasage V-I (°)	3.5	3.5	3.5
Puissance électrique (W)	7453	7440	7456
Pertes Joules (W)	16	16	16
Pertes mécaniques (W)	306	306	306
Pertes magnétiques (W)	3029	2964	3055

Tableau 3.14 - Bilan de puissance des essais chargés à 8000 tr/min.

De même qu'au chapitre précédent, la résistance du câblage machine - Wattmètre est à prendre en compte dans les bilans de puissance.

3.4.2 Simulation de la machine en charge

3.4.2.1. Principe de la modélisation en charge

Les simulations en charge de notre machine ne diffèrent de celles à vide que par l'ajout d'un couplage circuit composé de sources de courant (cf. Fig. 3. 21). En effet,

aux niveaux des propriétés physiques, les mêmes caractéristiques de matériaux sont implantés, étant donné que les relevés de température (cf. Tableau 3.10) des essais en charge sont identiques à ceux des essais à vide.

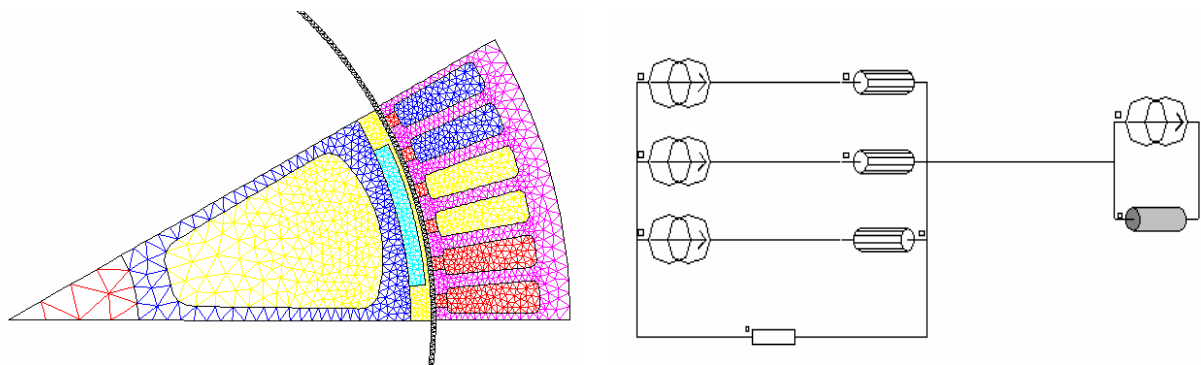


Fig. 3. 21 - Description du moteur maillé et du couplage circuit en courant associé.

En ce qui concerne l'alimentation, un couplage circuit en courant est réalisé. Une résistance de l'ordre du Méga Ohm est placée en parallèle afin d'assurer numériquement l'annulation du courant homopolaire. Les formes d'ondes des courants sont prises trapézoïdales, aux harmoniques près du courant mesuré (cf. Fig. 3. 22). Toutefois, nous avons aussi réalisé les simulations avec des courants de forme sinusoïdale. Les résultats sont présentés §3.4.2.4.

En outre, pour modéliser le plus précisément possible les points de fonctionnement en charge de notre machine, il est indispensable de disposer de l'angle de déphasage entre le champ rotorique créé par les aimants et le champ statorique fourni par les courants. Ceci est assuré par le codeur lors des essais, et reporté en simulation comme décalage géométrique du rotor par rapport au stator.

Les différentes mesures effectuées pour un même point de fonctionnement étant très proches, nous avons choisi d'utiliser les paramètres des essais notés 1 dans les Tableau 3.12, Tableau 3.13 et Tableau 3.14 pour effectuer les simulations. Les résultats de celles-ci sont synthétisés aux paragraphes suivants.

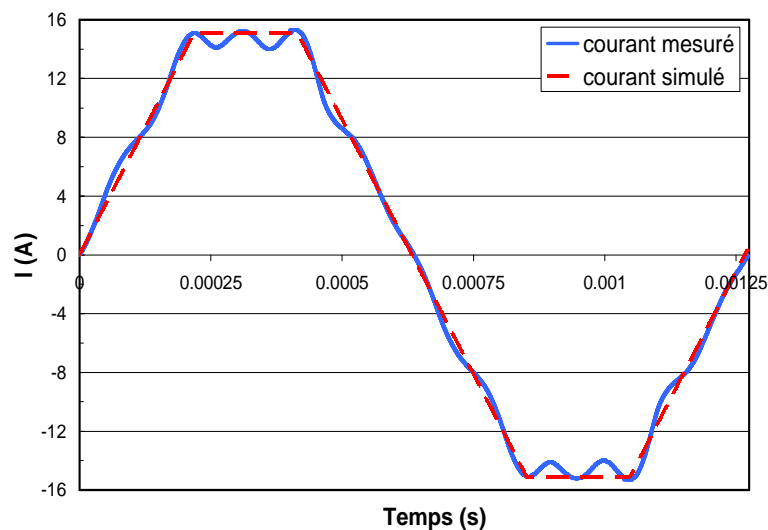


Fig. 3. 22 - Forme d'onde du courant à 8000 tr/min, mesuré - trait continu et simulé - trait pointillé.

3.4.2.2. Bilan des simulations en charge et comparaison des calculs de pertes fer ancien / nouveau modèle LS

Une simulation éléments finis de la machine est donc effectuée pour chaque point de fonctionnement en charge 2000 tr/min, 5000 tr/min et 8000 tr/min, de manière à approcher les conditions des essais précisées précédemment.

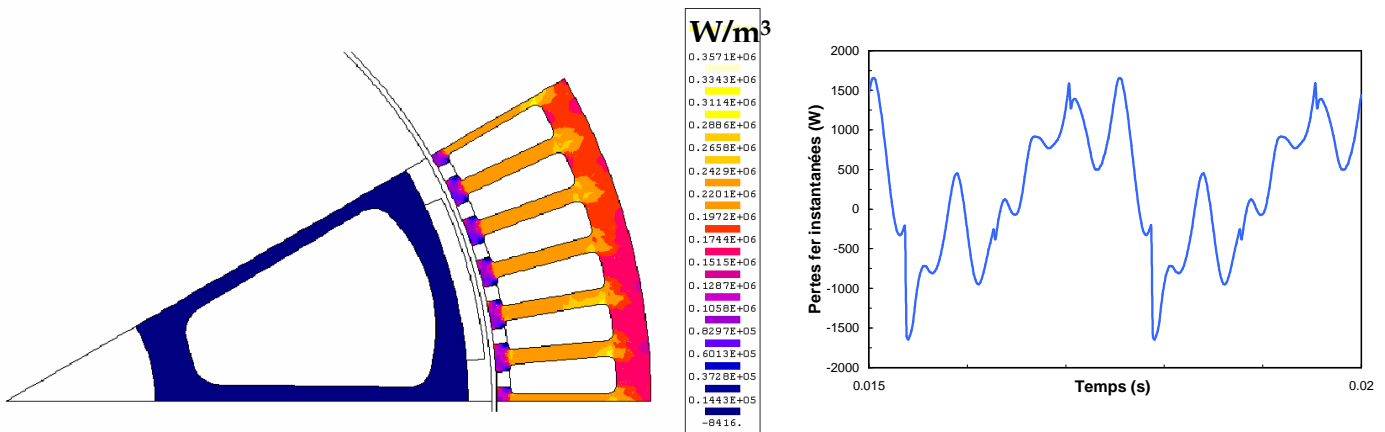
Le modèle LS de la nuance M330-35A sous son ancienne version et sa nouvelle mouture a été appliqué ; les résultats sont reportés ci-dessous Tableau 3.15.

		Ancien modèle LS			Nouveau modèle LS		
Vitesse (tr/min)		2000	5000	8000	2000	5000	8000
Pertes fer (W)	Stator	228	1099	2705	217	904	1958
	Rotor	3	3	6	3	3	6
Pertes aimants (W)		33	102	203	33	102	203
Pertes aimants (W) corrigées		25	78	156	25	78	156

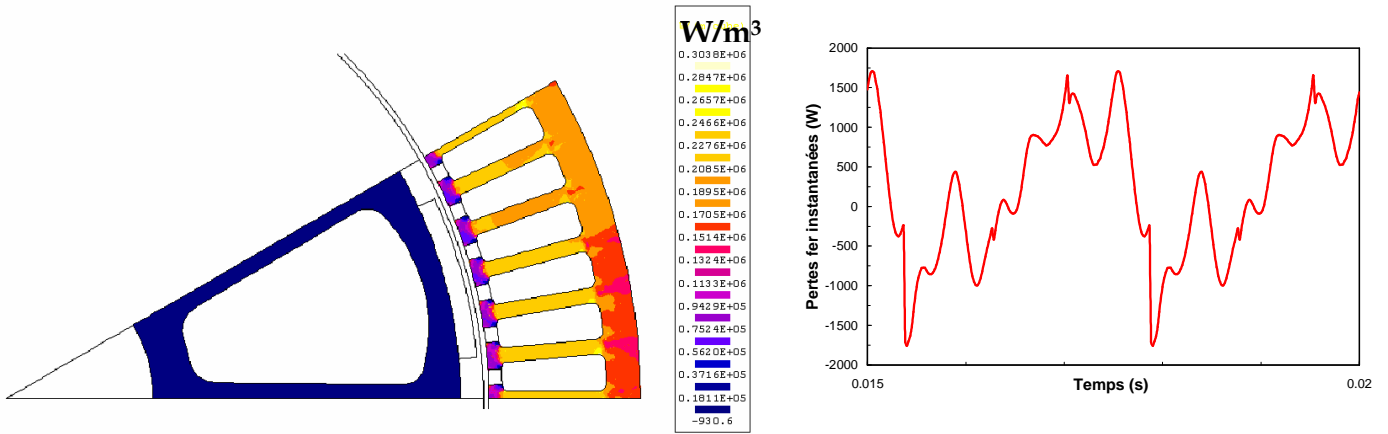
Tableau 3.15 - Comparaison pertes fer ancien / nouveau modèle LS.

Comme pour les essais à vide, les écarts entre les deux versions du modèle deviennent de plus en plus importants lorsque la fréquence du fondamental des simulations augmente. Les ordres de grandeurs de ces écarts sont inchangés ; plus de 700 W pour le cas chargé à 8000 tr/min (800 Hz).

Les dégradés ainsi que les relevées de pertes fer instantanées des essais en charge à 2000 tr/min sont très proches entre les deux versions du modèle LS (cf. Fig. 3. 23), ce qui est également le cas pour les essais à vide.

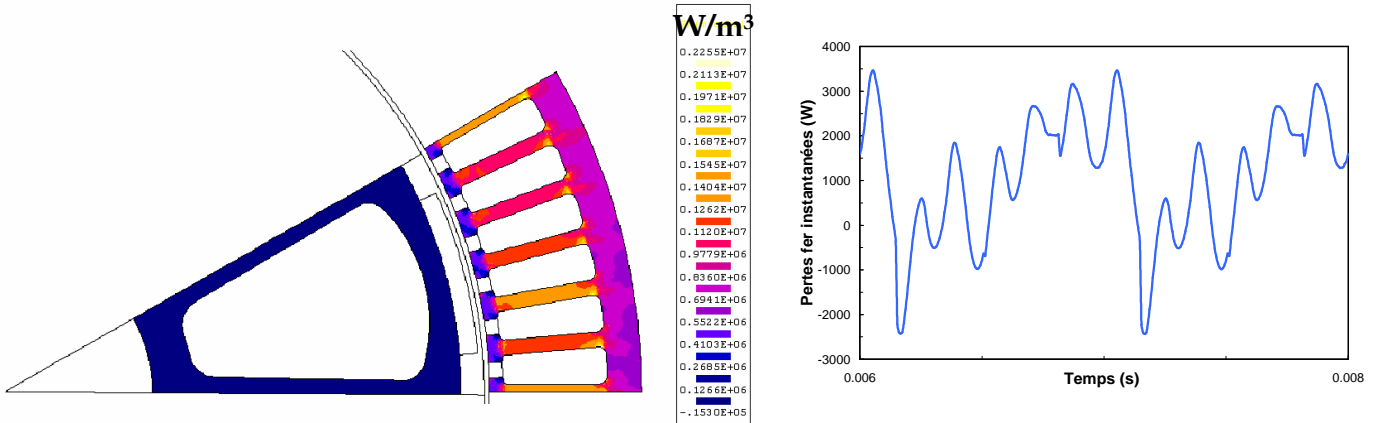


(a) Dégradé des pertes fer et pertes fer instantanées au stator sur une période de simulation ; ancien modèle LS.

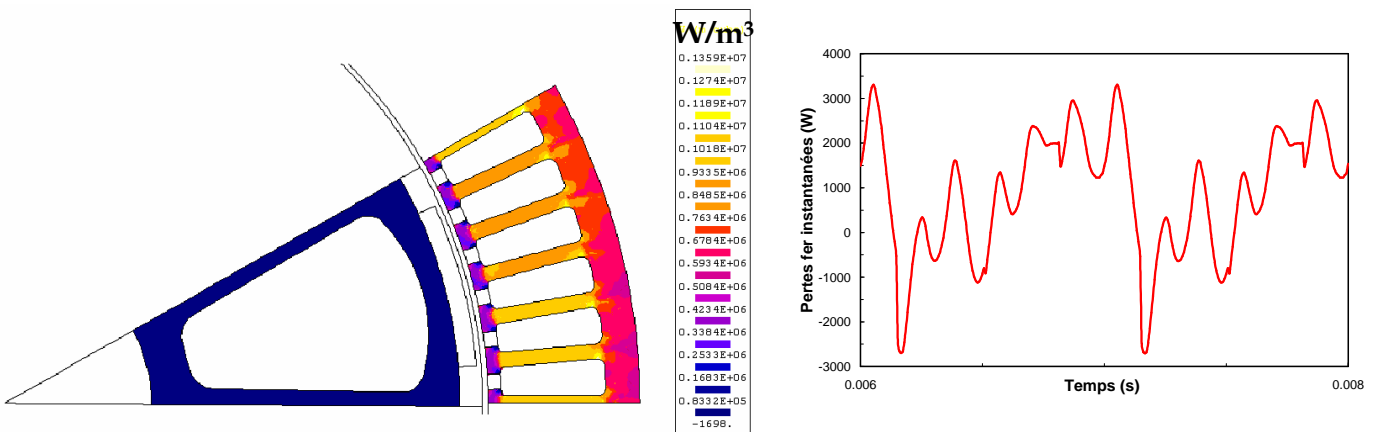


(b) Degradé des pertes fer et pertes fer instantanées au stator sur une période de simulation ; nouveau modèle LS.

Fig. 3. 23 - Comparaison entre les pertes fer ancien (a) et nouveau (b) modèle LS en charge pour une vitesse de rotation de 2000 tr/min.



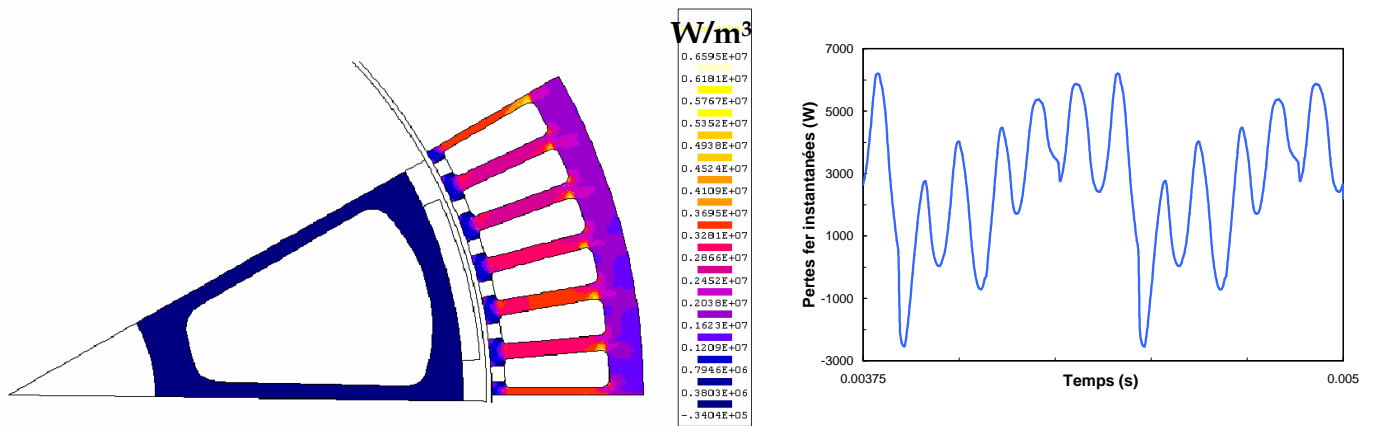
(a) Degradé des pertes fer et pertes fer instantanées au stator sur une période de simulation ; ancien modèle LS.



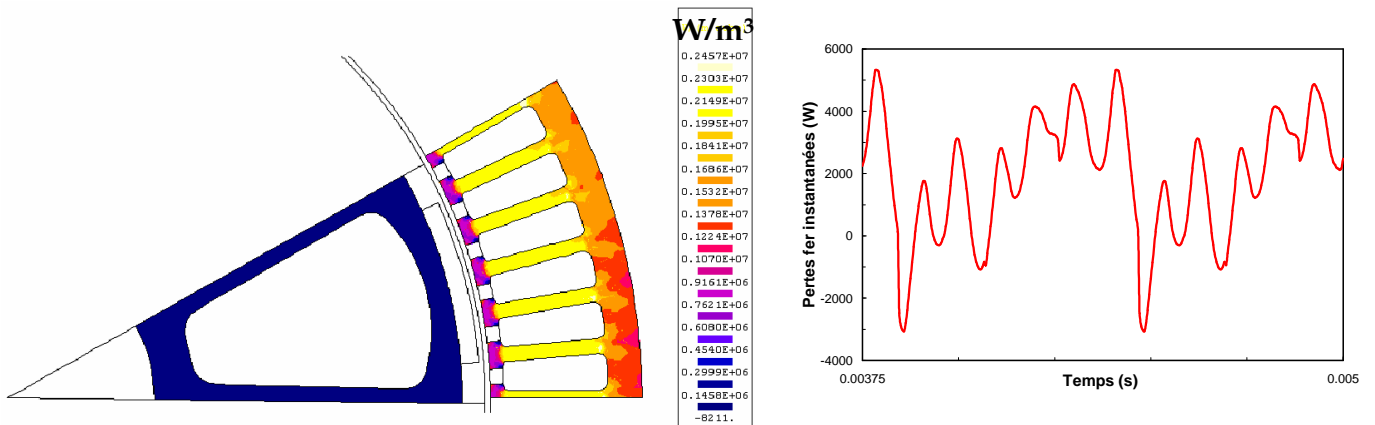
(b) Degradé des pertes fer et pertes fer instantanées au stator sur une période de simulation ; nouveau modèle LS.

Fig. 3. 24 - Comparaison entre les pertes fer ancien (a) et nouveau (b) modèle LS en charge pour une vitesse de rotation de 5000 tr/min.

Des différences entre les cartographies et les courbes de pertes fer instantanées des essais en charge à 5000 tr/min apparaissent entre les deux versions du modèle LS (cf. Fig. 3. 24).



(a) Dégradé des pertes fer et pertes fer instantanées au stator sur une période de simulation ; ancien modèle LS.



(b) Dégradé des pertes fer et pertes fer instantanées au stator sur une période de simulation ; nouveau modèle LS.

Fig. 3. 25 - Comparaison entre les pertes fer ancien (a) et nouveau (b) modèle LS en charge pour une vitesse de rotation de 8000 tr/min.

Pour les essais en charge à 8000 tr/min, les écarts d'estimation des pertes fer entre les deux versions du modèle LS, aussi bien au niveau des dégradés que des courbes de pertes fer instantanées se font nettement ressentir (cf. Fig. 3. 25), comme pour les essais à vide à 8000 tr/min.

3.4.2.3. Estimation des pertes fer en charge avec prise en compte du poinçonnage

La démarche mise en œuvre pour la prise en compte de l'effet du poinçonnage est la même que pour les essais à vide (§3.3.3). Elle se résume en un découpage de la machine en une zone contrainte ; proche des encoches, dents et couronnes environnant l'encoche, où une caractéristique dégradée de la courbe B(H) est utilisée, et une zone non affectée par la découpe ; la culasse (cf. Fig. 3. 20). Le modèle LS est ensuite appliqué. Cependant, comme pour les cas à vide, ce modèle ne prend pas en

compte in facto l'effet du poinçonnage. Les pertes doivent alors être recalculées dans les dents à l'aide du coefficient de dégradation obtenu expérimentalement (cf. Tableau 3.16), correspondant à l'induction et la fréquence de travail du matériau.

f (Hz)	200Hz	500Hz	800Hz
Coefficients pertes par poinçonnage	1.66	1.28	1.27

Tableau 3.16 - Coefficients de dégradation des pertes fer par effet du poinçonnage (cas chargés).

Nouveau modèle LS	Sans effet du poinçonnage			Avec effet du poinçonnage		
	2000	5000	8000	2000	5000	8000
Vitesse (tr/min)	2000	5000	8000	2000	5000	8000
Pertes fer Stator (W)	217	904	1958	304	1057	2291
Pertes fer rotor (W)	3	3	6	3	3	6
Pertes aimants (W)	33	102	203	36	108	213
Pertes aimants (W) corrigées	25	78	156	28	83	164

Tableau 3.17 - Pertes fer estimées avec et sans prise en compte du poinçonnage (cas chargés).

Le poinçonnage engendre une augmentation des pertes fer en charge de la machine d'environ 20% pour les vitesses élevées 5000 et 8000 tr/min (cf. Tableau 3.17).

3.4.2.4. Comparaison des calculs de pertes fer en charge courant trapèze / courant sinus

Les points de fonctionnement en charge de la machine sont à nouveau simulés. Les mêmes conditions que précédemment sont utilisées, à une différence près, cette fois-ci les courants sont sinusoïdaux (§3.4.2.1).

Nouveau modèle LS + effet du poinçonnage	Alimentation Trapèze			Alimentation Sinus		
	2000	5000	8000	2000	5000	8000
Vitesse (tr/min)	2000	5000	8000	2000	5000	8000
Pertes fer Stator (W)	304	1057	2291	309	1074	2296
Pertes fer rotor (W)	3	3	6	3	3	6
Pertes aimants (W)	36	108	213	31	11	184
Pertes aimants (W) corrigées	28	83	164	24	8	142

Tableau 3.18 - Comparaison des pertes fer en charge avec courants trapèze / sinus.

Au regard des résultats du Tableau 3.18, nous constatons que les estimations de pertes fer sont quasiment identiques, à une dizaine de Watt près, ceci pour tous les points de fonctionnement simulés. La forme d'onde du courant pour ces cas n'impacte donc pas sur l'estimation des pertes fer de notre machine. Cependant, pour la simulation à 5000 tr/min alimentée en sinus, les pertes dans les aimants sont différentes de celles que nous nous attendions à obtenir, de l'ordre de 100 W ; écart que nous n'expliquons pas.

3.4.3 Confrontations essais / simulations en charge

Les valeurs des simulations portées dans le Tableau 3.19, ci-dessous, ont été calculées à partir du nouveau modèle LS de la nuance M330-35A ([chapitre 1](#)) et en prenant en compte l'effet du poinçonnage ainsi que des courants trapézoïdaux.

Vitesse de rotation (fréquence)	Pertes magnétiques (W)		Ecart relatif (%)
	Essais	Nouveau modèle LS + effet du poinçonnage	
2000 tr/min (200 Hz)	332	335	0%
5000 tr/min (500 Hz)	1409	1143	19%
8000 tr/min (800 Hz)	3029	2461	19%

Tableau 3.19 - Bilan des pertes mesurées et simulées en charge.

Les écarts observés entre le modèle LS et les essais pour les différentes vitesses relevées n'excèdent jamais 20%, comme pour le fonctionnement à vide. Ce qui est jugé tout à fait satisfaisant.

3.5 Conclusion

Cette étude avait pour objectif de valider les améliorations en fréquence apportées au modèle LS sur un cas concret de machine. C'est pourquoi, nous avons décidé de tester une machine synchrone à aimants haute vitesse. Pour ce faire, nous avons réalisé un banc d'essai capable de faire fonctionner la machine à vide et en charge pour des vitesses de rotation de 2000, 5000 et 8000 tr/min. Ce travail ne se fit pas sans problème, car les obstacles techniques furent nombreux, tant au niveau de l'alimentation de la machine synchrone (onduleur et loi de commande spécifiques) que de son entraînement direct (machine à courant continu supportant la vitesse et la charge). D'autre part, la détermination des pertes mécaniques de cette machine pour les trois vitesses de fonctionnement fut délicate, et fit appel à la réalisation d'un rotor équivalent sans aimants. Une méthode de décélération de la vitesse de la machine avec rotor massif est utilisée pour déterminer les pertes mécaniques.

En ce qui concerne la modélisation des pertes fer de la machine, des simulations sous Flux2D ont été effectuées afin d'approcher avec le plus de précision possible les conditions de fonctionnement à vide et en charge de celle-ci. Ainsi, au cours de ce chapitre, un point très important a été abordé : l'influence de la mise en forme du circuit magnétique par poinçonnage sur les pertes fer de la machine. En effet, du fait de la grande finesse des dents de notre stator, l'impact des contraintes mécaniques sur les propriétés magnétiques induites par le poinçonnage n'est pas négligeable. Afin d'évaluer cet effet, nous avons mis en place une méthode originale basée sur une structure de grille équivalente au circuit magnétique de notre machine. Des mesures en fréquence sur cette grille et sur des échantillons Epstein de référence ont alors été réalisées afin de quantifier les dégradations de performance du matériau. Ensuite, après avoir répercuté cet effet sur les calculs en simulation, nous avons été

capables de déterminer les valeurs des pertes fer en tenant compte de l'impact des contraintes.

Au final, nous estimons les pertes fer, quelle que soit la vitesse de fonctionnement, à vide et en charge, avec environ 20% d'erreur sur les mesures. Ces estimations sont jugées tout à fait satisfaisantes.

Conclusion

Au cours de cette thèse, nous nous sommes intéressés à la problématique complexe des pertes fer dans les machines tournantes. En effet, l'évaluation des pertes d'origine magnétique d'un dispositif électromagnétique reste aujourd'hui un problème difficile. Pour répondre aux constructeurs, à la recherche de solutions toujours plus performantes et économiques, il est donc indispensable de mettre en œuvre des outils permettant d'estimer correctement ce type de paramètre. Le modèle Loss Surface, ou LS, est l'une des réponses apportées à cette problématique.

Développé au laboratoire d'électrotechnique de Grenoble depuis plus d'une dizaine d'années, il est actuellement commercialisé par la société Cedrat sous la forme d'un module avec le logiciel Flux2D. Au cours de trois thèses, ce modèle n'a cessé d'être perfectionné et a fait l'objet de nombreuses validations ; principalement sur des machines asynchrones à cage. Les écarts entre les estimations et les mesures dans tous les cas sont inférieurs à 20%.

Au cours de ce travail, cet outil a subi de nombreuses améliorations, et deux validations sur des machines synchrones à aimants ont été menées. Notre but a donc été de rendre le modèle LS encore plus précis, plus robuste et d'étendre son domaine d'utilisation.

Tout d'abord, au niveau expérimental, une caractérisation des tôles a été effectuée en fonction de la fréquence. Pour parvenir à nos fins, un onduleur de tension performant a été réalisé. Celui-ci nous a permis de prolonger la surface dynamique du modèle de la nuance M330-35A en induction triangulaire à 1.7 T jusqu'à la fréquence de 3500 Hz. Les dB/dt ainsi obtenus sont beaucoup plus homogènes sur l'ensemble de la période et en adéquation avec la fréquence recherchée pour la caractérisation. Ce nouvel outil expérimental est tout à fait complémentaire de l'ancien banc de mesure cadre Epstein automatisé. Toutefois, les mesures sur cet onduleur sont extrêmement délicates à réaliser en raison du niveau de précision exigé et la caractérisation dynamique s'avère longue et laborieuse. Une automatisation de la procédure est alors une amélioration souhaitable pour faciliter les mesures futures.

Ensuite, le modèle LS a été entièrement retranscrit sous le logiciel Matlab. Le code ainsi obtenu, plus souple d'utilisation et automatisé, nous a également permis de capitaliser les acquis antérieurs. En ce qui concerne le modèle à proprement parler, pour la contribution statique, nous avons gommé quelques petites imperfections, et l'écart moyen entre la mesure et la reconstitution a été réduit. Pour la partie dynamique, une nouvelle formulation par interpolation polynomiale de la surface Loss Surface, nous a permis de réduire le nombre de paramètres d'une manière très importante et de gagner ainsi un temps précieux dans l'identification du modèle.

En définitive, le bilan des améliorations apportées au modèle LS est très positif ; les gains sont conséquents. En effet, pour la nuance M330-35A, quasiment tous les écarts d'estimation des pertes pour les différentes formes d'onde testées ont été réduits.

Dans la seconde moitié de ce premier chapitre, nous avons abordé une partie plus théorique, où nous avons tenté de donner une interprétation physique de la surface dynamique du modèle LS. Ceci afin d'obtenir des lois de comportement pour décrire plus facilement la surface LS et étendre le modèle aux zones inaccessibles à la

caractérisation ; prolongation en fréquence et en induction. Le prolongement en induction est effectuée en utilisant une extrapolation de la courbe proche de la saturation. Quant au comportement en fréquence, un état de l'art de différents modèles d'aimantation dynamique a été mené, et un premier modèle fréquentiel autour des processus d'aimantation triangulaire est présenté.

Toutefois, notre objectif a été aussi de valider le modèle LS sur des dispositifs concrets. C'est pourquoi, nous avons choisi de tester les performances de celui-ci sur deux machines synchrones à aimants aux caractéristiques très différentes.

Au cours du chapitre 2, nous nous sommes intéressés à l'influence du niveau d'induction globale de la machine sur les pertes fer. Pour ce faire, nous avons utilisé une machine fonctionnant à 50 Hz - 1500 tr/min, aux formes d'ondes relativement simples. Nous avons alors mis en œuvre un banc d'essai qui nous a permis d'effectuer des mesures à vide et en charge pour différents niveaux d'induction dans la machine. Afin de réaliser le bilan de puissance, il nous a fallu auparavant déterminer les pertes mécaniques de la machine qui restent délicates à obtenir en raison des aimants. Un rotor équivalent sans aimants a donc été réalisé à cet effet, et est entraîné à 1500 tr/min pour la mesure de pertes.

En parallèle, une modélisation de la machine sous le logiciel éléments finis Flux2D à vide et en charge a été réalisée. Le modèle LS de la nuance M270-35A, nouvelle version, constituant le circuit magnétique de la machine a été effectué. Les estimations des pertes fer de la machine réalisées pour les deux versions du modèle (ancien/nouveau) sont identiques. En outre, les simulations indiquent clairement que les pertes fer dépendent fortement du niveau d'aimantation de la machine. De plus, pour affiner l'évaluation des pertes par courants induits dans les aimants et tenir compte des effets finis 3D sur l'épanouissement des courants, nous avons établi une méthodologie permettant de calculer rapidement et précisément cette influence.

Au final, les résultats obtenus sur cette machine sont tout à fait satisfaisants. Les écarts d'estimation varient de 30% à vide à environ 3% en charge. Plusieurs sources d'erreur peuvent être évoquées pour expliquer ces différences ; problème de précision des instruments de mesure, anisotropie du circuit magnétique, non prise en compte des effets d'extrémité...

Au cours du chapitre 3, nous avons testé le modèle LS, dans sa nouvelle version, sur une machine synchrone à aimants permanents offrant une gamme de vitesse plus large que la précédente, 0 - 8000 tr/min (0 - 800 Hz). L'étude a donc porté sur l'influence de la fréquence sur le niveau de pertes fer de la machine. Pour ce faire, nous avons réalisé un banc d'essai capable de faire fonctionner la machine à vide et en charge pour des vitesses de rotation de 2000, 5000 et 8000 tr/min. L'évaluation délicate des pertes mécaniques à ces vitesses de rotation a été réalisée en remplaçant le rotor aimanté par un équivalent massif. La machine ainsi formée fonctionne en mode asynchrone et une méthode de décélération du rotor a permis de remonter aux pertes mécaniques.

En ce qui concerne la modélisation des pertes fer de cette machine, des simulations sous Flux2D ont été effectuées afin d'approcher avec le plus de précision possible les conditions de fonctionnement à vide et en charge. Un point très important a été abordé : l'influence de la mise en forme du circuit magnétique par poinçonnage sur les pertes fer de la machine, notamment au niveau des dents très fines de la machine.

Une méthode originale basée sur une structure de grille équivalente au circuit magnétique de notre machine a été mise en œuvre. Des mesures en fréquence sur cette grille et sur des échantillons Epstein de référence ont alors été réalisées afin de quantifier les dégradations de performance du matériau. Ces valeurs sont ensuite répercutées en simulation suivant les régions affectées afin de déterminer les pertes fer. Au final, les écarts constatés, quelque soit la vitesse de fonctionnement à vide comme en charge, sont de l'ordre de la vingtaine de pourcent. Ce qui valide les améliorations apportées au modèle LS.

Comme nous avons pu le voir tout au long de cette thèse, la caractérisation et la modélisation des pertes fer dans une machine électrique n'est pas aussi simple que nous pourrions le croire. Les 20% d'écarts observés répondent à l'objectif que nous nous étions fixés initialement. Toutefois, pour aller plus loin et être capable de prédire sur n'importe quelle machine les pertes d'origine magnétique à moins de 10%, plusieurs travaux restent à développer :

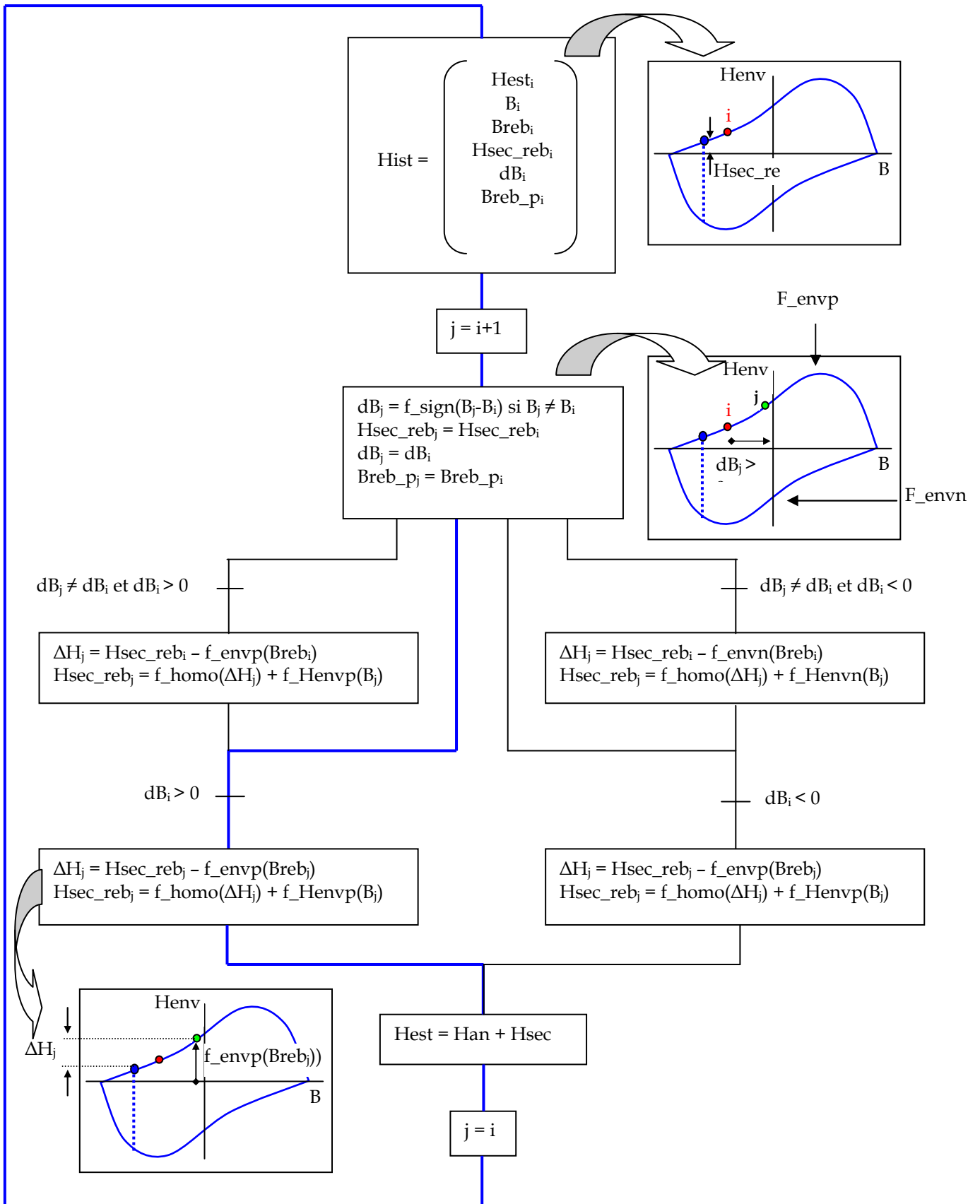
- Le modèle LS sous cette version améliorée doit être effectué pour les différentes nuances d'acier utilisés dans les dispositifs électromagnétiques. Dès lors, la caractérisation à partir de l'onduleur doit être menée pour chacune d'entre elles afin de prolonger leur surface dynamique LS. Toutefois, ce type de caractérisation doit encore être perfectionné, notamment la gestion de son automatisation, car pour le moment la procédure est trop longue et fastidieuse.
- Le travail amont entamé au cours de cette thèse sur la réflexion fondamentale de la surface LS est à poursuivre en vue d'une simplification de son identification.
- La prise en compte en simulation de l'effet du poinçonnage sur les propriétés des tôles dans les zones dégradées doit également être intégrée. Et d'une façon plus générale, la problématique de la mise en œuvre du circuit magnétique d'un dispositif doit être pris en compte.
- L'anisotropie des tôles FeSi non orientée doit également être approfondie. En effet, l'approximation de décomposition des pertes fer suivant les deux composantes parallèle et orthogonale doit être évaluée plus précisément sur ce type de nuance.

Au final, toutes les améliorations futures devront être confrontées au verdict de l'expérience ; où les mesures de pertes fer devront être aussi précises que possibles.

Annexes

Annexe A

Organigramme du modèle statique



Annexe B

Essais en charge

Tableaux récapitulatifs des différents essais :

Essai 1 défluxé

	essai1	essai2	essai3	essai4	essai5	moyenne	ecart type
Puissance active absorbée (W)	6014,47	5981,44	5958,35	5968,06	5942,35	5972,93	27,24
Puissance réactive absorbée (Var)	722,76	722,45	720,67	708,28	744,72	723,78	13,15
courant moyen (A)	27,75	27,60	27,46	27,49	27,46	27,55	0,12
tension moyenne (V)	72,78	72,77	72,86	72,90	72,71	72,81	0,07
Déphasage moyen (°)	6,92	6,95	6,96	6,83	7,20	6,97	0,14
angle FEM-I (°)	25,04	24,44	24,50	24,82	25,48	24,86	0,42
Puissance mécanique utile (W)	5634,52	5618,82	5588,46	5569,24	5561,11	5594,43	31,55
couple (N.m)	35,83	35,76	35,47	35,33	35,32	35,54	0,24
Vitesse moyenne (rad/s)	157,27	157,12	157,56	157,64	157,44	157,41	0,21
Pertes (W)	379,95	362,62	369,89	398,81	381,24	378,50	13,68
Pertes Joule (W)	193,33	191,32	189,41	189,69	189,34	190,62	
Pertes-Pjoule	186,61	171,30	180,48	209,12	191,91	187,88	14,13
Pertes Mécanique (W)	126,00	126,00	126,00	126,00	126,00	126,00	
Pertes fer (W)	60,61	45,30	54,48	83,12	65,91	61,88	14,13
Rendement	0,94	0,94	0,94	0,93	0,94	0,94	0,00

Essai 2 défluxé

	essai1	essai2	essai3	essai4	essai5	essai6	moyenne	ecart type
Puissance active absorbée (W)	6072,85	6064,99	6040,18	6034,59	6013,37	5969,61	6032,60	37,60
Puissance réactive absorbée (Var)	742,39	713,88	702,72	674,94	673,14	703,89	701,83	25,85
courant moyen (A)	27,97	27,86	27,71	27,62	27,51	27,37	27,67	0,22
tension moyenne (V)	72,92	73,09	73,16	73,29	73,32	73,22	73,17	0,15
Déphasage moyen (°)	7,03	6,78	6,70	6,45	6,46	6,79	6,70	0,22
angle FEM-I (°)	24,27	25,12	24,29	24,26	24,07	24,56	24,43	0,37
Puissance mécanique utile (W)	5689,21	5680,43	5651,35	5646,54	5633,56	5587,98	5648,18	36,26
couple (N.m)	36,16	36,13	35,94	35,86	35,77	35,52	35,90	0,24
Vitesse moyenne (rad/s)	157,34	157,24	157,23	157,44	157,48	157,32	157,34	0,10
Pertes (W)	383,64	384,56	388,83	388,05	379,81	381,63	384,42	3,53
Pertes Joule (W)	192,73	191,12	189,14	187,92	186,44	184,52	188,64	
Pertes-Pjoule	190,91	193,44	199,69	200,13	193,37	197,11	195,77	3,77
Pertes Mécanique (W)	126,00	126,00	126,00	126,00	126,00	126,00	126,00	
Pertes fer (W)	64,91	67,44	73,69	74,13	67,37	71,11	69,77	3,77
Rendement	0,94	0,94	0,94	0,94	0,94	0,94	0,94	0,00

Essai 3 défluxé

	essai1	essai2	essai3	essai4	essai5	essai6	moyenne	ecart type
Puissance active absorbée (W)	5981,85	5967,47	5965,35	5962,48	5958,31	5904,84	5956,72	26,64
Puissance réactive absorbée (Var)	739,83	704,43	707,00	690,86	657,93	696,66	699,45	26,52
courant moyen (A)	27,64	27,34	27,34	27,28	27,19	27,04	27,31	0,20
tension moyenne (V)	73,07	73,27	73,24	73,36	73,50	73,32	73,29	0,14
Déphasage moyen (°)	7,12	6,80	6,83	6,68	6,38	6,80	6,77	0,24
angle FEM-I (°)	24,00	23,95	23,98	23,71	23,24	23,77	23,78	0,29
Puissance mécanique utile (W)	5608,47	5589,72	5572,28	5572,10	5564,78	5544,48	5575,30	21,86
couple (N.m)	35,67	35,58	35,46	35,41	35,41	35,30	35,47	0,13
Vitesse moyenne (rad/s)	157,25	157,11	157,13	157,35	157,14	157,08	157,18	0,10
Pertes (W)	373,38	377,75	393,07	390,38	393,54	360,36	381,41	13,30
Pertes Joule (W)	190,18	186,17	186,18	185,32	184,12	182,01	185,67	2,71
Pertes-Pjoule	183,19	191,58	206,89	205,06	209,42	178,35	195,75	13,23
Pertes Mécanique (W)	126,00	126,00	126,00	126,00	126,00	126,00	126,00	
Pertes fer (W)	57,19	65,58	80,89	79,06	83,42	52,35	69,75	13,23
Rendement	0,94	0,94	0,93	0,93	0,93	0,94	0,94	0,00

Essai 1 fluxé

	essai1	essai2	essai3	essai4	essai5	moyenne	ecart type
Puissance active absorbée (W)	5986,04	5987,86	6001,54	5993,99	5984,06	5990,70	7,11
Puissance réactive absorbée (Var)	-3952,91	-4070,72	-4114,21	-4069,05	-4056,89	-4052,76	59,90
courant moyen (A)	26,40	26,55	26,65	26,57	26,52	26,54	0,09
tension moyenne (V)	90,62	90,94	91,06	90,92	90,90	90,89	0,16
Déphasage moyen (°)	-33,47	-34,24	-34,46	-34,20	-34,17	-34,11	0,37
angle FEM-I (°)	-21,04	-22,48	-22,91	-22,67	-22,58	-22,34	0,74
Puissance mécanique utile (W)	5593,76	5590,07	5602,12	5603,77	5611,50	5600,24	8,49
couple (N.m)	35,47	35,49	35,49	35,50	35,52	35,49	0,02
vitesse (rad/s)	157,71	157,51	157,86	157,84	157,96	157,78	0,17
Pertes (W)	392,28	397,79	399,42	390,21	372,56	390,45	10,70
Pertes Joule (W)	173,94	175,98	177,25	176,23	175,61	175,80	1,20
Pertes-Pjoule	218,34	221,81	222,17	213,99	196,95	214,65	10,43
Pertes Mécanique (W)	126,00	126,00	126,00	126,00	126,00	126,00	
Pertes fer (W)	92,34	95,81	96,17	87,99	70,95	88,65	10,43
Rendement	0,93	0,93	0,93	0,93	0,94	0,93	0,00

Essai 2 fluxé

	essai1	essai2	essai3	essai4	essai5	moyenne	ecart type
Puissance active absorbée (W)	5876,93	5890,82	5888,43	5900,37	5891,09	5889,53	8,39
Puissance réactive absorbée (Var)	-4169,87	-4204,27	-4117,65	-4195,07	-4178,31	-4173,03	33,78
courant moyen (A)	26,34	26,44	26,30	26,44	26,40	26,38	0,06
tension moyenne (V)	91,25	91,29	91,10	91,30	91,24	91,24	0,08
Déphasage moyen (°)	-35,39	-35,55	-34,99	-35,44	-35,38	-35,35	0,21
angle FEM-I (°)	-24,87	-24,96	-24,76	-24,58	-24,47	-24,73	0,20
Puissance mécanique utile (W)	5467,04	5461,97	5499,10	5511,21	5505,26	5488,92	22,76
couple (N.m)	34,71	34,67	34,91	34,99	34,91	34,84	0,14
vitesse (rad/s)	157,52	157,55	157,53	157,53	157,70	157,56	0,07
Pertes (W)	409,89	428,85	389,33	389,16	385,83	400,61	18,44
Pertes Joule (W)	175,41	176,77	174,98	176,85	176,23	176,05	
Pertes-Pjoule	234,47	252,08	214,36	212,31	209,60	224,56	18,26
Pertes Mécanique (W)	126,00	126,00	126,00	126,00	126,00	126,00	
Pertes fer (W)	108,47	126,08	88,36	86,31	83,60	98,56	18,26
Rendement	0,93	0,93	0,93	0,93	0,93	0,93	0,00

Essai 3 fluxé

	essai1	essai2	essai3	essai4	essai5	moyenne	ecart type
Puissance active absorbée (W)	5863,05	5839,14	5831,47	5833,51	5827,91	5839,02	14,04
Puissance réactive absorbée (Var)	-3844,43	-3920,78	-3947,33	-3971,30	-3972,02	-3931,17	52,85
courant moyen (A)	25,95	26,00	26,01	26,04	26,01	26,00	0,03
tension moyenne (V)	90,09	90,23	90,28	90,39	90,42	90,28	0,13
Déphasage moyen (°)	-33,28	-33,91	-34,13	-34,28	-34,31	-33,98	0,42
angle FEM-I (°)	-22,49	-23,97	-24,08	-23,74	-24,17	-23,69	0,69
Puissance mécanique utile (W)	5475,71	5430,58	5429,53	5438,68	5420,29	5438,96	21,55
couple (N.m)	34,75	34,56	34,54	34,55	34,46	34,57	0,11
vitesse (rad/s)	157,58	157,13	157,21	157,43	157,30	157,33	0,18
Pertes (W)	387,34	408,56	401,94	394,83	407,62	400,06	8,98
Pertes Joule (W)	170,34	170,90	171,11	171,44	171,12	170,98	
Pertes-Pjoule	217,00	237,66	230,83	223,39	236,51	229,08	8,81
Pertes Mécanique (W)	126,00	126,00	126,00	126,00	126,00	126,00	
Pertes fer (W)	91,00	111,66	104,83	97,39	110,51	103,08	8,81
Rendement	0,93	0,93	0,93	0,93	0,93	0,93	0,00

Références bibliographiques

Références bibliographiques

- [ALL 01] F. Allab, « Evaluation et modélisation des effets de mise en oeuvre du matériau sur les performances des machines électriques », rapport de DEA, Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble, 2002.
- [BER 85] G. Bertotti, « Physical interpretation of eddy current losses in ferromagnetic materials. I Theoretical consideration », J. Appl. Phys. Vol. 57, N° 6, pp. 2210-2217, 1985.
- [BER 88] G. Bertotti, « General properties of power losses in soft ferromagnetic materials », IEEE Trans. Mag., Vol. 24, 1, pp. 621-630, 1988.
- [BER 91] G. Bertotti, « Generalized Preisach model for the description of hysteresis and eddy current effects in metallic ferromagnetic materials », J. Appl. Phys. 69 (8), pp. 4608-4610, 1991.
- [BIR 93] O. Biro et al., « Computation of 3D current driven skin effect problems using a current vector potential », IEEE Trans. Magn., vol 29, p.1325-1332, 1993.
- [BIS 71] J.E.L. Bishop, « The influence of domain wall bowing on eddy current drag », Phys.stat.sol. (a) 7, pp117-124, 1971.
- [BIS 73] J.E.L. Bishop, « The analysis of eddy-current-limited magnetic domain wall motion, including severe bowing and merging », Journal of Physics D : Applied Physics, 6, pp97-115, 1973.

- [BIS 84] J.E.L. Bishop, « Modelling domain wall motion in soft magnetic alloys », *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, 41, pp 261-271, 1984.
- [BRI 97] P. Brissonneau, « Magnétisme et matériaux magnétiques pour l'électrotechnique », Edition Hermès, Paris 1997 .
- [CAR 76] W.J. Carr, « Magnetic domain wall bowing in a perfect metallic crystal », *Journal of Applied Physics*, 47, 9, pp 4176-4181, 1976.
- [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, INPG, 1996.
- [CHE 99] T. Chevalier, « Modélisation et mesure des pertes fer dans les machines électriques, application à la machine asynchrone », Thèse de Doctorat, INPG, 1999.
- [CHI 95] S. Chikazumi, « Physics of ferromagnetism », oxford science publications.
- [CLA 92] E. Clavel, « vers un outil de conception de câblage : le logiciel InCa », Thèse de Doctorat, Université Joseph Fourier, 1992.
- [CLE 99] J. Clédière, « Simulation des processus d'aimantation dans des matériaux à anisotropie aléatoire et propriétés dynamiques d'aimantation dans des rubans nanocristallins doux », Thèse de Doctorat, Université Joseph Fourier, 1999.
- [CLE 00] S. Clénet, M. Lajoie-Majenc, « Modèle pour le calcul des pertes par courants induits dans les aimants », MGE 2000, Lille, 13 et 14 décembre 2000.
- [DEB 00] O. Deblecker, « Contribution à la modélisation des champs magnétiques dans les systèmes comportant des milieux non linéaires et hystérétiques », Thèse de Doctorat, Faculté Polytechnique de Mons, 2000.
- [DEL 82] R.M. Del Vecchio, « Calculation of magnetic domain wall bowing and eddy current losses in an infinite sheet of bar-like domains », *Journal of Applied Physics*, 53, 3, pp 2777-2779, 1982.

- [FUJ 05] K. Fujisaka, R. Hirayama, T. Kawachi, S. Satoh, C. Kaidou, M. Yabumoto, T. Kubota, « Motor core iron loss analysis evaluating shrink fit and stamping effect by finite element », Conférence Intermag 2005, 4-8 avril, Nagoya - Japon, GT 13.
- [GRE 89] G. Grellet, « Pertes dans les machines tournantes », Techniques de l'ingénieur, traité de génie électrique, pp D 3450-1 à D 3451-6, 1989.
- [GUE 04] C. Guerin et al., « 3D Finite Element Modeling of Magnetic Actuators with Motion », CEFC 2004 conference proceedings, 2004.
- [HAL 70a] T.R. Haller et J.J. Kramer, « Observation of dynamic domain size variation in a silicon-iron alloy », Journal of Applied Physics, 41, 3, pp1034-1035, 1970.
- [HAL 70b] T.R. Haller et J.J. Kramer, « Model for reverse domain nucleation in ferromagnetic conductors », Journal of Applied Physics, 41, 3, pp1036-1037, 1970.
- [HUB 98] O. Hubert, « Influence des contraintes internes et de la structure des dislocations sur le couplage magnéto-mécanique dans les alliages Fe-3%Si à grains orientés » Thèse de doctorat, Université de Technologie de Compiègne, 1998.
- [IEE 97] « IEEE Standard Test Procedure for Polyphase Induction Motors and Generators », Institute of Electrical and Electronics Engineers, IEEE Std 112-1996 (revision of IEEE Std 112-1991), 1997.
- [JIL 86] D.C. Jiles et J.L. Atherton, « Theory of ferromagnetic hysteresis », Journal of Magnetism and Magnetic Materials, Vol. 61, pp. 48-60, 1986.
- [KED 86] A. Kedous, D. Lebouc, P. Brissoneau, « Etudes des pertes dans des tôles magnétiques soumises à des variations d'induction B(t) de forme trapézoïdale », Rev. Phys. Appl., 21, pp 269-275, 1986.
- [KED 03] A. Kedous-Lebouc, B. Cornut, J. C. Perrier, Ph. Manfé and Th. Chevalier, « Punching influence on magnetic properties of the stator teeth of an induction motor », J. Magn. Magn. Mat 254-255, pp. 124-126, 2003.

- [LAF 67] M. Lafosse, « Guide pratique de mesures et essais de machines », Dunod, Paris, 1967., pp. 156 à 171.
- [LAN 69] L. Landau, E. Lifchitz, « Mécanique », Vol. 1, Edition MIR, 1969.
- [LIU 02] W. N. Fu, Z. J. Liu, « Estimation of Eddy-Current loss in permanent magnet of electric motors using network-field coupled multislice time-stepping finite-element method », IEEE Trans. Magn., vol 38, N°2, pp. 1225-1228, 2002.
- [MAR 94] A. Maraner, C. Beatrice et P. Mazzetti, « Single Bloch wall dynamics in amorphous ribbons : A comparison between experimental and theoretical results », Journal of Applied Physics, 75, 8, pp4117-4125, 1994.
- [MAR 95] F. Marthouret, J.P. Masson, H. Fraisse, « Modeling of a non linear conductive magnetic circuit », IEEE Trans. Mag., Vol 31, N°6, 1995.
- [MAR 03] A. Marino, « Caractérisation et modélisation des pertes magnétiques d'une machine asynchrone instrumentée fonctionnant en charge », Thèse de doctorat, INPG, 2003.
- [MAR 05] C. Martin, « Vers une méthodologie de conception des interconnexions pour les dispositifs de l'électronique de puissance », Thèse de doctorat, INPG, 2005.
- [MEU 02] G. Meunier, « Modèles et formulations en électromagnétisme » Hermès, Lavoisier, chapitre 2, 2002.
- [MEU 03] G. Meunier, Y. Le Floch, C. Guerin, « A non linear circuit coupled T-T0- ϕ formulation for solid conductors », IEEE Trans. Mag., vol. 39, N°3, pp. 1729-1732, 2003.
- [PER 95] I. Perès, « Contribution à l'analyse de l'écoulement et des transferts convectifs dans un espace annulaire lisse ou encoché par voie de simulations numériques », thèse de doctorat, ENSMA de Poitiers, 1995.
- [POL 97] H. Polinder, M. J .Hoeijmakers, « Eddy-current Losses in the permanent magnets of a PM machine », EMD97, conference publication N°444, IEE 1997.
- [PRY 58] R.H. Pry, C.P. Bean, « Calculation of the Energy Loss in Magnetic Sheet Materials using a Domain Model », Journal of Applied Physics, 29, 3, pp532, 1958.

- [RIG 01] L. A. Righi, N. Sadowski, R. Carlson, J. P. A. Bastos, N. J. Batistela, « A new approach for Iron Losses calculation in voltage fed time stepping finite elements », IEEE Trans. Mag., Vol. 37, 5, pp 3353-3356, 2001.
- [ROU 96] L. Rouve, « Prise en compte du comportement magnétique fréquentiel des tôles FeSi en modélisation électrotechnique », Thèse de doctorat, INPG, 1996.
- [RYG 00] R. Rygal, A. Moses, N. Derebasi, J. Schneider, A. Schoppa, « Influence of cutting stress on magnetic field and flux density distribution in non-oriented electrical steels », J. Magn. Magn. Mat. 215-216, pp. 687-689, 2000.
- [SCH 95] Document fabricant d'aimant permanent MAGNETFABRIK SCHRAMBERG.
- [SCH 98] R. Schafer, A. Hubert, « Magnetic domains. The analysis of magnetic microstructure », Springer, 1998.
- [SCH 00] A. Schoppa, J. Schneider, C. D. Wuppermann, « Influence of manufacturing process on the magnetic properties of non-oriented electrical steels », J. Magn. Magn. Mat. 215-216, pp. 74-78, 2000.
- [SPO 98] S.A. Spornic, « Automatisation de bancs de caractérisation 2D des tôles magnétiques. Influence des formes d'ondes sur les mécanismes d'aimantation », Thèse de Doctorat, INPG, 1998.
- [SUN 71] J.N. Sun, T.R. Haller et J.J. Kramer, « Observation of magnetic losses in a single crystal of ferromagnetic conductors », Journal of Applied Physics, 42, 4, pp1789-1791, 1971.
- [TEI 94] J. C. Teixeira, « Etude des machines synchrones à aimants permanents fonctionnant en réduction de flux », Thèse de doctorat, INPG, 1994.
- [WSK 50] H.J. Williams, W. Shockley, C. Kittel, « Studies of the Propagation Velocity of a Ferromagnetic Domain Boundary », Phys. Rev. 80(6), pp 1090, 1950.
- [VAC 05] Documentation fabricant d'aimants permanents NdFeB VACUUMSCHMELZE.

