HAL
open science

Pertes à haute fréquence dans les rotors des machines synchrones à aimants alimentées par onduleur de tension.

Adel Azzedine Bettayeb

To cite this version:

Adel Azzedine Bettayeb. Pertes à haute fréquence dans les rotors des machines synchrones à aimants alimentées par onduleur de tension.. Autre. Supélec, 2010. Français. NNT : 2010SUPL0002 . tel-00805589

HAL Id: tel-00805589

https://theses.hal.science/tel-00805589v1

Submitted on 28 Mar 2013

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.

N° d'ordre : 2010-02-TH

THÈSE DE DOCTORAT

SPECIALITE : PHYSIQUE

Ecole Doctorale « Sciences et Technologies de l'Information des Télécommunications et des Systèmes »

Présentée par :

Adel BETTAYEB

Sujet :

PERTES À HAUTE FREQUENCE DANS LES ROTORS DES MACHINES SYNCHRONES À AIMANTS ALIMENTEES PAR ONDULEUR DE TENSION

Soutenue le 29 Octobre 2010 devant les membres du jury :

M. Pascal BROCHET	L2EP	(Rapporteur, professeur des universités)
M. Mohamed El-Hadi ZAIM	IREENA	(Rapporteur, professeur des universités)
M. Fréderic BOUILLAULT	LGEP	(Examinateur, professeur des universités)
M Noel BURAIS	UCBL1	(Examinateur, professeur des universités)
M. Robert KACZMAREK	Supélec	(Examinateur, professeur Supélec)
M. Jean Claude VANNIER	Supélec	(Examinateur, professeur Supélec)
M. Andry RANDRIA	ALSTOM	(Examinateur, Ingénieur de projet)

REMERCIEMENTS

Ce mémoire porte sur les travaux de recherche effectués au sein du département Energie du Supélec. Je remercie Monsieur Alain Bravo, le directeur d'école et Monsieur Jacques Oksman, le directeur de la recherche et des relations industrielles, de m'y avoir accueilli au sein de leur établissement.

Je remercie Monsieur Jean-Claude Vannier, le chef de département énergie du Supélec, de m'avoir permis de travailler au sein de son équipe, pour toute son aide, ses idées durant mes trois années de thèse. L'expérience humaine apprise en le côtoyant n'en est pas moins importante. Merci pour tout.

Je tiens à remercier tout particulièrement mon directeur de thèse Robert Kaczmarek d'avoir su trouver la méthodologie des problématiques rencontrés qui m'ont permis de valoriser se travail de thèse. Je tiens à vous exprimer, ici, ma reconnaissance et ma gratitude pour votre aide, votre support, votre disponibilité (pour les nombreuses et longues discussions), votre encouragement, vos conseils et votre apport scientifique durant tout le long de ce mémoire. Merci beaucoup.

J'adresse mes remerciements également à Pascal Brochet et à Mohamed El-Hadi Zaim qui ont accepté d'être les rapporteurs de cette thèse soutenue devant le jury auquel ont participé : Fréderic Bouillault, son président, Noel Burais, Andry Randria, Jean-Claude Vannier et mon directeur de thèse. Qu'ils soient tous assurés de ma gratitude pour avoir jugé et enrichi mon travail.

Je voudrais remercier Xavier Jannot pour son aide, ces idées et toutes les discussions que nous avons pu échanger dans le domaine de calcul des pertes dans les machines électriques.

J'aimerais également remercie toute les collègues doctorants de département d'énergie : Christophe, Benjamin, Mathieu, Haitham, Mazhar, Jing, Soukayna, Maialan et Xavier pour les moments qu'on a partagé ensemble.

Ma profonde gratitude s'adresse à ma famille, en particulier Ma mère Fatima, Mon père Mohamed de m'avoir encouragé, et m'aidé tout au long de mon parcours. Sans eux je ne saurais jamais arrivé là ou je suis. El hamdoulilah

Enfin je remercie mon épouse A. Lekehal pour son soutien, son encouragement durant mes deux dernières années pour mener à bien ce travail. Je suis très reconnaissant et d'ailleurs je leur doit beaucoup.

A ma mère, mon père, mes frères et sœurs
A mon épouse

TABLES DES MATIERES

INTRODUCTION GENERALE 13

PARTIE I

PERTES DANS LES AIMANTS PERMANENTS DES MACHINES SYNCHRONES: ANALYSE

I.1 NATURE DES PERTES DANS LES AIMANTS 19

I.1.1 Les structures des aimants permanents 19

I.1.2 Le magnétisme des aimants 21

I.1.3 Origines des pertes dans les aimants 22

I.2 FORMULES ANALYTIQUES DES PERTES PAR COURANTS DE FOUCAULT DANS LES AIMANTS 24

I.2.1 Vérification du modèle linéaire de l'aimant 24

I.2.2 Analyse de pertes par courants de Foucault 25

I.2.2.1 Cas sinusoïdal 27

I.2.2.2 Cas harmonique 28

I.3 CHAMP HARMONIQUE VU PAR LES AIMANTS DU ROTOR 29

I.3.1 Le champ harmonique du stator : 5 ,7 29

1.3.2 Cas d'une harmonique dominante 33

1.3.3 Cas de deux harmoniques « parents » importantes 34

CONCLUSION 37

PARTIE II

OPTIMISATION DE LA SEGMENTATION DES AIMANTS PERMANENTS EN VUE DE LA MINIMISATION DE PERTE

II.1 CHOIX DES MODELES DE LA MACHINE EN ELEMENTS FINIS 39

II.1.1 Rotor arrêté 40

II.1.2 Machine à aimants en surface 41

II.1.3 Machine à aimants enterrés 43

II.2 MODELE DES PERTES PAR COURANT DE FOUCAULT SANS L'EFFET DE PEAU 44
II.2.1 Aimant en forme rectangulaire très long 45
II.2.2 Aimant en forme carrée (t=l) 46
II.2.3 Aimant en forme rectangulaire : Cas générale 48
II.2.4 Vérification de la formule générale par comparaison avec simulation en éléments finis 49
Remarque 52
II.3 MODELE DES PERTES PAR COURANTS DE FOUCAULT AVEC L'EFFET DE PEAU 54
II.3.1 Répartition du flux 55
II.3.2 Modèle des bandes équivalentes 56
II.4 OPTIMISATION DE LA SEGMENTATION DES AIMANTS EN SURFACE, SIMULATION 58
II.4.1 Types de segmentation 58
II.4.2 Etude en fréquence 59
II.4.3 Etude selon la pertinence de l'effet de peau 61
II.5 OPTIMISATION DE LA SEGMENTATION DES AIMANTS ENTERRES 64
II.5.1 Types de segmentation 64
II.5.2. Analyse de la segmentation des aimants en fréquence et en pertinence de l'effet de peau 65
II.6 OPTIMISATION DE LA SEGMENTATION DES AIMANTS PERMANENTS DANS LE CAS DE DEUX HARMONIQUES PARENTS 68
II.6.1 Aimants en surface 68
II.6.2 Aimants enterrés 69
CONCLUSION 70

PARTIE III

PERTES PAR LA DENTURE

III.1 MODIFICATION DU CHAMP DANS L'ENTREFER PAR LA DENTURE STATORIQUE 73
III.2 PERTES PAR LA DENTURE DANS LES AIMANTS EN SURFACE 76
III. 2. 1 Analyse en 2D 76
III.2.2 Maquette en 2D 78
III.2.3 Calcul en 2D dans une couche de mailles 80
III.2.4 Calcul en 2D dans plusieurs couches de mailles 82
III.3 PERTES PAR LA DENTURE DANS LES TOLES ROTORIQUES 87

III.3.1 Modèle analytique de pertes denture à l'aide d'une maquette 87
III.3.2 Simulation par éléments finis (EF)..... 88
III.3.3 Modèle analytique des courants de Foucault..... 91
III.3.4 Modèle analytique des pertes par courant de Foucault..... 92
III.3. 5 Comparaison EF et modèle analytique..... 92
CONCLUSION..... 94

CONCLUSION GENERALE 95
ANNEXES..... 99
A 104
B 108
C 110
D 112
E 115
F..... 113
REFERENCES 124
LISTE DES PUBLICATIONS..... 129

LISTE DES FIGURES

Figure 1.1 Moments non orientés au hasard des nano cristallites enchevêtrés 20
d'un Aimant isotrope- 20
Figure 1.2 Cristallites d'un aimant orienté et moments magnétiques orientés selon Z 21
Phase magnétique dure (blanc) et phase non magnétique (grisé)..... 21
Figure 1.3 Caractéristique B(H) d'un aimant permanent et sa courbe de démagnétisation 22
avec un cycle d'hystérésis mineur..... 22
Figure 1.4 Structures de rotor de la MSAP :(a) rotor à aimants en surface, (b) rotor à aimants enterrées
..... 23
Figure 1.5 Courant induit dans un matériau ferromagnétique massif 24
Figure I.6 Comparaison du calcul d'impédance : modèle EF et mesure à σ=0.019 e+6 $(\Omega m)^{-1}$ 25
Figure 1.7 5ème et 7ème harmonique de la FMM 31
Figure 1.8 Harmoniques +6 et -6 de la FMM..... 32
Figure 1.9 L'harmonique 5 est la source de la quasi-totalité de pertes ([WAN05]) 33
Figure 1.10 FMM composée $F_{-/+}$ immobile à $\theta = \frac{\phi_{+6} - \phi_{-6}}{2}$, oscille à 6w. Les aimants couvrent 2/3 de
pôle : □=(-180°~ -135°), (-75°~45°) et (105°~180°)..... 35
Figure 1.11 Comparaison des PCF de différents remplissages par aimant sur le pole :..... 37
couvrant entièrement ou seulement 2/3du rotor. 37
Figure 2.1: Modèle pour une paire de pôle de la MSAP, en 2D extrudé vers le 3D 41
Figure 2.2 Lignes de champs créés par la nappe de courant : (a)par la nappe de la phase a 42
(b) par une nappe triphasée. Un aimant couvre 4 encoches 42
Figure 2.3 Modèle 3D en EF de la MSAP à aimants enterrés..... 43
Figure 2.4 Flux harmonique dans la machine à aimants enterrés à f=1800 Hz..... 44
Figure. 2.5 Aimant en forme rectangulaire très long. Direction de la densité de flux 45
est perpendiculaire à la surface de courant Foucault..... 45
Figure 2.7 Aimant en forme rectangulaire. Direction de la densité de flux est perpendiculaire à la
surface des courants de Foucault ; deux sections pour la spire dx et dz..... 48
Figure 2.8. (a). L'effet de peau fort permet de modéliser le flux dans le matériau par deux (a) ou
quatre (b) bandes de flux équivalent homogène ce qui explique qualitativement l'augmentation de
pertes avec la segmentation du matériau. 54
Le Tab. II.5 présente une comparaison de flux évalué par l'équation détaillée (II.12) avec celui évalué
par l'équation simplifiée (2.8) 57
Figure. 2.9 : Dimension de l'aimant et le type de la découpe 58

Figure 2. 10 Carte des CF pour un aimant 1x4 et 2x4 à f=3600 Hz. Seulement une de quatre découpés en z est visualisée. 59
Figure. 2.11. Pertes par courant de Foucault en fonction de la segmentation axiale des aimants à (f=900,1800 et 3600 Hz). Avec la monté en fréquence le pic de pertes se déplace vers le nombre plus élevé des segments. 62
Figure 2.12 Pertes par courants de Foucault en fonction de la segmentation tangentielle des aimants à (f=900,1800 et 3600 Hz). Avec la monté en fréquence le pic de pertes se déplace vers le nombre plus élevé des segments. ..... **Erreur ! Signet non défini.**
Figure. 2. 13 Dimension de l'aimant 1x1et type de la segmentation 64
Figure 2.14 Trajectoire des courants induits pour un aimant 2x6. Ici, la segmentation ortho-radiale est visualisée 64
Tab II.6 .Profondeur de pénétration de l'effet de peau selon les fréquences de travail..... 65
Figure 2.15 Pertes par CF dans une aimant 1xNz 66
Figure 2.17. Pertes par CF dans une aimant 3xNz 67
Figure 2.18 Pertes par CF en fonction de la segmentation des aimants en surface 68
pour f=5400 Hz, (b) pour f=7200 Hz. 68
Figure. 2.19 Pertes par CF en fonction de la segmentation des aimants enterrés..... 69
Pour f=7200 Hz, (b) Pour f=5200 Hz. 69
Figure 3.1 Atténuation de l'influence de la denture dans la machine à aimants en surface 74
Figure 3.2 Rotor tournant 2D : observation d'un point sur la surface de l'aimant, coté pied de dent.. 74
Figure 3.4 Modèle analytique des CF en 2D dans la couche conductrice [BE10] 76
Figure 3.5 Maquette EF en 2D 79
Figure 3.6 Lignes de flux dans la maquette EF en 2D 80
Figure 3.7 Maquette 2D avec 10 sous-couches d'épaisseur 2.5mm..... 83
Figure 3.8 Pertes par CF dans les couches successives de la pièce conductrice 83
PCF_EF : Modèle en éléments finis et PCF_AN : modèle analytique..... 83
Figure 3.9: Comparaison de B_{0i} ANSYS et courbe approximative (μr =1, H=2.25mm) 85
Figure 3.10 Maquette de la denture en 3D avec air derrière la couche conductrice du rotor et une nappe de courant au dessus représentant les variations de l'induction dues à la denture..... 87
Figure.3.11 Flux 3D dans la maquette..... 89
Figure.3.12 Induction B spatiale dans la couche (partie réelle) 89
Figure 3.13 les courants de Foucault dans une tôle à e_z=0.35mm..... 90
Figure 3.14: Les courants de Foucault circulant dans une couche conductrice à titre d'exemple ..... pour une épaisseur e_z=3.5mm. On est bien sur deux périodes de courants induits par une alternance de la nappe de courant..... 90
Figure 3.15 Modèle des CF sur l'axe x 91

Figure. 1.F Schéma d'un aimant avec trajet des courants induits en analyse harmonique à la fréquence 1Hz et 8000 Hz. Les dimensions d'aimant : t*h*l=47.5*7*50 120
Figure 2.F Modèle en éléments finis de maillage d'aimant de dimensions : t*h*l=40*7*50 120
Figure 3.F Effet de la taille de maillage sur les pertes par courants de Foucault dans un aimant à la fréquence harmonique f=8000 Hz. PCF1 en fonction de δ/e_x et PCF2 en fonction de δ/e_z 122
Figure.4.F Le maillage non homogène pour les champs non homogènes..... 123

LISTE DES TABLEAUX

Tab. II.1 Aimant en forme rectangulaire très long, Pe est proportionnelle à $\frac{t^2}{(1+t^2/l^2)} = \frac{l^2}{(1+l^2/t^2)}$ 50

Tab. II. 2 Aimant en forme carrée, avec t identique, PEF est proportionnelle à $t^2 \cdot \frac{1}{(1+t^2/l^2)}$ 50

Tab. II. 3 Aimant en forme rectangulaire court, PEF est proportionnelle à $t^2 \cdot \frac{1}{(1+t^2/l^2)}$ 51

Tab II.4 : Effet de la segmentation axiale et tangentielle dans l'aimant à f=1800 Hz..... 52

Tab II.7 : pic des pertes à f=7200Hz pour deux harmonique parents à f=7200Hz..... 69

Tab III.1 Comparaison des CF: modèle EF 2D et modèle analytique..... 81

Table III .2 Comparaison des CF: modèle EF 2D et modèle analytique..... 81

Tab. III.3 Comparaison des pertes par CF: modèle EF 2D et modèle analytique 81

Tab. III.4 Comparaison des pertes par CF: modèle EF 2D et modèle analytique 82

Tab III. 5 Atténuation du champ dans la pièce conductrice 84

Tab III.6 Pertes dans la pièce conductrice par éléments finis et par la formule 3.10 86

Table III.7 Comparaison des CF: modèle EF 3D et modèle analytique μ_r=1..... 92

Table III.8 Comparaison des CF: modèle EF 3D et modèle analytique..... 93

Table III. 9 Comparaison des pertes CF dans la maquette : modèle EF 3 D vs. Modèle analytique ... 93

Tab. A1 Pertes par courants Foucault à f=900Hz, avec profondeur de l'effet de peau..... 100

Tab. A2 Pertes de courant Foucault à f=1800Hz, avec profondeur de l'effet de peau..... 101

Tab. A3 Pertes de courant Foucault à f=3600Hz, avec profondeur de l'effet de peau 102

Tab. B1 Pertes de courants Foucault à f=1800Hz, avec profondeur de l'effet de peau

$\delta = \sqrt{\frac{2\rho}{w\mu}} = 10.73\,mm$ 105

Tab. B2 Pertes de courant Foucault à f=3600Hz, avec profondeur de l'effet de peau 106

Tab. B3 Pertes de courant Foucault à f=5400Hz, avec profondeur de l'effet de 107

peau $\delta = \sqrt{\frac{2\rho}{w\mu}} = 6.19mm$. Anomalie de pertes apparait dans la zone grise foncée. A la place de diminuer, la découpe de l'aimant augmente les pertes. La zone blanche est intermédiaire : l'effet de découpe domine mais l'effet de peau existe..... 107

Tab. C1 Pertes de courants Foucault à champ superposé de la 5/7ème harmonique de temps et à f=5400Hz, avec profondeur de l'effet de peau..... 109

Tab. C2 Pertes de courant Foucault à champ superposé de la 5/7ème harmonique de temps et à f=7200Hz, avec profondeur de l'effet de peau 110
Tab. D1 Pertes par courants de Foucault à champ superposé de la 5/7ème harmonique de temps et à f=5400Hz, avec profondeur de l'effet de peau 113
Tab. D2 Pertes de courant Foucault à champ superposé de la 5/7ème harmonique de temps et à f=7200Hz, avec profondeur de l'effet de peau 114
Tab1. F Taille de maillage e_z variable sur (oz) : F=8000Hz, δ=5.1 mm N_x=20 121
Tab2. F Taille de maillage e_x variable sur (ox) F=8000Hz, δ=5.1 mm Nz=30 121
Figure 5.F Les pertes calculées avec le maillage homogène (Pe_FE1) et non homogène (Pe_FE2) 123

INTRODUCTION GENERALE

La conception d'ensemble convertisseurs – machines nécessite une détermination précise des différentes pertes en vue d'en déduire l'échauffement et optimiser la structure. Ce travail va permettre d'établir des modèles avancés pour représenter le comportement des machines électriques fonctionnant à haute fréquence. A terme, ils seront intégrés dans une procédure de conception et d'optimisation au niveau de la structure et de la commande.

Ce sont surtout les systèmes embarqués qui posent le problème de l'augmentation de la puissance spécifique, induisant une augmentation des vitesses de rotation des moteurs et des générateurs et par là, une augmentation des fréquences de fonctionnement.

Dans ce domaine, on constate depuis quelques années l'intérêt croissant pour les machines synchrones à aimant permanent. Parmi les causes de cet intérêt, on peut citer la baisse de prix et l'accessibilité assurée de terres rares ainsi que les performances de ce type de machines, robustes et souples. Ceci permet d'envisager la diminution des dimensions des machines prévues pour être montées en dessous des wagons de TGV ou bien dans l'espace réduit de voitures électriques. Pourtant, cette miniaturisation se heurte aux problèmes de pertes d'origine magnétique dont la dissipation risque de détériorer les caractéristiques des aimants et par conséquent, des moteurs.

Pour limiter la dissipation, on procède habituellement par une segmentation des matériaux magnétiques entraînant l'augmentation de la résistance électrique pour les courants induits. La pertinence de cette technique est évidente dans les champs homogènes. Mais qu'en est-il en présence de l'effet de peau ? La question se pose surtout pour les aimants, avec leurs dimensions plus importantes que la largeur de tôles feuilletées.

Historiquement, c'est pour les tôles qu'on a développé la méthode de subdivision de matériau dans le but de diminuer la dissipation d'origine magnétique. La méthode est bien rodée et il est facile de trouver les équations analytiques des pertes par courants Foucault pour les tôles minces feuilletées qui expliquent comment et dans quelles conditions, la découpe de tôle favorise la réduction des pertes par courants Foucault.

Ainsi, on trouve [LEA00]-[PIE00], [JOH00]-[BER91], les équations applicables pour une tôle mince avec l'épaisseur faible devant ses autres dimensions et à une fréquence telle que le flux homogène pénètre entièrement dans l'épaisseur de tôle. Dans ces conditions, les

pertes sont proportionnelles à l'épaisseur carrée. D'où la technique de découpe pour réduire les pertes.

Depuis quelques années, certains chercheurs commencent à relativiser cette technique qui ne s'avère pas toujours pertinente. En effet, [JOH00] l'a confirmé par simulation seulement en basse fréquence (inférieure de 2kHz pour une épaisseur *d* de 0.356 mm), la diminution de pertes ne marchant pas pour une haute fréquence. L'auteur a constaté que l'effet de peau diminue le flux total qui passe à travers la tôle. Pour la fréquence supérieure à 10kHz pour la même épaisseur de tôle, il a constaté que les pertes par unité de surface tangentielle étaient indépendantes de l'épaisseur de la tôle *d*, ce qui revient à dire que les pertes par unité de volume étaient inversement proportionnelles à cette épaisseur. Ceci annonce une certaine anomalie dans la règle générale des diminutions de perte par subdivision du matériau; l'étude de cette anomalie fera l'objet de notre travail.

Nous trouvons les considérations de même nature, avec la prise en compte de l'effet de peau dans d'autres publications [PIE00] [HER00] [BOT96]. En basse fréquence, où la condition $d/\delta<<1$ est satisfaite, les pertes étaient proportionnelles au carré de l'épaisseur, mais en haute fréquence, lorsque $d/\delta>>1$, les pertes se sont avérées inversement proportionnelles à l'épaisseur.

Quoique ces considérations des dimensions et de fréquence soient spécifiques pour les tôles, elles peuvent donner lieu à une base analytique aussi dans le cas d'aimants, où les équations de pertes par courants Foucault en basses fréquences sont utilisées pour analyser la réduction des pertes par la découpe de l'aimant [ATT00], et notamment pour étudier l'effet de la segmentation tangentielle des aimants permanents [LAT06], [ALN06], [POL97], [HIR04]. Les modèles présentés dans ces publications reposent sur l'hypothèse qui fait que tant que la dimension tangentielle de l'aimant reste inférieure à la profondeur de pénétration de champ, la densité de flux dans l'aimant peut être considérée comme uniforme. Il est intéressant de noter que certains auteurs [ATT00], [JAS07] imposent cette condition aussi à la dimension radiale de l'aimant.

La segmentation axiale s'est révélée bénéfique pour la réduction des pertes [JAS07], [YAM09]. Pourtant, tout comme dans les tôles feuilletées, cette réduction n'est pas toujours assurée.

En effet, une anomalie a été récemment présentée à l'égard de la segmentation axiale [YAM07], [YAM09], à l'intérieur d'une machine à aimants par éléments finis en 3D time-

stepping non linéaire, à temps de calcul très important. Pour expliquer ces résultats, les auteurs ont analysé les formules théoriques des pertes par courants de Foucault dans les conducteurs minces soumises à un champ magnétique uniforme. Lorsque la profondeur de pénétration de δ est beaucoup plus petite que la largeur et la longueur de l'aimant, sa subdivision axiale s'accompagne d'augmentation des pertes par courant de Foucault. Les auteurs ont trouvé que ces pertes deviennent maximales lorsque la longueur du conducteur est presque le double de la profondeur de la peau.

La relativisation du vieux principe de segmenter le matériau pour diminuer la dissipation prend de l'importance avec la prolifération de machines à vitesse élevée. En effet, c'est en haute fréquence et en liaison avec l'effet de peau qu'on a vu les pertes augmentaient. C'est ainsi que nous avons orienté notre travail vers la recherche d'explication physique de ce phénomène (que nous appelons une anomalie de découpage) avec le but de proposer une optimisation de découpage d'aimants rotoriques. Il s'agit de la mise en évidence du point critique (« pic » de pertes) en deux dimensions de segmentation pour différentes fréquences de champs et pour deux types de montage : les aimants montés en surface et les aimants enterrés.

Dans ce but, nous allons tout d'abord étudier une machine synchrone à aimants permanents montés en surface. Les conclusions et les formules ainsi trouvées seront ensuite appliquées pour une machine synchrone à aimants enterrés. Les effets de la segmentation des aimants seront validés par une analyse harmonique en EF à 3-D avec la technique de rotor arrêté.

Dans la première partie de ce travail, nous allons d'abord évoquer succinctement la nature des pertes d'origine magnétique dans les aimants permanents, avec les courants induits comme la seule source de dissipation. S'ensuivra une analyse détaillée de champs et de pertes par courants de Foucault dans les aimants dans un modèle à rotor arrêté. La méthodologie basée sur le principe de la superposition, d'abord au niveau des flux harmoniques puis au niveau des pertes associées, constitue la base de notre raisonnement et des formules intégrées dans le logiciel de calcul en éléments finis en 3D.

Dans la seconde partie, vient la phase de variation des pertes dans les aimants sous l'effet de leur segmentation. Dans les champs homogènes, la segmentation mène à une réduction de pertes, mais en présence de l'effet de peau nous allons voir leur augmentation. Nous allons proposer une explication physique de cette anomalie de pertes ainsi que les

formules permettant l'optimisation de la découpe, et notamment la localisation de pic de pertes en fonction de la découpe. Nos considérations seront ensuite validées par le calcul en éléments finis en 3D, toujours avec la modélisation à rotor arrêté. Le critère de la localisation du pic sera validé sur deux types de rotors et dans deux cas harmoniques – à une harmonique dominante dans le spectre et aussi à deux harmoniques dominantes donnant la même fréquence côté rotor.

Enfin, dans la dernière partie, nous allons tenter d'évaluer les pertes dues à la denture statorique dans les aimants et dans les pièces polaires du rotor. Dans ce but, nous allons développer une maquette représentant la couche conductrice de rotor soumis aux variations de champs sous l'effet de la denture. Deux types de maquettes : une en 2D pour les aimants et une en 3D pour les tôles nous permettront les calculs en éléments finis que nous allons comparer avec les résultats des formules analytiques établis en parallèle. Cette partie de l'étude sera menée en très basse fréquence. Elle nous permettra d'évaluer l'influence de différents paramètres de la machine sur les pertes de la denture isolées des autres types de pertes.

PARTIE I

PERTES DANS LES AIMANTS PERMANENTS DES MACHINES SYNCHRONES: ANALYSE

Ce chapitre a pour objectif une description succincte de la nature des pertes dans les matériaux magnétique durs, d'abord en considérant les différentes sources de pertes dans un aimant permanent, ensuite dans le cas bien spécifique des aimants montés dans les rotors des machines synchrones. La seconde partie de ce chapitre est consacrée à une réflexion analytique sur les champs et les sources de pertes par courant de Foucault dans les aimants dans une machine synchrone alimentée en Modulation de Largeur d'Impulsion MLI de tension.

I.1 Nature des pertes dans les aimants

Trois grandes familles de matériaux à aimants permanents sont utilisées dans les moteurs électriques :

- Les Alnicos (*Al*, *Ni*, *Co*, *Fe*)
- Les ferrites (céramiques) : ferrite de Baryum ($BaO \times 6Fe_2O_3$) et les ferrites de strontium : ($SrO \times 6Fe_2O_3$)
- Les matériaux de terres rares, Samarium Cobalt (*SmCo*) et Neodymium Fer Bore (*NdFe B*).

L'aimant faisant l'objet de cette étude est le Samarium Cobalt : Sm_2Co_{17}.

I.1.1 Les structures des aimants permanents

Les aimants permanents sont faits de grains magnétiques assemblés [MAG02]. On distingue deux grandes classes selon leur structure : Les aimants orientés et les aimants isotropes.

Dans les aimants isotropes présentés sur la figure (1.1), les grains sont polycristallins ou monocristallins mais non orientés, les moments magnétiques sont orientés au hasard dans l'espace.

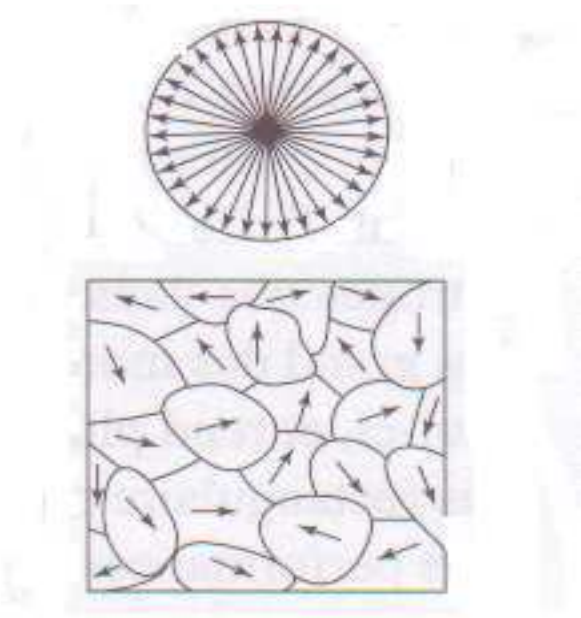


Figure 1.1 Moments non orientés au hasard des nano cristallites enchevêtrés d'un Aimant isotrope-

Par contre, dans les aimants orientés (figure 1.2), les axes de facile aimantation se distribuent selon un cône plus ou moins ouvert autour de la direction d'orientation commune. Ce type d'aimant est le plus utilisé dans les rotors des machines synchrones, pour plusieurs raisons.

En effet, en terme d'énergie, il représente l'aimant le plus performant, sa courbe de désaimantation est plus plate par rapport à celle des aimants non-orientés, ce qui assure une induction maximale dans les conditions de travail, et enfin la valeur de l'induction rémanente B_r dans ce type d'aimant est souvent proche de l'aimantation maximale $B_{\max}$.

$$B_r \approx \mu_0 . M_s \tag{1.1}$$

M_s : Étant l'aimantation à saturation.
B_r : est l'induction rémanente dans l'aimant

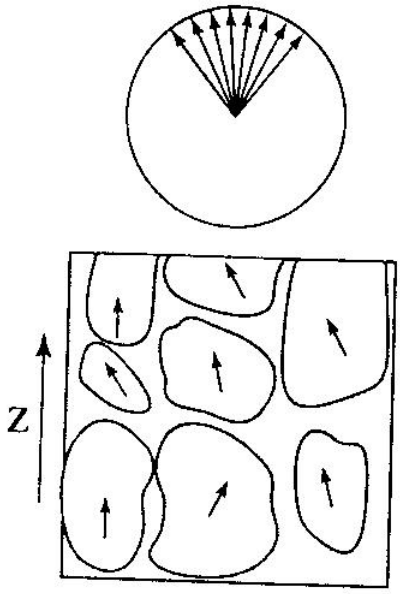


Figure 1.2 Cristallites d'un aimant orienté et moments magnétiques orientés selon Z
Phase magnétique dure (blanc) et phase non magnétique (grisé).

Le Samarium Cobalt : Sm_2Co_{17} appartient à la classe des aimants à grains orientés.

I.1.2 Le magnétisme des aimants

La préparation des matériaux à aimants permanents et sa structure lui confèrent la capacité de créer un champ magnétique stable à une grande énergie et à une induction élevée. Le champ coercitif élevé est assuré par une grande anisotropie et la gestion des inclusions non magnétiques pendant le processus d'aimantation où l'on cherche à diminuer la nucléation des domaines magnétiques inverses accrochés à ces inclusions. C'est ainsi qu'on aboutit à un cycle d'hystérésis quasiment rectangulaire.

Comme le champ dans l'aimant est un champ démagnétisant (opposé à la direction de l'aimantation M), la partie utile de son cycle d'hystérésis se situe dans le deuxième quadrant ($B>0$ et $H<0$) (voir figure 1.3).

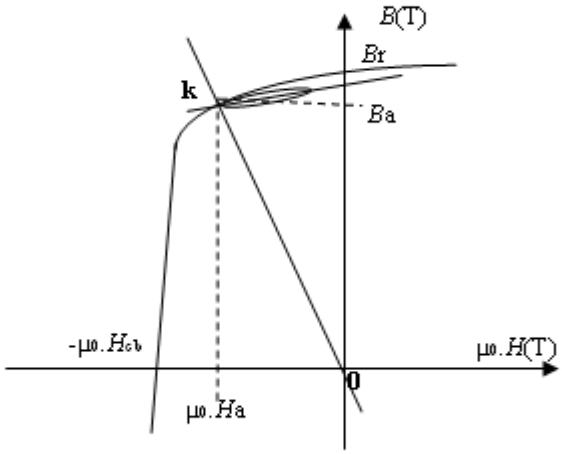


Figure 1.3 Caractéristique B(H) d'un aimant permanent et sa courbe de démagnétisation avec un cycle d'hystérésis mineur

Le cycle d'hystérésis mineur

Lorsque l'aimant est placé au sein d'un circuit magnétique donné, son point de fonctionnement optimal (Figure 1.3, point k) est déterminé par l'intersection de sa 'droite de charge' (H_a ,B_a) et la courbe de désaimantation.

La rotation du rotor fait que la droite de charge oscille autour de point 'o' sous l'effet de la denture. D'autre part, sous l'effet des harmoniques du champ au stator, l'intensité du champ varie et alors, le point de fonctionnement de l'aimant décrit un cycle d'hystérésis mineur. Ce dernier, peut être remplacé par une droite appelée 'droite de recul' [MAG02] [JFG00] de pente constante appelée 'perméabilité de recul : $\mu_{rec} = \frac{\Delta B}{\Delta H}$. La surface zéro de cet « *hystérésis mineur* » en forme de segment traduit le rôle marginal des pertes par hystérésis dans les aimants. En effet, les pertes y sont de toute autre nature.

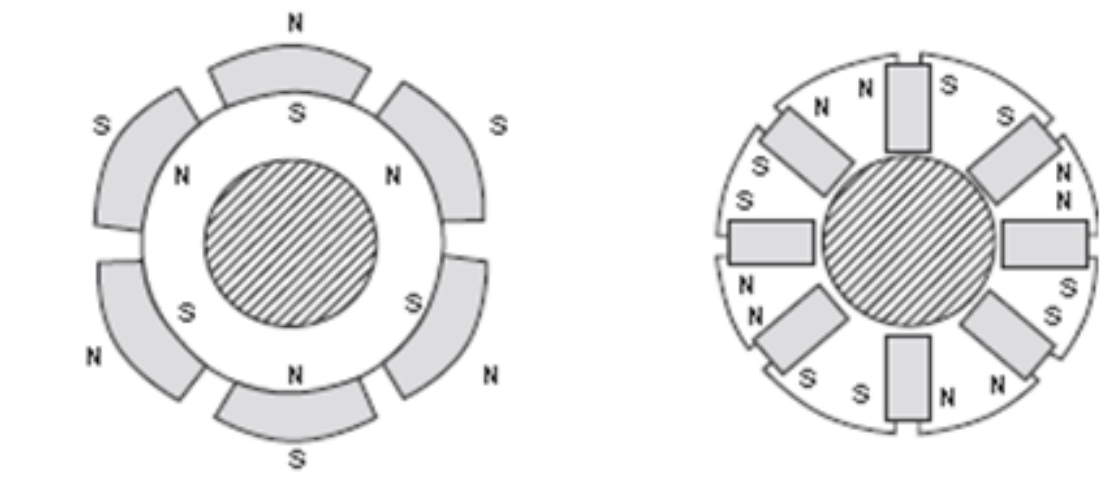
I.1.3 Origines des pertes dans les aimants

Les matériaux durs possèdent une grande anisotropie magnéto-cristalline uni-axiale, les parois du domaine rencontrant beaucoup plus de difficultés pour se déplacer par rapport aux matériaux doux. Ainsi, le formalisme de séparation de pertes de Bertotti [BER85] [BER88] très employé dans les matériaux doux, n'est pas pertinent dans un matériau magnétique à aimants permanents.

Les pertes dans les aimants permanents d'une machine synchrone sont essentiellement dues aux courants induits macroscopiques créés par la variation de l'induction B(t) sur le matériau conducteur massif [BRIS00]-[BEN08]. Ces pertes augmentent la température de l'aimant [MIL86] [BEN08], et elles peuvent modifier les propriétés et notamment provoquer la démagnétisation de l'aimant si sa température dépasse le point du curie.

On va s'intéresser à l'étude des pertes dans les rotors pour deux cas selon la disposition des aimants :

- Rotor à aimants en surface
- Rotor à aimants enterrés



(a) *(b)*

Figure 1.4 Structures de rotor de la MSAP :(a) rotor à aimants en surface, (b) rotor à aimants enterrées

I.2 Formules analytiques des pertes par courants de Foucault dans les aimants

I.2.1 Vérification du modèle linéaire de l'aimant

Les pertes par courants induits sont calculées sous l'hypothèse que la loi de comportement de l'aimant est linéaire, l'aimant pouvant être modélisé par un simple conducteur massif, de conductivité σ et de perméabilité relative μ_r proche de la perméabilité de l'air [POL97] [WAN05]. La figure (1.5) présente les courants induits macroscopiques dus à l'application d'un champ d'excitation alternatif.

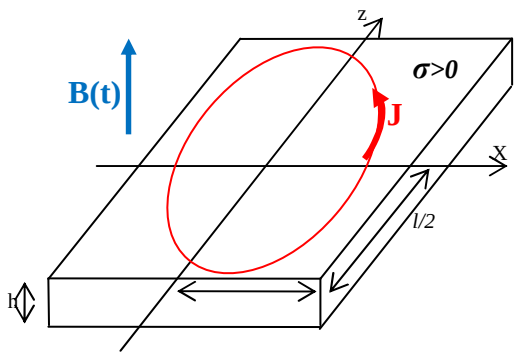


Figure 1.5 Courant induit dans un matériau ferromagnétique massif

Cette hypothèse a été vérifiée dans [BEN08] dans une gamme de fréquence de 100 Hz à 100 kHz. L'approche consiste à évaluer la conductivité équivalente et la perméabilité de l'aimant par mesure de l'impédance équivalente d'un dispositif qui comporte une bobine entourant un aimant permanent. La vérification du modèle en éléments finis est effectuée en 2D. La figure (1.6) présente les résultats de comparaison entre les deux méthodes.

Même à haute fréquence, la comparaison des pertes calculées donne écart moins de 10% entre le modèle EF et les mesures, en confirmant par conséquent l'hypothèse de la linéarité de l'aimant conducteur.

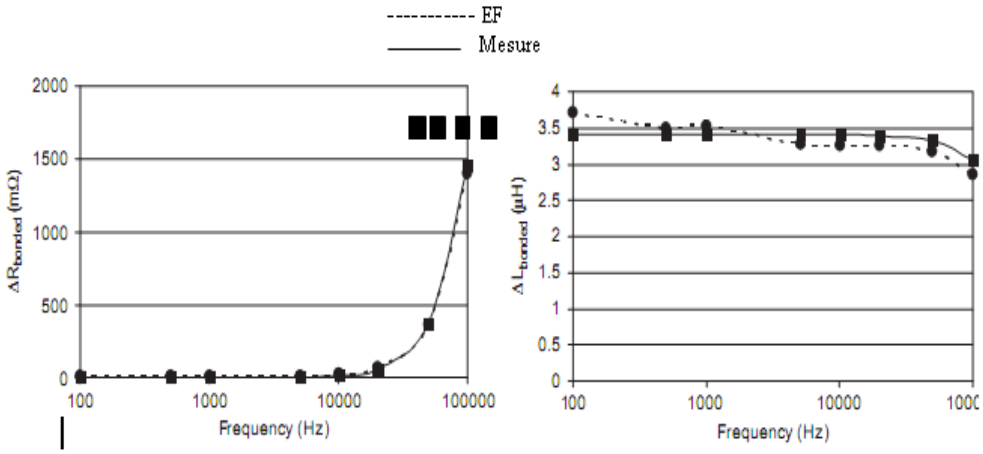


Figure I.6 Comparaison du calcul d'impédance : modèle EF et mesure à σ=0.019 e+6 $(\Omega m)^{-1}$

I.2.2 Analyse de pertes par courants de Foucault

Les courants induits créés dans un matériau à aimants permanents sont évalués par les équations de diffusion du champ, ou l'on fait l'abstraction du champ propre des aimants :

$$rot\,\vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \qquad \textit{(Loi de Faraday)} \qquad (1.2)$$

$$rot\,\vec{H} = \vec{j} \qquad \textit{(Théorème d'Ampère)}. \qquad (1.3)$$

$$div\ \vec{B} = \vec{0} \qquad \textit{(Loi de conservation de flux)}. \qquad (1.4)$$

Avec : *E : champ électrique*
B : champ magnétique
J : densité de courant

La densité de courants induits dues à la variation de l'induction magnétique (1.5) satisfait la loi d'Ohm :

$$\vec{j} = \sigma.\vec{E} \qquad \textit{(Loi d'Ohm)} \qquad (1.5)$$

Avec σ la conductivité du matériau à aimant.

En combinant les équations (1.2) et (1.5), on arrive à la relation entre la densité de courant $\vec{j}$ et l'induction magnétique $\vec{B}$:

$$rot\ \vec{j} = -\sigma(\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}) \tag{1.6}$$

Pour résoudre cette équation différentielle, on introduit la notion du potentiel vecteur magnétique $\vec{A}$:

$$\vec{B} = rot\vec{A} \tag{1.7}$$

Le potentiel vecteur $\vec{A}$ et potentiel électrique V permettent de décrire le champ électrique $\vec{E}$ dans le milieu conducteur. Dans les repères fixes, avec la prise en compte de l'effet de vitesse de déplacement $\vec{v}$ du matériau conducteur, l'expression du champ électrique $\vec{E}$ est :

$$\vec{E} = -\frac{\partial \overline{A}}{\partial t} - \overrightarrow{grad}\ V + \vec{v} \wedge \vec{B} \tag{1.8}$$

Les courants induits dus par la variation de l'induction magnétique B(t) dans le matériau conducteur s'écrivent par :

$$\vec{j} = -\sigma(\frac{\partial \vec{A}}{\partial t} + \overrightarrow{grad}\, V - \vec{v} \wedge \vec{B}) \tag{1.9}$$

La formule de pertes par courants de Foucault instantanée par unité de volume dans le milieu conducteur est :

$$p_{CF}(t) = \rho . j(t)^2 \tag{1.10}$$

Avec : *j(t)* le courant induit à l'instant t.

I.2.2.1 Cas sinusoïdal

Pour une période T, les pertes par courants de Foucault par unité de volume sont données par l'intégrale suivant :

$$P_{CF} = \rho . \frac{1}{T} \int_0^T j(t)^2 dt \qquad (w/m^3)$$

(1.11)

$$P_{CF} = \rho . J_{eff}^2$$

J_{eff} étant la valeur efficace du j(t) $\qquad J_{eff} = \frac{j_{max}}{\sqrt{2}}$

Les pertes par courant de Foucault en volume s'expriment par

$$P_{CF} = \rho . J_{eff}^2 . V \qquad (w) \qquad (1.12)$$

Avec V le volume de matériau conducteur.

On peut admettre que ce matériau conducteur est divisé en plusieurs éléments conducteurs. L'expression (1.12) intégrée dans un modèle de ce type aura la forme:

$$P_{CF} = \sum_{i=1}^{n} \rho_i . J_{ieff}^2 . V_i \qquad (w) \qquad (1.13)$$

N étant le nombre d'éléments du matériau conducteur
ρ_i La résistivité du l'élément i matériau
$J_{i\,eff}$ La densité efficace de courant induit dans l'élément i
V_i Le volume de l'élément i.

En notation complexe, l'expression des pertes par CF sera donnée par :

$$P_{CF} = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^{n} \rho_i . \left| \tilde{J}_i \right|^2 . V_i \qquad (1.14)$$

tel que : $\left|\tilde{J}_i\right| = \tilde{J} \times \tilde{J}^*$

$\left|\tilde{J}_i\right|$: Module de la densité de courant induit complexe pour l'élément i

$\tilde{J}$: Densité complexe de courant induit

$\tilde{J}^*$: Densité complexe conjuguée de courant induit

n : Le nombre d'éléments du matériau conducteur

ρ_i : La résistivité du l'élément i du matériau

V_i : Le volume de l'élément i.

I.2.2.2 Cas harmonique

Dans le moteur alimenté par MLI en tension, il y a plusieurs harmoniques temporaires. Chaque harmonique de courant apporte sa contribution en pertes de type RI². Une analyse harmonique permet d'envisager la superposition des ces contributions.

En effet, selon « ***l'égalité de Parseval*** »:

$$f(x) = a_0 + \sum_n \left[a_n \cos(nx) + b_n \sin(nx)\right] \;\Rightarrow\; \|f\|^2 = \frac{1}{T}\int_{-T/2}^{T/2} |f(t)|^2 dt = a_0^2 + \frac{1}{2}\sum_n \left[a_n^2 + b_n^2\right] \qquad (1.15)$$

Le produit des sommes des composantes est la somme des produits des composantes de même fréquence. Ainsi, on peut calculer la totalité des pertes par courants Foucault par la superposition harmonique :

$$P_{tot} = \frac{1}{T}\int [u][i]dt = \frac{1}{T}\int [i]^2 R dt = \sum_k I_k^2 R \qquad (1.16)$$

Où $[u] = \sum_k u_k(t)$ et $[i] = \sum_k i_k(t)$.

Ceci ne s'applique que lorsque les matériaux sont en régime linéaire, ce qui est le cas des aimants.

Pourtant, le principe de superposition des pertes harmoniques dans les aimants d'un rotor doit être utilisé avec les contraintes supplémentaires résultant de la répartition spatiale des aimants. Nous allons voir cela dans le chapitre suivant.

I.3 Champ harmonique vu par les aimants du rotor

Tout d'abord, nous allons étudier les pertes dans les aimants dans une machine synchrone à aimants en surface, alimentée par une MLI en tension. Nous commençons par une analyse des champs harmoniques produits par le stator et décrits dans deux référentiels : statorique et rotorique. Le calcul, présenté ci-dessous pour le fondamental et pour les deux premières harmoniques (5ème et 7ème) s'applique à tout autre rang temporaire.

I.3.1 Le champ harmonique du stator : 5 ,7

Le stator de la machine synchrone (MSAP) est alimenté par un onduleur de tension. Les tensions de phases (V_a, V_b, V_c) délivrées par la MLI créent dans les enroulements du stator des courants de phases (i_a, i_b, i_c). Ces courants sont composés du fondamental et d'harmoniques temporaires:

$$\begin{aligned} i_a &= \sum_{k=1}^{\infty} I_k . \cos(k\omega t - \phi_k) \\ i_b &= \sum_{k=1}^{\infty} I_k . \cos k[(\omega t - \frac{2\pi}{3}) - \phi_k] \\ i_b &= \sum_{k=1}^{\infty} I_k . \cos k[(\omega t - \frac{4\pi}{3}) - \phi_k] \end{aligned} \tag{1.17}$$

Avec k : qui est l'indice du rang harmonique de temps

ϕ_k : Le déphasage entre courants en tension harmonique de rang k.

Nous admettons que les harmoniques de courant les plus pertinentes sont de l'ordre 5 et 7. Afin de faire une analyse harmonique coté rotor, nous devons voir le champ côté stator – le fondamental d'abord, pour fixer le référentiel statorique, et les harmoniques que l'on va projeter dans le référentiel rotorique.

Référence stator : la FMM fondamentale

Les équations de la FMM fondamentale pour les trois phases dans un référentiel statorique s'écrivent :

$$\begin{aligned} F_a(\theta) &= \frac{2}{\pi} n i_a \cos(\theta) \\ F_b(\theta) &= \frac{2}{\pi} n i_b \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ F_c(\theta) &= \frac{2}{\pi} n i_c \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \tag{1.18}$$

Avec n le nombre de conducteurs, (i_a,i_b,i_c) - les courants de phases et θ- l'angle courant entre la FMM fondamentale et la référence stator située au milieu de la phase a, comme le montre le schéma de la machine à une paire de pôles sur la 1.7.

Le fondamental de la FMM résultante des trois phases est :

$$F_1(\theta,t) = F_{a1}(\theta,t) + F_{b1}(\theta,t) + F_{c1}(\theta,t) = \frac{3.nI_1}{\pi}\cos(\omega t + \phi_1 - \theta)$$

Le fondamental de la FMM tourne au synchronisme avec le rotor ; il ne crée pas de pertes dans les aimants. Ce sont les harmoniques qui s'y dissipent.

Référence stator : la FMM des harmoniques 5 et 7

Vue du stator, la 5ème harmonique de la FMM tourne en asynchronisme par rapport au fondamental (Figure 1.7). Sa vitesse est de -5**ω**:

$$F_5(\theta, t) = \frac{3nI_5}{\pi}\cos(5\omega t + \phi_5 + \theta) \tag{1.19}$$

La 7ème harmonique de la FMM tourne à une vitesse de +7**ω** :

$$F_7(\theta, t) = \frac{3nI_7}{\pi}\cos(7\omega t + \phi_7 - \theta) \tag{1.20}$$

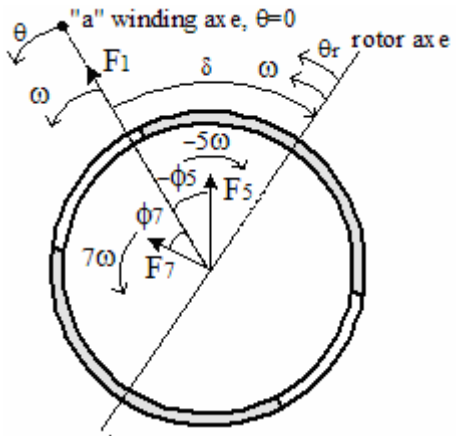


Figure 1.7 5ème et 7ème harmonique de la FMM(représentation au stator)

Nous allons ramener toutes ces grandeurs dans un référentiel lié au rotor (I.8). On désigne le signe (+) et (-) pour le sens de rotation du champ harmonique par rapport au fondamental.

Référence rotor : la FMM des harmoniques -6 et +6

Les courants harmoniques de l'ordre 5 côté stator, au passage côté rotor s'écrivent:

-6 ω :

$$\begin{aligned} i_{a-}(t) &= I_{-}\cos(6\omega t+\phi_{-6}) \\ i_{6-}(t) &= I_{-}\cos(6\omega t+\phi_{-6}+120^{\circ}) \\ i_{c-}(t) &= I_{-}\cos(6\omega t+\phi_{-6}+240^{\circ}) \end{aligned} \qquad (1.21)$$

Les amplitudes et les phases étant invariables au passage entre les deux référentiels, nous avons $\phi_{-6}=\phi_{5}$ et $I_{-}=I_{5}$

Pour les courants harmoniques de l'ordre 7 côté stator nous obtenons côté rotor:

+6 ω :

$$\begin{aligned} i_{a+}(t) &= I_{+}\cos(6\omega t+\phi_{+6}) \\ i_{b+}(t) &= I_{+}\cos(6\omega t+\phi_{+6}-120^{\circ}) \\ i_{c+}(t) &= I_{+}\cos(6\omega t+\phi_{+6}-240^{\circ}) \end{aligned} \qquad (1.22)$$

Avec : $\phi_{+6}=\phi_{7}$ et $I_{+}=I_{7}$

Ces courants circulent dans les enroulements virtuels fixés sur le rotor. Les FMMs correspondantes sont déphasées de ϕ_{6-} et ϕ_{6+} par rapport à la FMM fondamentale, qui elle, est

en avance d'un angle δ par rapport à l'axe du rotor qui est notre référence rotorique (1.8). Selon les équations 1.18, à t=0, la position de la FMM fondamentale se confond avec l'axe de la phase « a » qui nous sert de référentiel statorique.

Le passage du référentiel statorique au référentiel rotorique est établi par le changement de variable :

$$\theta = \theta_r - \delta$$

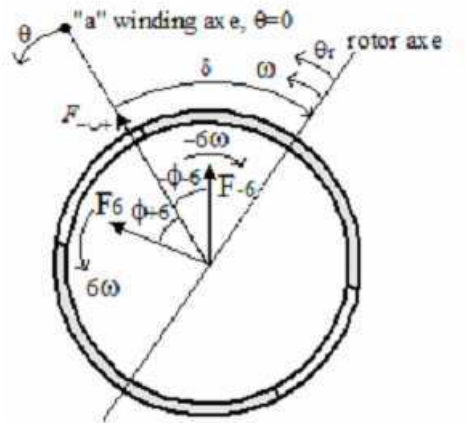


Figure 1.8 Harmoniques +6 et -6 de la FMM (représentation au rotor)

Les composantes de la FMM (-6) provenant des harmoniques 5 côté stator ont pour expression :

$$\begin{aligned} F_{a6-} &= \frac{2}{\pi} n i_{a_} \cos(\theta_r - \delta) \\ F_{b6-} &= \frac{2}{\pi} n i_{b_} \cos(\theta_r - \delta + 120°) \\ F_{c6-} &= \frac{2}{\pi} n i_{c_} \cos(\theta_r - \delta + 240°) \end{aligned} \tag{1.23}$$

La FMM (-6) résultante des trois phases est alors:

$$F_{_}(\theta_r, t) = \frac{3nI_{_}}{\pi} \cos(6\omega t + \phi_{-6} + (\theta_r - \delta)) \tag{1.24}$$

elle tourne à une vitesse de **-6ω** par rapport au rotor.

Pour la **7ème** harmonique de temps, la FMM des trois phases est :

$$F_{a6+} = \frac{2}{\pi} n i_{a+} \cos(\theta_r - \delta)$$

$$F_{b6+} = \frac{2}{\pi} n i_{b+} \cos(\theta_r - \delta - 120°)$$
$$F_{c6+} = \frac{2}{\pi} n i_{c+} \cos(\theta_r - \delta - 240°) \quad (1.25)$$

La FMM (+6) résultante est alors :

$$F_+(\theta_r, t) = \frac{3nI_+}{\pi} \cos(6\omega t + \phi_{+6} - (\theta_r - \delta)) \quad (1.26)$$

Cette FMM tourne à une vitesse **+6ω** par rapport au rotor.

De même, la **11ème** et la **13ème** harmoniques du stator tournent à **-12ω** et **+12ω** par rapport au rotor, les **17ème** et **19ème** tournent respectivement à -18**ω** et à +18**ω, …etc.**

1.3.2 Cas d'une harmonique dominante

Dans certains cas d'alimentation en MLI et/ou d'une construction spéciale de la machine, une seule harmonique est responsable de la quasi-totalité de pertes par courants de Foucault (Figure I.9)

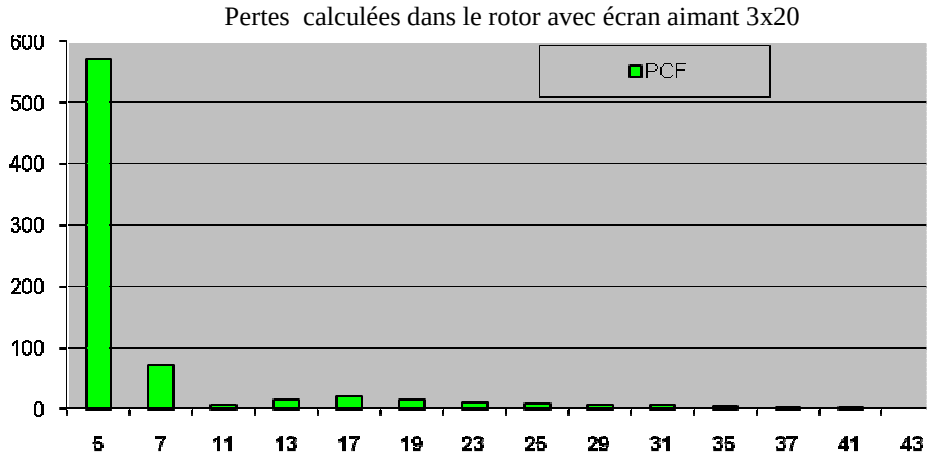


Figure 1.9 L'harmonique 5 est la source de la quasi-totalité de pertes ([WAN05])

Dans ces cas, une analyse mono-harmonique suffira pour établir les règles de minimisation de pertes par découpage optimal des aimants (voir Chap. II.4).

Lorsque les courants induits se composent de plus d'harmoniques, la règle de Perceval (voir Chap. I.2.2) suggère de superposer les pertes d'harmoniques individuelles. Pourtant, ce

cas est méthodologiquement différent du cas d'une seule harmonique, parce que l'espace non-homogène des aimants sur le rotor entre en processus dissipatif de façon différente dans les deux cas. Avec les FMM circulant dans des directions opposées, le théorème de Perceval ne s'applique pas en toute liberté; en effet, on ne peut pas – comme nous allons voir dans le chapitre suivant – superposer les pertes des harmoniques individuelles. La méthode correcte est de superposer les champs (à même vitesse et à direction opposée, par ex. +6ème et -6ème) et chercher les pertes du champ résultant.

Nous allons analyser ce cas sur l'exemple de deux harmoniques importantes, et notamment la -6ème et la +6ème. Ce cas se présente pour une alimentation en MLI pleine onde avec les harmoniques de tension inversement proportionnelles au rang et les harmoniques courant diminuant encore plus rapidement du fait de l'action atténuante de la fréquence. Ces harmoniques de courant élevées au carré donnent la mesure de pertes harmoniques aux valeurs dominantes portées par les deux premières harmoniques du spectre.

L'étude sur l'optimisation de découpage dans ces cas-là sera présentée dans le Chap. II.4

1.3.3 Cas de deux harmoniques « parents » importantes

On commence par superposer les champs harmoniques tournant à même vitesse dans les directions opposées (que nous appelons « les champs parents ») dans la référence rotor avant de superposer les pertes individuelles. Notre choix porte sur les deux premières harmoniques -6ω et +6ω. Nous présentons ici le développement analytique, tandis que l'explication sur la façon d'alimenter le modèle en EF se trouve dans l'Annexe D.

Nous réservons le signe + pour la FMM provenant de la 7ème et avec un signe – pour celle générée par la 5ème. Pour que F_+ soit constante, il faut que (équation. 1.26) $\frac{d\theta}{dt} = 6\omega$. C'est un vecteur qui tourne à vitesse 6ω en direction « + », qu'on va appeler la **FMM glissante**. A t=0, son maximum est situé à $\theta_m = \phi_{+6}$ (Figure 1.8).

Pour que F_- soit constant, il faut (equ. 1.25) $\frac{d\theta}{dt} = -6w$. C'est un vecteur qui tourne à vitesse 6w en direction «-». A t=0, son maximum est situé à $\theta_m = -\phi_{-6}$ (Figure 1.10).

Quand on alimente la machine avec les courants produisant les deux champs harmoniques, l'expression analytique pour la FMM composée est :

$$F_{-/+}(\theta) = \frac{3nI_+}{\pi}\cos(6wt + \phi_{+6} - \theta) + \frac{3nI_-}{\pi}\cos(6wt + \phi_{-6} + \theta).$$

Si les amplitudes de courant sont identiques, $I_+ = I_- = I$, alors :

$$F_{-/+}(\theta) = \frac{6nI}{\pi}\left[\cos\left(6wt + \frac{\phi_{+6} + \phi_{-6}}{2}\right)\cdot\cos\left(\frac{\phi_{+6} - \phi_{-6}}{2} - \theta\right)\right] \tag{1.27}$$

A tout moment, les maxima ($\pm\max$) de la FMM composée sont à $\theta_m = \frac{\phi_{+6} - \phi_{-6}}{2}$ et $\theta_m = \frac{\phi_{+6} - \phi_{-6}}{2} + 180°$.

Avec les amplitudes de courants identiques, la FMM composée est un vecteur oscillant à 6ω, qu'on va appeler la **FMM alternative**. Aux autres coordonnées de θ nous trouvons les projections de ce vecteur : $\cos\left(\frac{\phi_{+6} - \phi_{-6}}{2} - \theta\right)$.

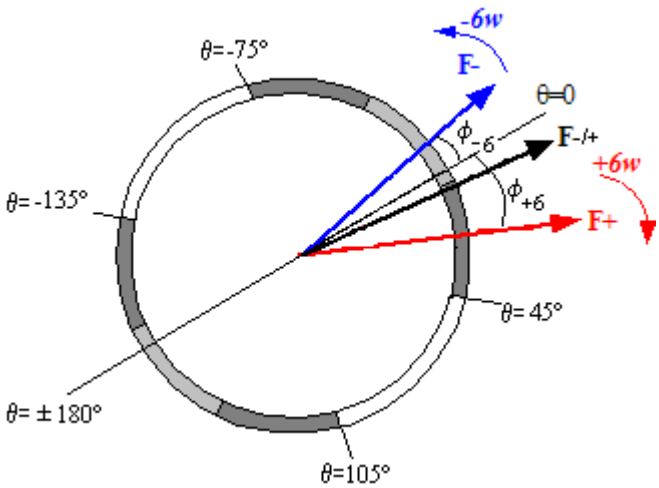


Figure 1.10 FMM composée $F_{-/+}$ immobile à $\theta = \frac{\phi_{+6} - \phi_{-6}}{2}$, oscille à 6w. Les aimants couvrent 2/3 de pôle : □=(-180°~ -135°), (-75°~45°) et (105°~180°)

Si les amplitudes de courant sont différentes, par ex. $I_- > I_+$, alors :

$$F_{-/+}(\theta) = \frac{6nI_+}{\pi}\left[\cos\left(6wt + \frac{\phi_{+6} + \phi_{-6}}{2}\right) \cdot \cos\left(\frac{\phi_{+6} - \phi_{-6}}{2} - \theta\right)\right] + \frac{3n(I_- - I_+)}{\pi}\cos(6wt + \phi_{-6} + \theta) \qquad (1.28)$$

On a deux composantes de FMM : la première reste immobile dans l'espace θ et oscille dans le temps t, et la deuxième glisse à la vitesse -6ω. On va signaler ce cas-là par la notion de la **FMM mixte**.

La présence de la FMM alternative introduit l'espace dans le calcul de la dissipation. En effet, les pertes induites seront plus grandes quand cette FMM oscille dans l'axe d'un aimant. Elles seront moindres quand elle oscille entre les aimants. Cela concerne les pertes induites par le champ composé. Or, le calcul des pertes induites pour chaque harmonique individuelle (-6 ou bien +6) ne prend pas en compte la distribution discontinue des aimants sur la surface de rotor. Comme l'aimant voit le champ composé plutôt que les deux champs séparément, nous admettrons que la superposition de champs « parents » mène au calcul plus correct que le calcul de la somme des pertes individuelles.

Le surplus des pertes

Pour évaluer l'erreur commise quand on superpose plutôt les pertes individuelles, on définit « le surplus des pertes harmoniques » -6ème et +6ème comme la différence entre les pertes calculées pour le champ composé (la somme de champs harmoniques) et la somme de pertes des harmoniques individuelles :

$$\Delta P = P((-6)+(+6))-P(-6)+P(+6)$$

Le coefficient de surplus sera donné par le rapport entre le surplus et les pertes du champ composé :

$$CS = \frac{\Delta P}{[P((-6)+(+6))]} \qquad (1.29)$$

Selon la phase relative des champs harmoniques, on constate (Figure I.11) que la superposition de pertes harmoniques individuelles peut donner l'erreur allant jusqu'à 40% par rapport au calcul de pertes pour le champ composé.

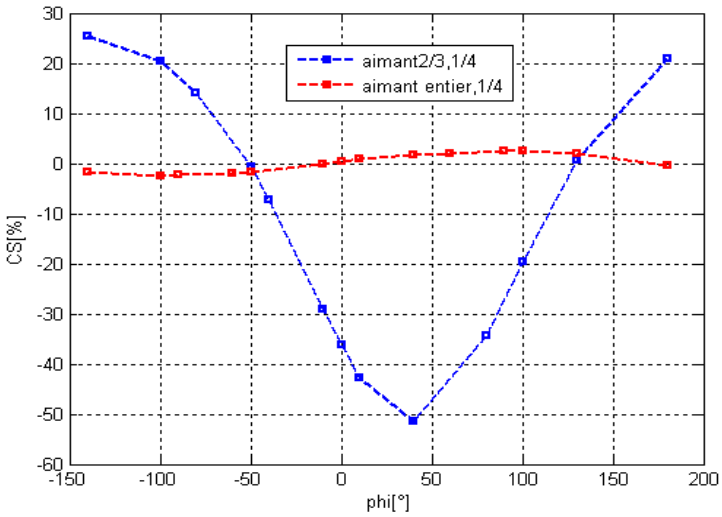


Figure 1.11 Comparaison des PCF de différents remplissages par aimant sur le pole : couvrant entièrement ou seulement 2/3du rotor.

La valeur proche de zéro (~2%) du coefficient de surplus dans le cas de l'aimant couvrant entièrement la surface du rotor confirme toute analyse. En effet, dans ce cas, la composante alternative de FMM ne voit pas l'espace et l'équation de Parseval peut être appliquée sans restrictions tant aux champs qu'aux courants.

Conclusion

Dans cette partie du travail, nous avons présenté une analyse détaillée sur la méthodologie de calcul des pertes dans les aimants permanents avec les courants harmoniques induits. Deux cas d'études ont été présentés, l'un correspondant à la présence d'une harmonique dominant et l'autre à deux harmoniques parents.

Le chapitre suivant fera l'objet d'étude de cette analyse par la technique des éléments finis en vue d'optimiser le découpage d'aimant pour obtenir les pertes minimales.

PARTIE II

OPTIMISATION DE LA SEGMENTATION DES AIMANTS PERMANENTS EN VUE DE LA MINIMISATION DE PERTES

Le but de cette partie de travail étant l'optimisation du découpage d'aimants du point de vue de la minimisation des pertes, l'étude sera menée en deux étapes. Tout d'abord une réflexion analytique permettra la formulation de principe de l'optimisation, ensuite une simulation en éléments finis devrait confirmer les conclusions de cette analyse.

Le calcul des pertes par courant de Foucault (CF) en fonction de la segmentation des aimants est un problème tridimensionnel. En effet, le calcul sera établi selon l'impact de la segmentation en directions axiale et tangentielle de la machine.

II.1 Choix des modèles de la machine en éléments finis

Le modèle en éléments finis (EF) de la MSAP dédié au calcul des pertes par courant induit dans les aimants repose sur le calcul numérique du champ siégeant dans la partie conductrice (les aimants). Les hypothèses à la base du calcul des pertes dans les aimants sont les suivantes :

- ✓ Le stator de la machine est supposé lisse ce qui revient à négliger à l'effet de la denture.
- ✓ On suppose que la perméabilité relative du matériau ferromagnétique est élevée.
- ✓ Le modèle harmonique fait abstraction de champ propre des aimants, ce qui revient à considérer les aimants comme des conducteurs et les courants de Foucault comme les sources uniques de pertes.
- ✓ Le calcul en EF des champs dans la machine se formule en terme de potentiel vecteur magnétique A.

Comme on a vu dans les chapitres précédents, l'analyse des champs harmoniques dans les aimants est particulièrement fertile lorsqu'on se place dans les repères rotoriques. En conséquence nous avons choisi la modélisation en 3-D avec la technique de rotor bloqué appliquée dans le module harmonique dans ANSYS. L'étude portant en grande partie sur les champs non-homogènes, une attention particulière sera prêtée à la méthodologie de maillage (voir annexe E).

Les premiers calculs seront menés sur une machine synchrone à aimants permanents (MSAP) montés en surface, le stator étant composé de 72 encoches et six paires de pôles. La machine est alimentée par une MLI en tension. La distribution de bobinage statorique est quasi-sinusoïdale, les harmoniques d'espaces sont négligeables. L'aimant entier couvrant deux tiers d'un pôle à les dimensions *70mm*250mm*.

Pour les besoins de vérification de nos calculs dans d'autres conditions de travail nous allons aussi modéliser une machine synchrone à aimants enterrés. Le stator sera le même, mais les dimensions des aimants sont différentes : *47.5mm*200mm*.

II.1.1 Rotor arrêté

La modélisation comprend le rotor restant immobile, et une nappe de courants triphasés aux fréquences harmoniques vues par le rotor qui glisse autour du rotor. Cette technique est avantageuse par rapport au « time-stepping » car elle est moins gourmande en temps et volume de calcul. Un cas d'étude prend le temps de calcul environ 1 h sur un PC.

Avec le modèle 3D à rotor arrêté, Chan [CH74] calcule le courant de démarrage, William [WIL94] décrit la technique pour calculer l'inductance de fuite, Salon [SAL94] propose une technique EF associée à un circuit équivalent pour calculer les pertes harmoniques dans une machine asynchrone pour différentes fréquences, Wang [WAN05] calcule les pertes par courants de Foucault dans les aimants permanents avec la segmentation des aimants.

Nous allons chercher une expression pour les courants induits dans les aimant immobiles balayés par une nappe de courant harmonique.

A l'origine de l'induction électromagnétique se trouve l'équation $\vec{rot}(\vec{E}) = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}$ qui avec $\vec{B} = \overrightarrow{rot}(\vec{A})$ donne $\vec{rot}(\vec{E} + \frac{\partial \vec{A}}{\partial t}) = 0$ et permet d'écrire $\vec{E} + \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} = -\overrightarrow{grad}V$ et $\vec{E} = -\frac{\partial \vec{A}}{\partial t} - \overrightarrow{grad}V$. Sachant que $\frac{1}{\mu}\vec{rot}(\vec{B}) = \sigma\vec{E}$ on a alors dans les tôles de la machine

$$\frac{1}{\mu}\vec{rot}(\overrightarrow{rot}\ \vec{A}) = -\sigma\,\overrightarrow{grad}\ V - \sigma\frac{\partial \vec{A}}{\partial t} \qquad (2.1)$$

Par contre, dans les encoches portant la densité de courant J on a $\frac{1}{\mu}\vec{rot}(\overrightarrow{rot}\ \vec{A}) = J$

où σ : la conductivité du matériau
J : la densité de courant.
A : le vecteur potentiel de composantes (A_x,A_y,A_z)
μ : la perméabilité du matériau magnétique

Le terme $\sigma \frac{\partial A}{\partial t}$ représente les courants induits qui circulent dans le matériau ferromagnétique de conductivité σ.

Dans le modèle EF harmonique, les grandeurs magnétiques ont une évolution sinusoïdale dans le temps et le terme $\frac{\partial A}{\partial t}$ est remplacé par $j\omega A$, d'ou l'équation:

$$\frac{1}{\mu} rot(rot\vec{A}) = -\sigma \overrightarrow{grad}\, V - j\sigma\omega\vec{A} \qquad (2.2)$$

Le matériau est considéré comme linéaire de perméabilité constante. Les pertes par courants induits dans chaque élément fini sont déterminées directement par la relation :

$$P_{cf} = \frac{1}{2}\rho.j.j^* \qquad (23)$$

II.1.2 Machine à aimants en surface

Le modèle 3D en éléments finis de la Figure (2-1) est extrudé à partir de modèle en 2D, celui-ci prend en compte la géométrie de la machine, ainsi que les caractéristiques électriques et magnétiques des matériaux. Le problème de la diffusion du champ dans le stator est résolue par le potentiel vecteur magnétique A, tandis que dans les aimants du rotor on impose deux degrés de liberté A et le potentiel vecteur électrique V. Le type d'élément utilisé est le SOLID 97 d'ANSYS.

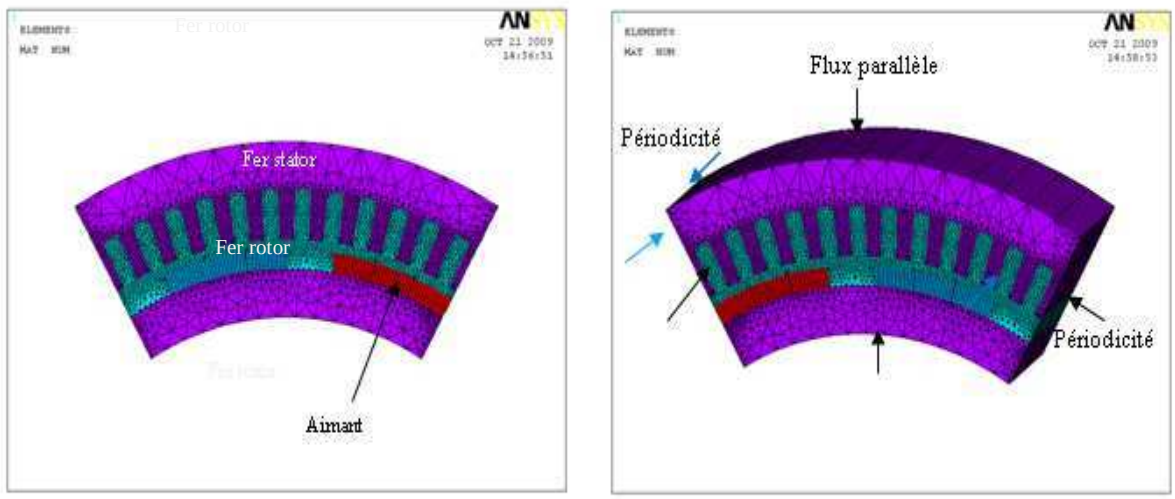


Figure 2.1: Modèle pour une paire de pôle de la MSAP, en 2D extrudé vers le 3D

Les conditions aux limites et de la périodicité

Par raison de symétrie de la machine, on modélise seulement une paire de pôle. Dans ce cas, deux conditions de périodicité sont appliquées, l'une pour couplés les nœuds de la surface gauche et droite (en direction θ), et l'autre pour coupler les nœuds des surfaces devant et dernière (en direction Z) (voir Figure 2.1). Les conditions aux limites de Dirichlet (flux parallèle) sont appliquées sur deux surfaces (extérieur du stator et intérieur du rotor).

Le champ harmonique simulé

Le stator est alimenté par un système de courants triphasé formant une nappe de courant en rotation par rapport au rotor à la vitesse 6ω (le cas de l'harmonique 5 ou 7 coté stator) . Pour nos calculs, l'amplitude de la densité de courant était fixée à Js= 1A/m².

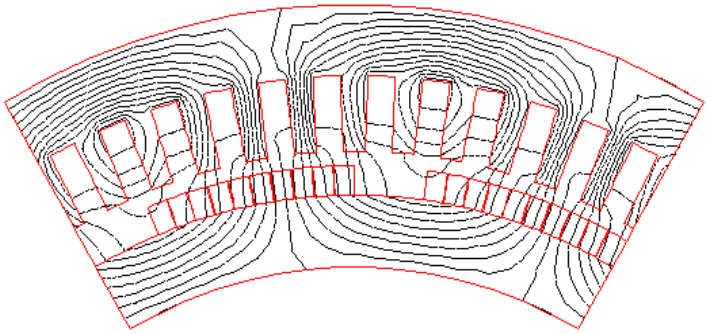


Figure 2.2 Lignes de champs créés par la nappe de courant.
Un aimant couvre 4 encoches.

II.1.3 Machine à aimants enterrés

Sur la base de la même méthodologie de calcul des pertes par courants de Foucault à rotor arrêté, nous allons étudier l'effet de la segmentation sur ces pertes dans une machine à aimants enterrées.

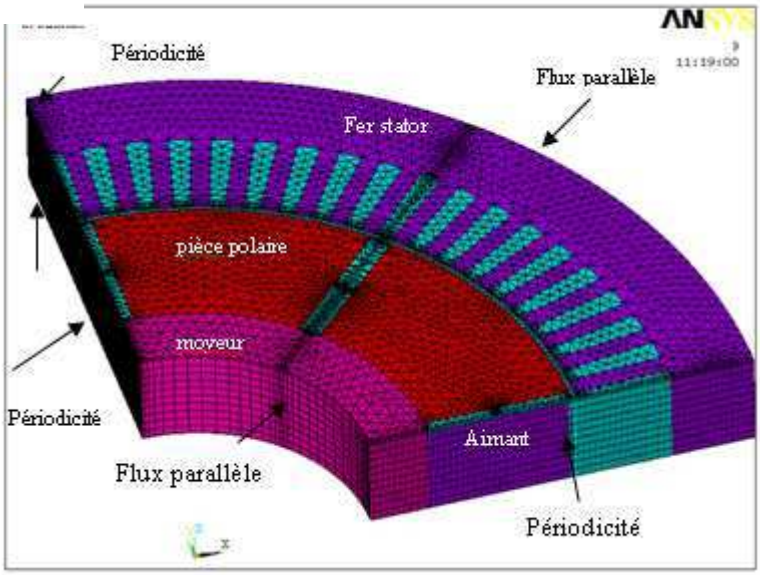


Figure 2.3 Modèle 3D en EF de la MSAP à aimants enterrés

Le modèle en EF étudié comprend une paire de pôles de la machine. Les conditions aux limites et de périodicité sont appliquées comme montre la Figure II.

Dans le but de réduire le temps de calcul, en EF, la simulation est menée pour un seul segment en direction Z.

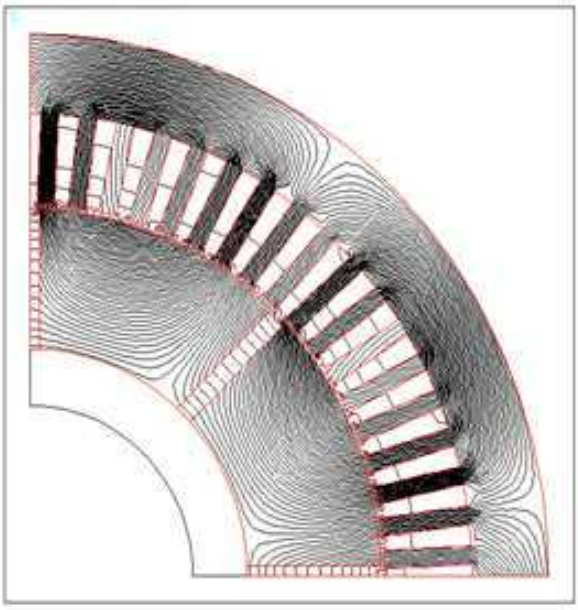


Figure 2.4 Flux harmonique dans la machine à aimants enterrés à f=1800 Hz

II.2 Modèle des pertes par courant de Foucault sans l'effet de peau

Lorsque la profondeur de l'effet de peau δ est beaucoup plus large que la moitié de largeur de l'aimant (d/2) et que la moitié de la longueur de l'aimant (l/2), on peut ignorer l'effet de peau. On admet alors que la densité de flux B dans un aimant découpé est homogène. Sous cette hypothèse, nous pouvons exprimer analytiquement les pertes par courants de Foucault dans les aimants de forme rectangulaire.

Après avoir trouvé les formules adéquates nous allons tester leur validité par simulation. Une fois les formules confirmées, elles devront mettre en évidence les conditions de la découpe utile, c'est-à-dire celle qui diminue effectivement les pertes.

Nous allons mener notre analyse séparément pour trois types de la géométrie de l'aimant découpé : long, carré et rectangulaire non spécifié. C'est ce dernier type qui devrait servir de base analytique pour une évaluation de l'effet de découpe. Mais avant de le choisir comme référence, il faut qu'il donne une bonne approximation de deux premiers cas particuliers.

II.2.1 Aimant en forme rectangulaire très long

Dans un aimant rectangulaire (Figure 2.5) *(d<<l, au minimum l>5d) [LEA00]*, nous admettons une approximation sur la circulation des courants induits suivant les spires rectangulaires. Pour une densité de flux maximale B_m, le flux total maximal dans la spire enfermée par le chemin 1-2-3-4 peut être approximé par :

$$\phi_m = 2xlB_m \tag{2.4}$$

On ignore l'effet de bord dans les deux extrémités de la direction Z puisque t<<*l*.

On obtient une tension induit dans la spire :

$$E = \frac{E_m}{\sqrt{2}} = \frac{d\left(B_m A \sin\ wt\right)}{\sqrt{2}dt} = 4.44\ fB_m 2xl \tag{2.5}$$

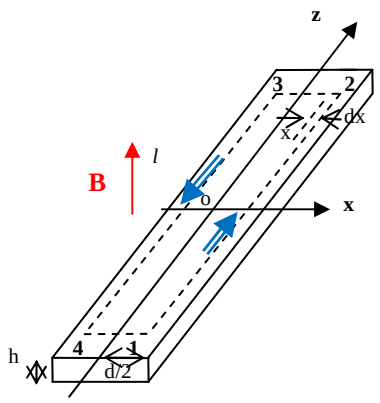


Figure. 2.5 Aimant en forme rectangulaire très long. Direction de la densité de flux est perpendiculaire à la surface de courant Foucault

Sa résistance s'exprime par : $R = \rho \dfrac{2l}{hdx}$.

Le courant et les pertes dans la spire s'écrivent :

$$dI = \frac{E}{R} = \frac{4.44 f B_m h x dx}{\rho}$$

$$dP_e = EdI = \frac{(4.44 f B_m)^2 2lhx^2 dx}{\rho}$$

Les pertes totales par courants Foucault dans ce morceau de l'aimant sont obtenues en intégrant x de 0 à d/2

$$P_e = \int_0^{t/2} dP_e = \frac{VOL \pi^2 f^2 B_m^2 d^2}{6\rho}$$

(2.6)

En représentant le volume de l'aimant en VOL=d**l**h, les pertes en watts par mètre cube sont données par :

$$\frac{P_e}{VOL} = \frac{\pi^2 f^2 B_m^2 d^2}{6\rho} \qquad (2.7)$$

Les pertes par CF volumique sont proportionnelles à la largeur carrée d^2, mais elles sont indépendantes de la longueur *l*, à condition que d<<*l*. En supposant que la largeur « t » est disposée selon la dimension tangentielle θ de rotor, on peut en conclure que la découpe de l'aimant en direction θ est beaucoup plus efficace pour diminuer les pertes par courants Foucault que la découpe en direction Z, tant que la forme de l'aimant reste toujours « rectangulaire très long » (d<<l).

II.2.2 Aimant en forme carrée (d=l)

Le même raisonnement peut être appliqué pour l'aimant en forme carré. Dans ce cas pourtant l'effet de bord ne peut plus être ignoré. On fait l'hypothèse que le courant Foucault circule sur une spire en forme carrée. La tension induite et la résistance vue sur une spire sont :

$$E = \frac{E_m}{\sqrt{2}} = \frac{d(B_m A \sin wt)}{\sqrt{2}dt} = 4.44 f B_m 4x^2$$

$$R = \rho \frac{8x}{hdx}$$

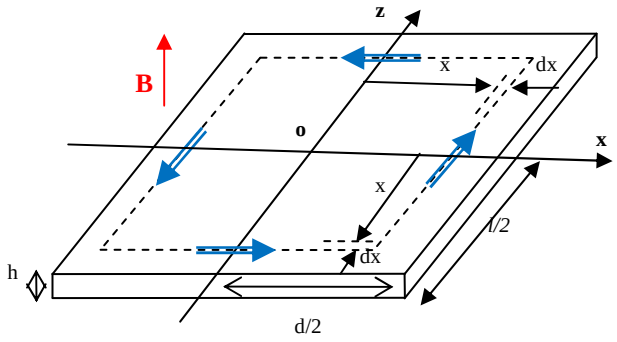


Figure 2.6 Aimant en forme carrée. Direction de la densité de flux est perpendiculaire à la surface des courants de Foucault

Ainsi, le courant et les pertes dans la spire s'expriment par :

$$dI = \frac{E}{R} = \frac{4.44 f B_m hxdx}{\rho}$$

$$dP_e = EdI = \frac{(4.44 f B_m)^2 2hx^3 dx}{\rho}$$

Finalement, on obtient les pertes totales dans l'aimant, en intégrant x de 0 à t/2 :

$$P_e = \int_0^{t/2} dP_e = \frac{VOL \pi^2 f^2 B_m^2 d^2}{16\rho}$$

et les pertes en watts par mètre cube (2.8)

$$\frac{P_e}{VOL} = \frac{\pi^2 f^2 B_m^2 d^2}{16\rho} \qquad (2.8)$$

Les pertes par unité de volume dans l'aimant en forme carrée sont aussi proportionnelles à la largeur carrée d^2, mais avec le coefficient 1/16, tandis que pour l'aimant long ce coefficient est de 1/6.

II.2.3 Aimant en forme rectangulaire : Cas général

Par analogie, on peut évaluer les pertes par courants Foucault dans l'aimant en forme rectangulaire quelconque (Figure 2.7). On fait l'hypothèse que les courants de Foucault circulent dans des spires de forme rectangulaires qui présentent le rapport entre la longueur et la largeur **l/d**.

$$E = \frac{E_m}{\sqrt{2}} = \frac{d\left(B_m A \sin wt\right)}{\sqrt{2}dt} = 4.44\, fB_m\, 4\frac{l}{d}x^2$$

$$R_z = \rho\frac{l_z}{hdx}$$

$$R_x = \rho\frac{l_x}{hdz}$$

$$R = R_x + R_z = \frac{4\rho.x.(l^2 + d^2)}{d.l.h.dx}$$

$$dI = \frac{l^2 B_m \omega.x}{\sqrt{2}\rho.(l^2 + d^2)}$$

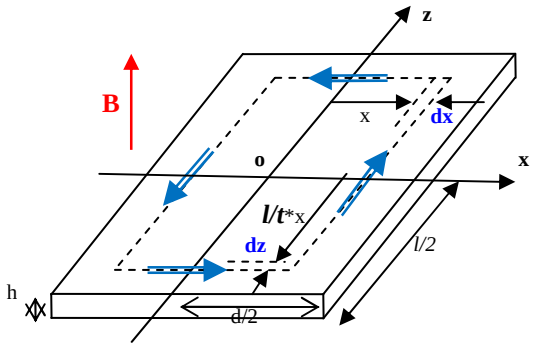


Figure 2.7 Aimant en forme rectangulaire. Direction de la densité de flux est perpendiculaire à la surface des courants de Foucault ; deux sections pour la spire dx et dz.

Finalement, on obtient les pertes totales dans l'aimant, en intégrant x de 0 à t/2

$$P_e = \int_0^{t/2} dP_e = \frac{VOL..\pi^2 f^2 B_m^2}{8\rho}\cdot\frac{d^2 \times l^2}{\left(d^2 + l^2\right)}$$

Et les pertes en watts par mètre cube (2.9):

$$P_e = V_a \cdot \frac{\pi^2 .. B^2{}_m . f^2}{8.\rho} \cdot \frac{l^2 . d^2}{(l^2 + d^2)} \tag{2.9}$$

Lorsque *d=l*, on retrouve le même résultat que l'équation (2.8). Pourtant, lorsque d<<*l*, on obtient un résultat plus faible que l'équation (2.7), en rapport de 6/8. Nous pensons que les pertes par unité de volume réelles pour l'aimant en forme de rectangulaire très long (d<<*l*) peuvent être contenues entre ces deux valeurs, étant donc plus faibles que $\frac{\pi^2 f^2 B_m^2 d^2}{6\rho}$, mais plus grandes que $\frac{\pi^2 f^2 B_m^2 d^2}{8\rho}$.

La différence n'étant pas importante, nous concluons que le cas général couvre les deux cas particuliers. En conséquence on va utiliser la formule générale (2.8) pour évaluer l'influence de découpage de l'aimant sur les pertes par courants Foucault. Avant cela, on va voir les écarts qu'elle donne par rapport aux calculs par éléments finis.

II.2.4 Vérification de la formule générale par comparaison avec simulation en éléments finis

Dans cette section, nous allons comparer les pertes calculées analytiquement (P_{AN}) avec les pertes par éléments finis(PEF). La formule analytique ne tenant pas compte de l'effet de peau, la comparaison ne peut être effectuée que dans des cas de l'effet de peau négligeable.

Dans le Tab. II.1, on évalue les pertes par courants de Foucault pour l'aimant en forme rectangulaire très long.

Tab. II.1 Aimant en forme rectangulaire très long, Pe est proportionnelle à $\frac{d^2}{(1+d^2/l^2)} = \frac{l^2}{(1+l^2/d^2)}$

d, l et δ en mm, PEF et Pan (10e-10 w)

900Hz	**d**	**l**	**δ**	**PEF**	**P_{AN}**	**err**
3x1	23			2.7	2.66	**1.85**
4x1	17.5	250	**15.2**	1.7	**1.704**	**0.22%**
6x1	11.7			0.79	**0.76**	**-3.5%**

1800Hz	d	**l**	**δ**	**PEF**	**P_{AN}**	err	**1800Hz**	d	l	**PEF**	**P_{AN}**	err
4x1	17.5			6.1	5..96	**-2.29**	**4x3**	17.5		5.6	5.83	4..1%
5x1	14	250		4.3	**4.21**	**-2.07%**	**5x3**	14	83	3.99	4.2	5..33%
6x1	11.7		**10.7**	3.1	**2.92**	**-5.66%**	**6x3**	11.7		2.9	**3.019**	4.09%
10x1	7			1.2	1.03	**-14.4%**	**10x3**	7		1.15	1.07	-6..39%

3600Hz	d	**l**	δ	**PEF**	**P_{AN}**	err		d	l	**PEF**	**P_{AN}**	Err
5x1	14			15.0	14.38	**4.53**	**5x3**	14		14.1	14.5	**2.83**
6x1	11.7	250	**7.6**	11.6	**11.07**	**-4.56%**	**6x3**	11.7	83	10.9	**11.12**	**3.6%**
8x1	8.75			7.1	6.2	**-12.6%**	**8x3**	8.75		6.8	**6.33**	**6.77%**

5400Hz	d	**l**	δ	**PEF**	**P_{AN}**	err
6x1	11.7			23.3	22.1	**5..21**
8x1	8.75	250	**6.2**	15.3	**13.64**	**-10.8%**
10x1	7			10.4	**8.73**	**-16.04%**

Dans le cas ou **d/2<δ et d<l/5, la formulation analytique (2.9) donne les résultats très proches au calcul EF.** On trouve que l'erreur d'évaluation par l'équation analytique 3 et le calcul EF est inférieure à 15**%.**

Dans le Tab. II. 2, on évalue les pertes dans l'aimant en forme « carrée ». On trouve que la plus part de l'erreur d'évaluation par l'équation analytique est inférieur de **20%.**

Tab. II. 2 Aimant en forme carrée, avec t identique, PEF est proportionnelle à $\frac{d^2}{1+d^2/l^2}$

d, l et δ en mm, PEF et Pan (10e-10 w)

900Hz	d	l	δ	**PEF**	**P_{AN}**	err		d	l	**PEF**	**P_{AN}**	err		**PEF**	**P_{AN}**	err
3x10	23	25	15.2	1.4	**1.55**	**+10.7%**	**4x15**	17.5	16.6	0.7	**0.86**	**+23.9%**	**6x20**	0.37	**0.44**	**+20%**
1800Hz	d	l	δ	**PEF**	**P_{AN}**	err		d	l	**PEF**	**P_{AN}**	err		**PEF**	**P_{AN}**	err
4x15	17.5	16.6	**10.7**	2.8	**3.12**	**+11.43%**	**5x18**	14	13.8	1.9	**2.29**	**+20.5%**	**6x20**	1.5	1.75	+17%
3600Hz	d	l	δ	**PEF**	**P_{AN}** l	Err		d	l	**PEF**	**P_{AN}**	err		**PEF**	**P_{AN}**	err
5x18	14	13.8	**7.6**	7.4	**7.86**	**+6.3%**	**6x20**	11.7	1 2.5	**5.7**	**6.5**	**+14.2%**	**8x30**	3.0	**3.49**	**+16.3%**
5400Hz	d	l	δ	**PEF**	**P_{AN}**	err				**PEF**	**P_{AN}**	err		**PEF**	**P_{AN}**	err
6x20	11.7	12.5	**6.2**	12.3	**13**	**+5.84%**	**8x30**	8.75	8.33	6.6	7.5	+13.7%	**10x35**	4.7	**5.45**	**+16%**

Pour un aimant découpé de forme carrée, lorsque **t/2<δ et l/2<δ, la formulation analytique estime les pertes par CF avec un écart de 20% par rapport au modèle EF.**

Dans le Tab.3, on évalue les pertes dans l'aimant en forme rectangulaire court.

II. 3 Aimant en forme rectangulaire court, PEF est proportionnelle à $\frac{d^2}{\left(1+d^2/l^2\right)}$

d, l et δ en mm, PEF et Pan (10e-10 w)

900Hz	**d**	**l**	□	**PEF**	**P_{AN}**	**err**		**PEF**	**P_{AN}**	err
4x10	17.5	20	**15.2**	0.99	**1.14**	**+15.24%**	**6x10**	0.57	**0.65**	**14%**
1800Hz	d	l	**δ**	**PEF**	**P_{AN}**	err				
6x12	11.7	20.83	**10.7**	2.1	**2.49**	**24.7%**				
3600Hz	d	l	**δ**	**PEF**	**P_{AN}**	Err				
8x18	8.75	13.88	**7.6**	4.45	**5.13**	**15.37%**				
5400Hz	**d**	**l**	**δ**	**PEF**	**P_{AN}**	**err**				
10x20	**7**	**12.5**	**6.2**	**7.0**	**7.95**	**13.66%**				

Dans le cas ou t/2<δ et l/2<δ, la formulation analytique 3 est proche au calcul EF

On trouve que l'erreur d'évaluation par l'équation analytique 2.9 est inférieure à 20%.

Les écarts augmentent avec le nombre de segments (Tab. II.4) car alors l'hypothèse de champ homogène est de moins en moins crédible. Quant on compare le calcul analytique avec le calcul EF on constate que le premier donne la diminution de pertes plus importante que EF. Nous pensons que dans le cas de champ non-homogène l'analyse est moins adaptée que les éléments finis pour calculer les pertes.

Tab II.4 : Effet de la segmentation axiale et tangentielle dans l'aimant à f=1800 Hz

Nθ*Nz	**P/ P_{4*1} Par EF**	**P/ P_{4*1} Par $\frac{d^2}{1+(t/l)^2}$**
4*1	**1**	**1**
5*1	**0.7**	**0.64**
6*1	**0.51**	**0.45**
10*1	**0.197**	**0.161**
10*3	**0.188**	**0.160**
10*6	**0.179**	**0.156**

Remarque

Lorsque l'effet de peau est négligeable, les pertes dans les aimants peuvent être évaluées par une modèle analytique pour chaque fréquence d'harmonique selon la méthode suivante:

1. Une seule formule dite' formule générale' (2.9) permet de traiter la majorité de cas avec une précision satisfaisante. Elle a donnée les meilleurs résultats pour les aimants longs et carrés (les écarts souvent de quelques %). Ces écarts augmentent rapidement dès qu'apparait l'effet de peau.

2. Pour améliorer la précision dans l'application des formules analytiques, on pourra utiliser la formule (II.7) « aimant long » pour un aimant long, la formule (II.8) « aimant carré » pour un aimant carré.

Limites du modèle analytique à champ homogène

Dans le cas où l'effet de peau important, les formulations analytiques présentés ci-dessus ne sont plus valables. En effet, l'effet de peau provoque une densité de flux non

homogène et diminue le flux total passant par les aimants. La discussion qui suit sur l'influence de ce dernier sur les pertes par courants de Foucault dévoilera les causes physiques du phénomène d'anomalie de pertes sous l'effet de segmentation et permettra les conclusions sur l'optimisation de la découpe [WY10].

II.3 Modèle des pertes par courants de Foucault avec l'effet de peau

Pour les harmoniques à haute fréquence, où la profondeur de l'effet de peau δ est beaucoup plus petite que la moitié de largeur de l'aimant (d/2, voir Fig 2.5, 2.6 et 2.7), et que la moitié de longueur de l'aimant (l/2), c'est l'effet de peau qui influence les variations de pertes, en produisant une anomalie de pertes en fonction de la segmentation : plus on découpe et plus les pertes augmentent.

Un simple schéma de principe permet d'esquisser le mécanisme de ce phénomène. Lorsque l'effet de peau est important, nous pouvons modéliser (Fig. 2.8 a) la densité de flux non homogène de l'amplitude B_s par deux bandes de densité de flux équivalent, remplissant une fraction de la profondeur de pénétration δ et d'amplitude B_s. On les appelle "bande de dissipations" car la plupart des pertes par courants de Foucault sont dans ces deux domaines. Une découpe doublant le nombre de segments, si la moitié de la largeur d'un segment est encore plus grande que δ, le nombre de bandes de dissipation double, provoquant une augmentation des pertes par courant de Foucault (Figure 2.8.b).

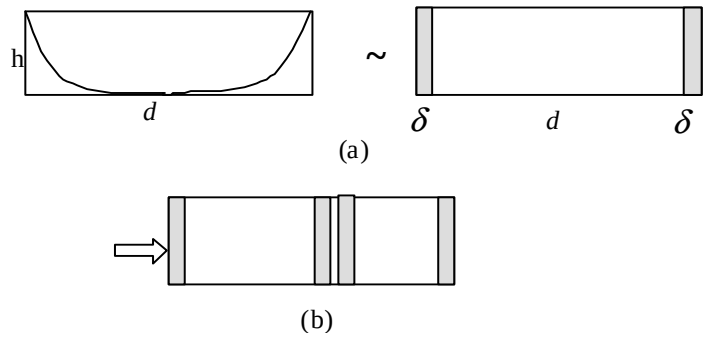


Figure 2.8. (a). L'effet de peau fort permet de modéliser le flux dans le matériau par deux (a) ou quatre (b) bandes de flux équivalent homogène ce qui explique qualitativement l'augmentation de pertes avec la segmentation du matériau.

Plus loin on va analyser cela avec rigueur pour localiser le pic de variations de pertes par segmentation.

II.3.1 Répartition du flux

Pour un matériau mince (Figure 2.5) avec *d<<l et d<<h*, on peut ignorer l'effet de bord sur la longueur *l*, ce qui permet d'affirmer que le vecteur J est dirigé suivant la direction Z et le vecteur B suivant la direction r [PIE00].

Dans ce cas les composantes en z de B et J ont la forme:

$$J_z = J(x,t)$$
$$B_y = B(x,t)$$

Ce qui réduit les équations de Maxwell aux équations suivantes:

$$\frac{\partial^2 B}{\partial x^2} = \mu\sigma \frac{\partial B}{\partial t}$$
$$\frac{\partial^2 J}{\partial x^2} = \mu\sigma \frac{\partial J}{\partial t} \qquad (2.10)$$

Lorsqu'on introduit la profondeur de pénétration $\delta = \sqrt{\frac{2}{\mu\sigma\omega}}$, la répartition de l'induction magnétique B dans l'aimant est donnée en notation complexe :

$$B(x) = B_s \frac{ch(1+j)x/\delta}{ch(1+j)d/2\delta} \qquad (2.11)$$

où B_s est le module de l'induction à la surface du matériau.

Le module de l'induction B(x) est donnée par :

$$|B(x)| = B_s \sqrt{\frac{ch2x/\delta + \cos 2x/\delta}{chd/\delta + \cos d/\delta}} \qquad (2.12)$$

Nous avons vérifié cette formulation analytique par le modèle éléments finis pour plusieurs épaisseurs de matériaux minces.

En revenant sur le modèle d'un tel matériau présenté dans la Figure 2.7, on peut constater que le flux passant à travers la surface (t**l*) est donné par :

$$\Phi = (t \cdot l \cdot B_s) \cdot \frac{2\delta}{d} \frac{1}{1+j} th(1+j)\frac{d}{2\delta} \qquad (2.\ 13)$$

où δ est la profondeur de l'effet de peau.

Pour des faibles valeurs de (t/2)/δ on a $th(1+j)\frac{d}{2\delta} \approx (1+j)\frac{d}{2\delta}$ et alors $\Phi \approx (d \cdot l \cdot B_s)$

On peut considérer que le matériau est pénétré entièrement par ce flux, avec une induction homogène égale à B_s. C'est le cas de **l'effet de peau négligeable** (chap. II.2).

II.3.2 Modèle des bandes équivalentes

Par contre, quand (t/2)/δ est élevé, on a $th(1+j)\frac{d}{2\delta} \approx 1$ ce qui donne

$$|\Phi| \approx (d \cdot l \cdot B_s) \cdot \frac{2\delta}{d} \frac{1}{\sqrt{2}} = 2\left(\frac{\delta}{\sqrt{2}} \cdot l \cdot B_s\right) \qquad (2.14)$$

Dans ce cas on peut considérer que un flux équivalent homogène occupe une bande de largeur $\frac{\delta}{\sqrt{2}}$ de chaque coté du matériau, laissant l'intérieur vide de l'induction. C'est cette disposition de flux qui favorise le phénomène d'anomalie de pertes, comme on a expliqué au début de chapitre.

Le paramètre $\frac{\delta}{\sqrt{2}}$ que l'on vient de déterminer nous servira dans la recherche de pic de pertes. Il reste à déterminer la condition sous laquelle la disposition du flux homogène dans les bandes équivalentes représente bien le flux réel. Selon la **Tab.5** on peut constater qu'il faut au minimum d/2δ≈2 et *l*/2δ≈2.

Quand la condition d/2δ>2 est satisfaite, la non-homogénéité due à l'effet de peau est assez forte pour qu'on puisse représenter la zone active de dissipation par deux bandes à

épaisseur $\frac{\delta}{\sqrt{2}}$. Cette condition oriente notre réflexion sur l'optimisation de la segmentation des aimants. En effet, toute segmentation la respectant verra une croissance de pertes par courants de Foucault avec le nombre augmentant de segments et cette tendance va se poursuivre (approximativement) jusqu'à la condition limite $d2\delta \approx 2$ ou bien $l/2\delta \approx 2$.

Le Tab. II.5 présente une comparaison de flux évalué par l'équation détaillée (II.12) avec celui évalué par l'équation simplifiée (2.8)

(a) d*l*, 2 bandes parallèles en direction Z

f[Hz]	segmentation	$\frac{\lvert\Phi\rvert}{dlB_s} = \frac{2\delta}{d}\left\lvert\frac{1}{1+j}th(1+j\right.$ (2.13)	zone active de dissipation : 2 bandes d'épaisseur de $\frac{\delta}{\sqrt{2}}$: $\frac{\lvert\Phi\rvert}{tlB_s} = 2\frac{\delta}{\sqrt{2}}\Big/d$ (2.14)	$\frac{d}{2\delta}$
5400	4x1	0.5664	0.5010	**1.4**
	3x1	**0.3856**	**0.3812**	1.9
	2x1	**0.2511**	**0.2505**	2.8
	1x1	**0.1263**	**0.1253**	5.6
3600	3x1	0.5203	0.467	1.5
	2x1	**0.3081**	**0.3071**	2.3
	1x1	**0.1537**	**0.1535**	4.6
1800	2x1	0.479	0.432	**1.6**
	1x1	**0.2137**	**0.2162**	3.3
900	2x1	0.7024	0.614	**1.2**
	1x1	**0.3081**	**0.3071**	2.3

(B) d>*l*, 2 bandes parallèles en direction θ

[Hz]	segmentation	$\frac{\lvert\Phi\rvert}{dlB_s} = \frac{2\delta}{l}\left\lvert\frac{1}{1+j}th(1+j)\frac{l}{2\delta}\right\rvert$ (2.13)	zone active de dissipation : 2 bandes d'épaisseur de $\frac{\delta}{\sqrt{2}}$: $\frac{\lvert\Phi\rvert}{dlB_s} = 2\frac{\delta}{\sqrt{2}}\Big/l$ (2.14)	$\frac{l}{2\delta}$
5400	1x12	**0.4504**	**0.4209**	**1.68**
	1x11	**0.4041**	**0.3858**	**1.83**
	1x10	**0.3578**	**0.3507**	2.02
3600	1x10	0.4794	0.4299	1.64
	1x9	**0.4041**	**0.3869**	**1.83**
	1x8	**0.3495**	**0.3431**	2.06
1800	1x7	**0.4437**	**0.4237**	**1.7**
	1x6	**0.3734**	**0.3632**	1.95
	1x5	**0.3081**	**0.3026**	2.3
900	1x5	0.4794	0.4299	**1.6**
	1x4	**0.3495**	**0.3439**	2.06

Pour vérifier que la condition de la pertinence de bandes équivalentes effectivement donne le pic d'anomalie de pertes, nous allons présenter les résultats de simulation. Ils montrent qu'effectivement avec **d/2δ>2**, plus on coupe l'aimant, plus on augmente les pertes par courants Foucault.

II.4 Optimisation de la segmentation des aimants en surface, simulation

II.4.1 Types de segmentation

Notre étude porte sur la segmentation en deux dimensions : tangentielle et axiale, demandant l'étude en 3D. Nous attendons que dans certains cas déterminés par la condition établie ci-dessus, la découpe de l'aimant, à la place de diminuer, augmente les pertes. Nous appelons cette situation : "***Anomalie de la segmentation*** ''.

Dans ce qui suit nous allons analyser les pertes en fonction de la découpe en longueur et en largeur de l'aimant, ceci pour différentes fréquences harmoniques **(-/+6ω, -/+12ω...etc.)**. On va noter le type de la découpe d'aimant par : N_o*N_z tel que :

N_o: est le nombre de découpes de l'aimant sur la direction azimutal (θ).

N_z : est le nombre de découpe sur la direction axiale de la machine (Z).

Pour la machine à aimants en surface, l'aimant choisi est de dimensions : $d*h*l$=70*10.2*250 mm^3 (Fig II.9). Les résultats de simulation par EF en 3D sont présentés sous forme de tableaux dans les Tab : A1 à A6.

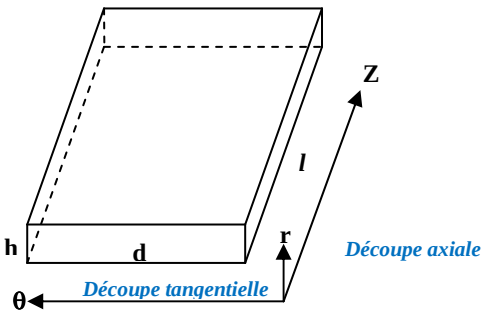


Fig. 2.9 : Dimension de l'aimant et le type de la découpe

A titre d'exemple nous présentons la découpe et les courants induits en EF sur la Fig. II.10.

Comparaison de Je : Aimant 1x4 et 2x4 à f=3600 Hz (présence d'anomalie)

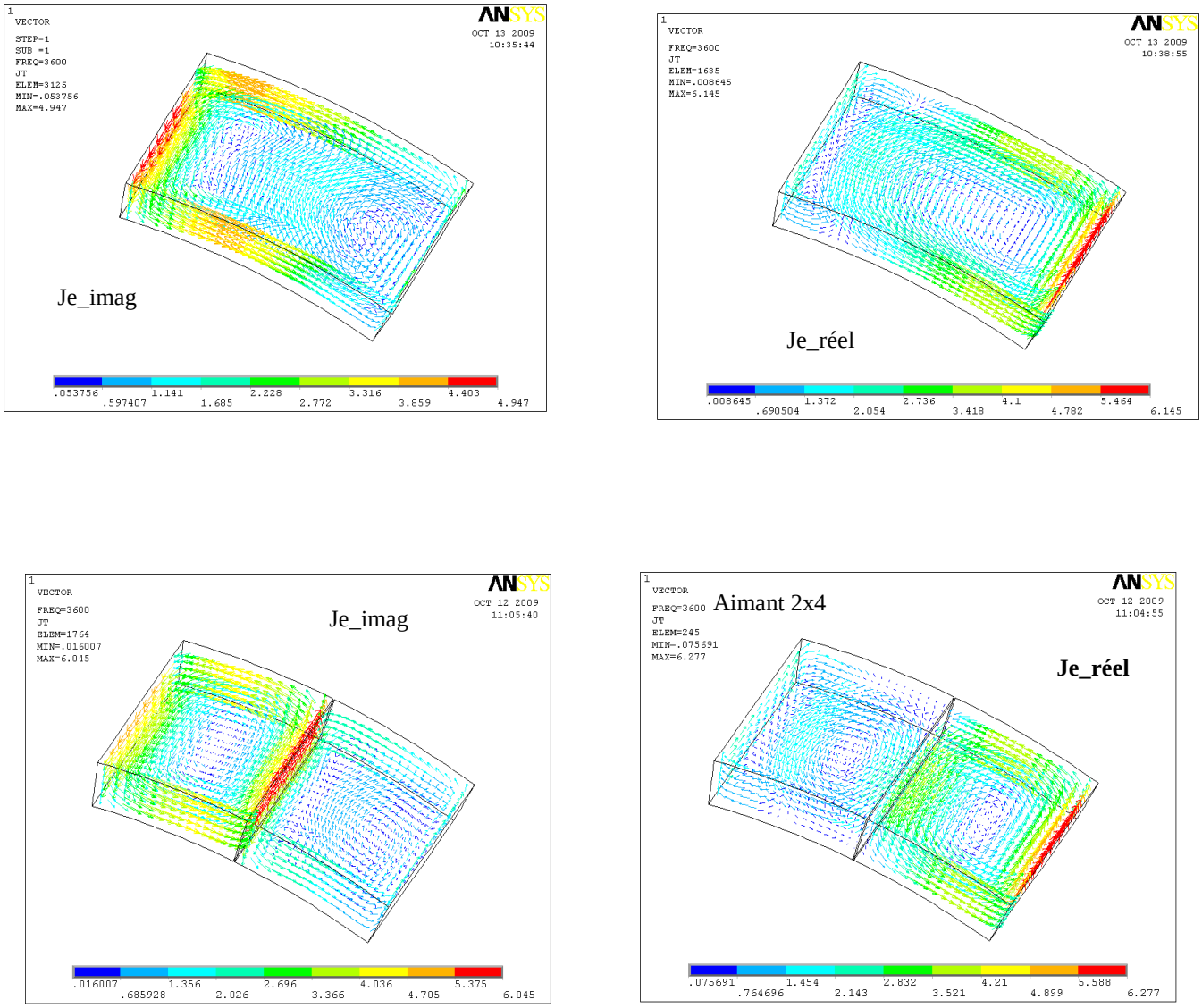


Figure 2. 10 Carte des CF pour un aimant 1x4 et 2x4 à f=3600 Hz. Seulement une de quatre découpés en z est visualisée.

II.4.2 Etude en fréquence

Nous allons maintenant présenter les résultats de diverses simulation, effectuées pour différentes fréquences et différentes découpes d'aimants, dont le but était de confirmer notre analyse sur la segmentation entrainant une augmentation de pertes dans certaines conditions.

Nous allons voir que cette « anomalie de pertes » intervient pour certains types de la découpe, et notamment à nombre bas des découpes tangentielles.

Après avoir franchi un point de pertes maximales, la poursuite de la segmentation provoque la diminution de pertes ; on a à faire avec un pic d'anomalie étudiée.

Les résultats de simulations (Annexe A, Tab. A1 à A4) montrent que le pic se déplace avec la fréquence, en accord avec notre analyse du phénomène (Chap. II.3).

1) f=900 Hz, pour la découpe en direction Z, du type 1xN, les pertes augmentent légèrement d'abord et diminuent après, avec le maximum situé à 1x4. Pour la découpe en direction θ, Nx1, les pertes aussi augmentent d'abord et diminuent après, avec le maximum à 2x1.

2) f=1800Hz, pour la découpe en direction Z, du type 1xN, les pertes augmentent d'abord et diminuent après, avec le maximum à 1x7. Pour la découpe en direction θ, Nx1, Nx2…Nx4, les pertes aussi augmentent d'abord et diminuent après, avec le maximum apparait quand l'aimant est coupé en 2 partie en direction θ.

3) f=3600Hz, pour la découpe en direction Z, du type 1xN et 2xN, les pertes augmentent d'abord et diminuent après, avec le maximum à 1x10 et 2x8. Pour la découpe en direction θ, Nx1, Nx2…Nx6, les pertes aussi augmentent d'abord et diminuent après, avec le maximum apparait quand l'aimant est coupé en 3 partie en direction θ.

4) f=5400Hz, pour la découpe en direction Z, du type 1xN et 2xN, les pertes augmentent d'abord et diminuent après, avec le maximum à 1x 11 et 2x12. Pour la découpe en direction θ, Nx1, Nx2…Nx6, les pertes aussi augmentent d'abord et diminuent après, avec le maximum apparait quand l'aimant est coupé en **4** parties en direction θ.

On peut noter que l'anomalie n'apparait que lorsque la moitié de largeur de l'aimant (Figure.1.20) plus grand que la profondeur de l'effet de peau : $d/2>\delta$ et $l/2>\delta$. D'autre part, la zone d'anomalie augmente selon l'augmentation de fréquence parce que la profondeur de l'effet de peau δ diminue. Ainsi, on confirme que ***l'anomalie est liée à l'effet de peau***.

II.4.3 Etude selon la pertinence de l'effet de peau

Pour confirmer la formule de pic d'anomalie de pertes (Chap. II. 3.2) nous analysons les résultats de simulation (Annexe A1 à A4) selon l'importance de l'effet de peau:

a) L'effet de peau faible (Fig.2, $t/2$ & $l/2 < \delta$; ou $d << l$ & $d/2 < \delta$.

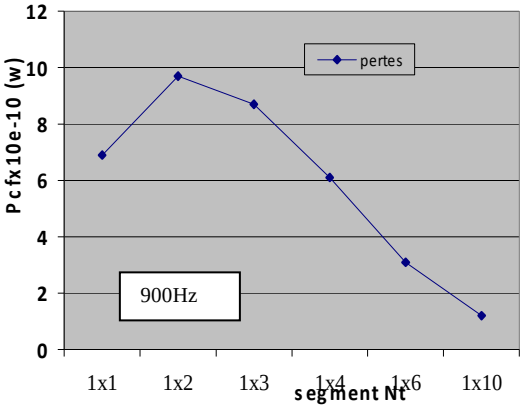
Les mesures correspondantes sont regroupées dans la zone grise claire. On constate que la découpe de l'aimant diminue bien les pertes par courants Foucault.

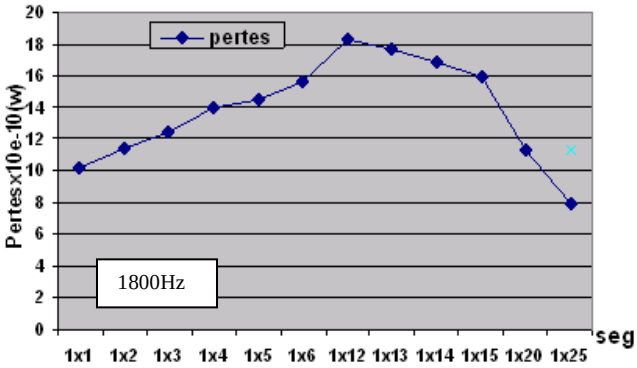
b) L'effet de peau forte ($d/2\delta > 2$ et $l/2\delta > 2$. La segmentation mène à l'augmentation de pertes.

c) Les cases des tableaux A1 à A4 en dehors des zones classifiées ci-dessus correspondent au cas de l'effet de peau de l'intensité intermédiaire ($d/2$ de l'ordre de δ). **Ici c'est l'effet de découpe qui domine la détermination de pertes**.

On note que l'anomalie trouve sa limite (le pic) lorsque $d/2\delta$=1.5...1.6 avec la découpe tangentielle et $l/2\delta$=1.95…2.06 pour la découpe axiale. Ces valeurs confirment assez bien la formule analytique qui donne le rapport **4** comme la frontière entre la montée et la descente de pertes avec la segmentation.

Nous remarquons dans les Figure s II.11 et II.12 que les pics d'anomalie de la segmentation axiale et radiale se déplacent avec la montée en fréquence.





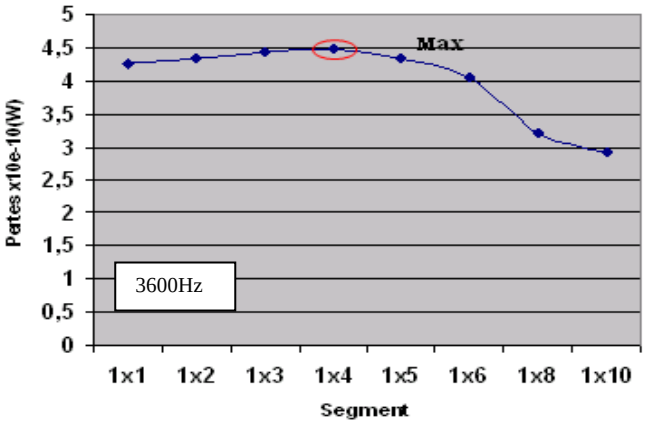


Figure. 2.11. Pertes par courant de Foucault en fonction de la segmentation axiale des aimants à (f=900,1800 et 3600 Hz). Avec la monté en fréquence le pic de pertes se déplace vers le nombre plus élevé des segments.

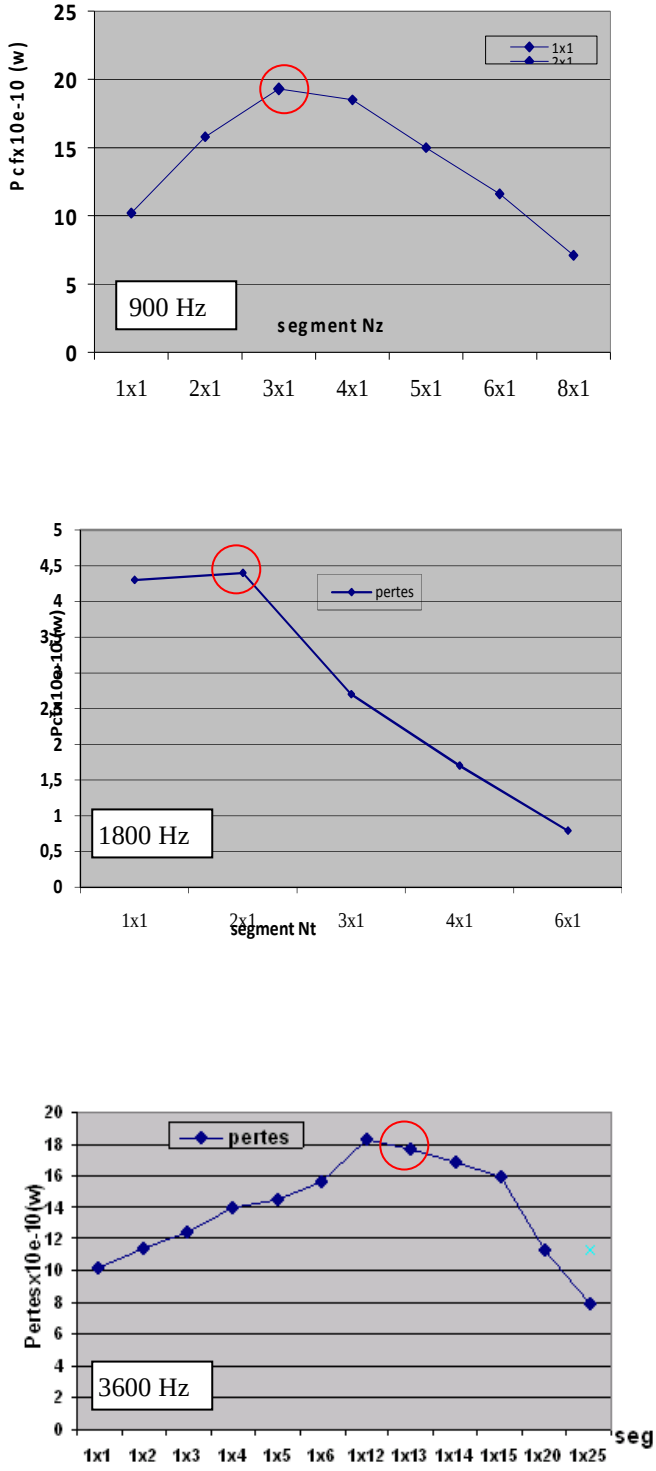


Figure 2.12 Pertes par courants de Foucault en fonction de la segmentation tangentielle des aimants à (f=900,1800 et 3600 Hz). Avec la monté en fréquence le pic de pertes se déplace vers le nombre plus élevé des segments**.**

II.5 Optimisation de la segmentation des aimants enterrés

L'aimant permanent est modélisé par un conducteur de même caractéristique que dans le cas précédent : la perméabilité magnétique relative µr=1.1 et la conductivité σ= 90 e-8 Ωm.

II.5.1 Types de segmentation

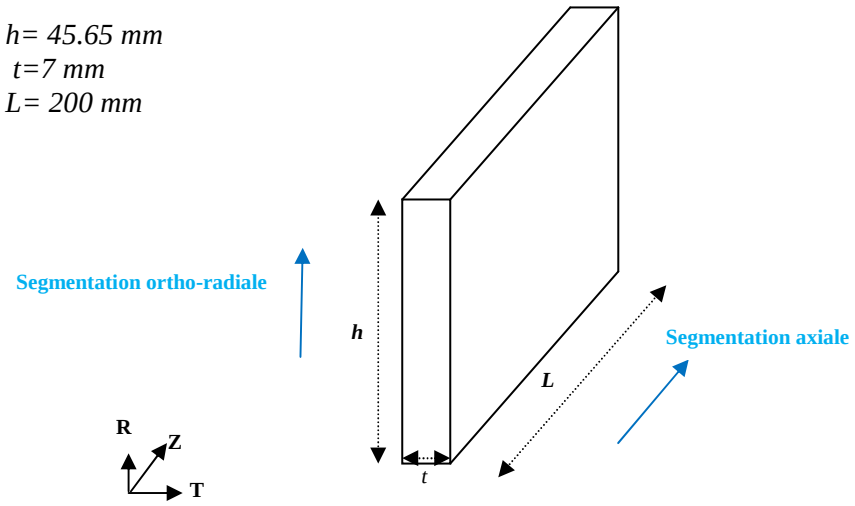


Fig. 2. 13 Dimension de l'aimant 1x1et type de la segmentation

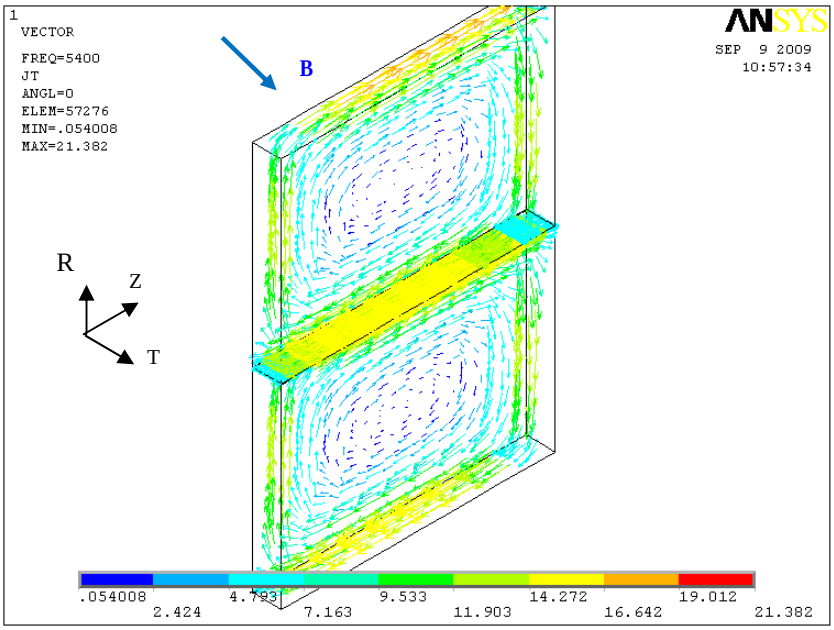


Figure 2.14 Trajectoire des courants induits pour un aimant 2x6. Ici, la segmentation ortho-radiale est visualisée

La simulation par élément finis présentée par la Figure 2.14 montre que le trajet des courants induits se localise dans le plan 0RZ, perpendiculaire à l'induction B statorique ne présentant ici que sa composante tangentielle.

Dans le modèle en EF 3D à rotor arrêté, chaque aimant se traite séparément. Les pertes de puissance dans les aimants sont données pour chaque segment en tenant compte de l'effet de peau. La table 1 récapitule la profondeur de pénétration de l'effet de peau en fonction de la fréquence.

Tab II.6 .Profondeur de pénétration de l'effet de peau selon les fréquences de travail

Fréq : (Hz)	450	900	1800	3600	5400	7200	9000	10600	12600	15600
δ : (mm)	***21.47***	***15.16***	***10.73***	***7.59***	***6.19***	***5.4***	***4.8***	***4.4***	***4.1***	***3.6***

Selon la disposition des aimants au rotor, nous avons envisagé deux types de découpes à ce type de machine (Figure 2.13) : axiale (direction Z, dimension max. L=200mm) et ortho-radiale (direction R, dimension max. h=45.65mm). La machine est de longueur de 200 mm, un aimant entier a les dimensions : h*d*L = 45.65*7*200mm.

La profondeur de pénétration de flux indiquera la fréquence limite de segmentation à champ homogène. Nous allons présenter les résultats de la simulation en fréquence et en nombre de découpe en même temps.

II.5.2. Analyse de la segmentation des aimants en fréquence et en pertinence de l'effet de peau

On arrive ici aux mêmes conclusions que dans le cas des aimants en surface dans le Chap. II.4. Les résultats de simulation (Annexe B, tableaux B1 à B3) font apparaitre trois cas selon l'importance de l'effet de peau :

a) L'effet de peau faible ($d/2$ & $l/2 < \delta$; ou $t << l$ & $d/2 < \delta$). Les mesures correspondantes sont regroupées dans la zone grise claire. On constate que la découpe de l'aimant diminue bien les pertes par courants Foucault.

b) L'effet de peau forte ($t/2\delta > 2$ et $l/2\delta > 2$. La segmentation mène à l'augmentation de pertes. La zone d'anomalie est représentée par une zone grise foncée.

c) Les cases des tableaux B1 à B3 en dehors des zones classifiées ci-dessus correspondent au cas de l'effet de peau de l'intensité intermédiaire ($d/2$ de l'ordre de δ). **Ici c'est l'effet de découpe qui domine la détermination de pertes**.

L'anomalie se manifeste bien quand l'effet de peau est fort (cas (b)). Pareil que pour les aimants en surface, avec la montée de la fréquence le pic de pertes se déplace vers les nombre plus élevé de segments (Figure 2. 15 à 2.17)

On note que l'anomalie trouve sa limite (le pic) lorsque $\boldsymbol{d/2\delta=1.51\ldots1.6}$ avec la découpe tangentielle et $l/2\delta=1.45\ldots1.86$ pour la découpe axiale. Ces valeurs confirment assez bien la formule analytique qui donne le rapport 4 comme la frontière entre la montée et la descente de pertes avec la segmentation.

Tout comme c'était le cas avec les aimants en surface, les aimants enterrés donnent lieu aussi à l'anomalie de pertes par CF quand on les découpe. Nous remarquons (Figure 2.15 –2.19) que le pic de pertes se déplace avec la montée en fréquence.

Aimant N_R xNz=1xNz Profondeur de l'effet de peau : δ=10.73 mm à f=1800 Hz

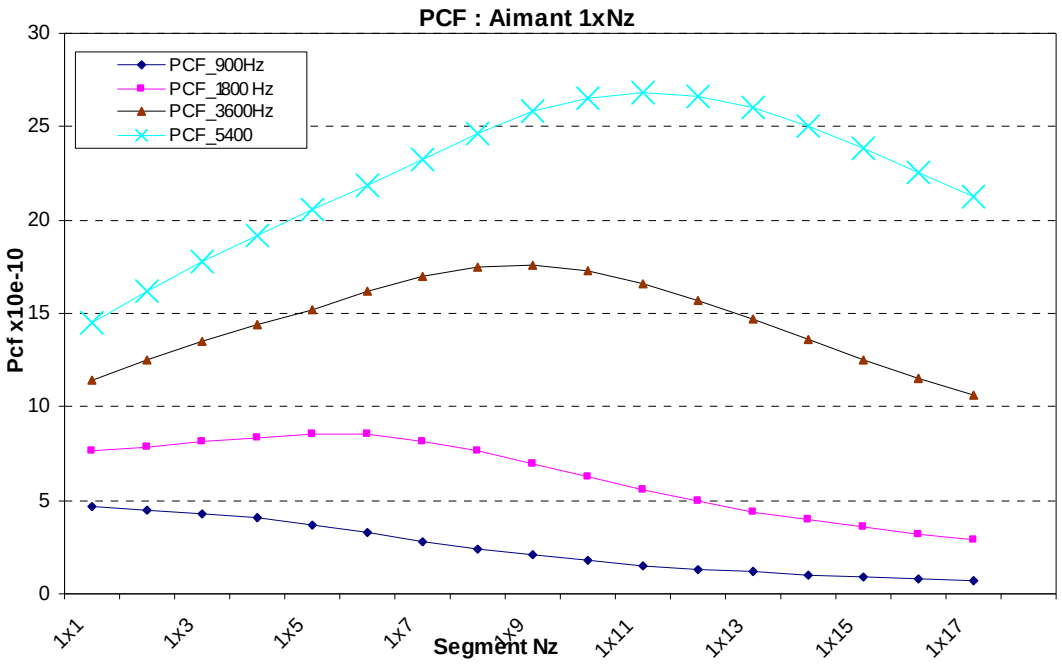


Figure 2.15 Pertes par CF dans une aimant 1xNz

Aimant N_R *Nz= 2xNz , Profondeur de l'effet de peau : δ=7.59 mm à f=3600 Hz

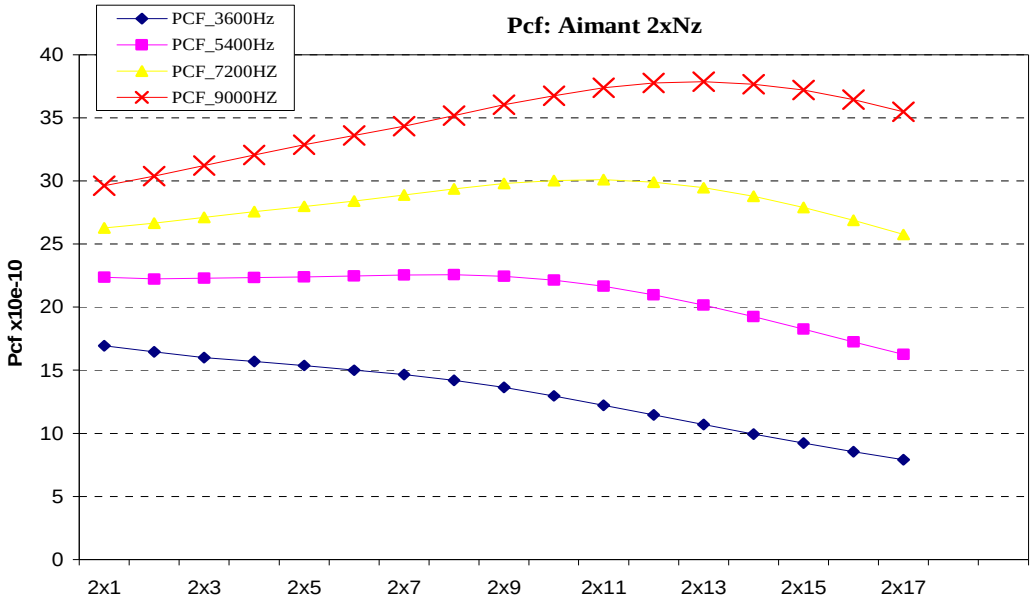


Figure 2.16 Pertes par CF dans une aimant 2xNz

Aimant $N_R * Nz$ **= *3xNz*** Profondeur de l'effet de peau : δ=6.19 mm à f=5400 H

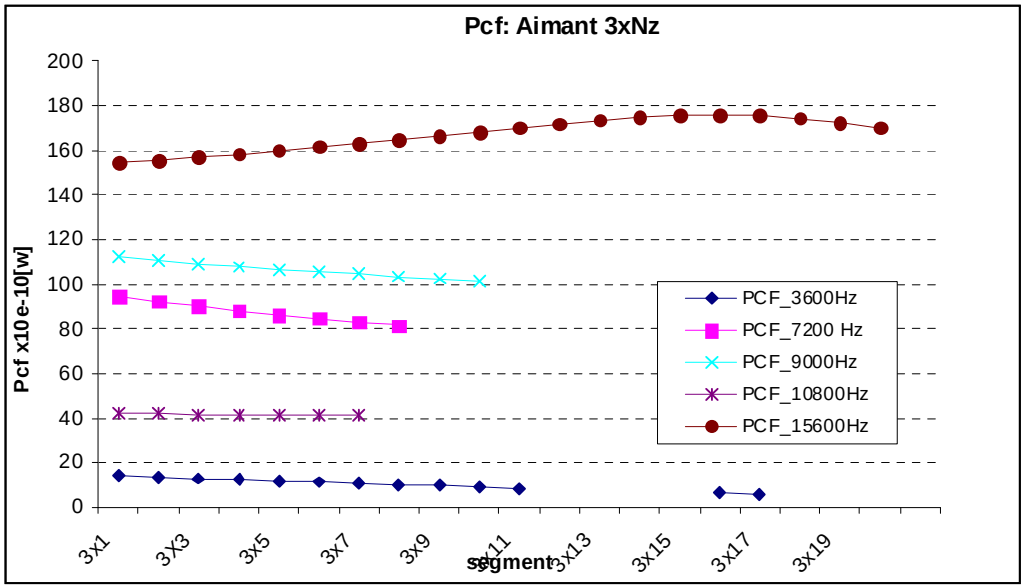


Figure 2.17. Pertes par CF dans une aimant 3xNz

II.6 Optimisation de la segmentation des aimants permanents dans le cas de deux harmoniques parents

II.6.1 Aimants en surface

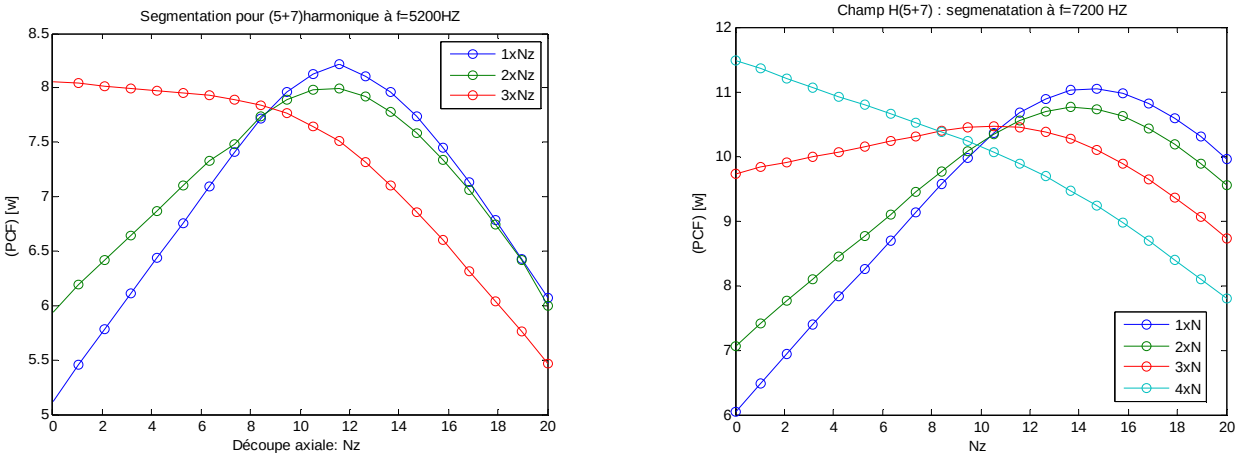
Dans cette section, nous allons voir s'il y a une anomalie de la segmentation sur les pertes par CF pour deux harmoniques parents dans la machine à aimants en surface. Dans le repère du rotor ces deux harmoniques donnent une seule fréquence; ainsi l'étude portant sur deux harmoniques parent est un cas spécial de l'étude d'une harmonique.

Le modèle 3D en EF est alimenté par deux courants superposé (voir annexe E pour le détail d'alimentation). Cela correspond au champ superposé de la (5/7ème) harmonique coté stator qui en résulte au champ de la 6ème harmonique par rapport au rotor.

Les simulations sont effectuées pour deux fréquences de travail : f=5400 Hz et 7200Hz et pour les découpes 1xNz, 2xNz, 3xNz et 4xNz. Les résultats de simulations sont données des les tableaux de l'annexe C.

L'aimant choisi est de dimension : 10*70*250[mm3]

La Figure (II.18) présente les résultats de simulation à la fréquence f=7200 Hz



(a) *(b)*

Figure 2.18 Pertes par CF en fonction de la segmentation des aimants en surface (a) pour f=5400 Hz, (b) pour f=7200 Hz.

Pour une fréquence donnée, le pic d'anomalie se déplace vers le nombre diminuant de segments radiaux quand le nombre de segments axiaux augmente (Fig. II.18). On peut y noter aussi qu'avec la montée de la fréquence le pic de pertes se déplace vers les nombre plus élevé de segments.

Tab II.7 : pic des pertes à f=7200Hz pour deux harmonique parents à f=7200Hz

Découpe	$1xN_z$	$2xN_z$	$3xN_z$	$4xN_z$
Pic des pertes	**1x15**	**2x14**	**3x11**	**-**

Ainsi, le pic d'anomalie se trouve lorsque ***l*/2δ=1.69…2.01** pour la découpe axiale.

II.6.2 Aimants enterrés

Comme pour les aimants en surface, le modèle 3D en EF de la machine à aimants enterrés est alimenté par deux courants superposés de la (5/7ème) harmonique de temps coté stator. Il en résulte un champ de la 6ème harmonique coté rotor.

Les simulations sont effectuées pour deux fréquences de travail : f=5400 Hz et 7200Hz et pour les découpes 1xNz, 2xNz, 3xNz d'un aimant de dimension 7*46*200[mm^3]. Les résultats de simulations sont présentés dans l'annexe D.

La Figure (II.19) présente les résultats de simulation à la fréquence 5400Hz et 7200Hz

(a) *(b)*

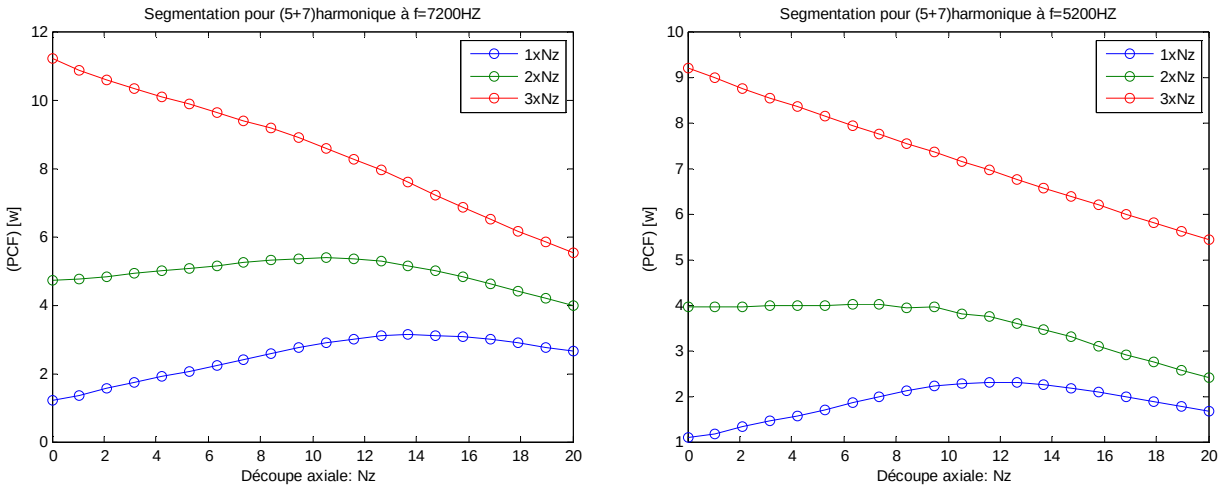


Figure. 2.19 Pertes par CF en fonction de la segmentation des aimants enterrés
Pour f=7200 Hz, (b) Pour f=5200 Hz.

La tendance pour le déplacement du pic d'anomalie ne se manifeste pas clairement ici, car le phénomène lui-même d'anomalie n'est que légèrement marqué.

Conclusion

L'anomalie de pertes en fonction de segmentation introduit une nuance de taille dans la technique de minimisation de pertes d'origine magnétique par division du matériau. Comme nous l'avons vu, dans certaines conditions impliquant les dimensions du matériau et la fréquence harmonique des champs on n'a pas intérêt à couper. L'optimisation de la découpe signifie alors la prise en compte de ces conditions, que nous venons de mettre en évidence.

PARTIE III

PERTES PAR LA DENTURE

Dans le rotor d'une machine synchrone qui tourne à une vitesse Ω, les pièces polaires rotoriques et les aimants permanents sont soumis à une variation d'induction à cause de la présence des dents sur la partie statorique. Ceci est une source de pertes par courants de Foucault qui peut être significative en haute vitesse. Nous souhaitons évaluer ces pertes.

L'influence de la denture sur le champ et sur les pertes dans le rotor mérite un traitement soigné car dans la littérature il y a une grande dispersion d'opinion sur l'effet de la denture [GRE89] [KAT09] [HIR04] [HOF00] [BIA04]. Certains auteurs estiment les pertes dues à la denture négligeables [ATT00], pouvant atteindre 20% dans le cas des aimants en surface [GAUT05], et d'autres considèrent qu'elles sont importantes et se concentrent près de la surface du rotor [GIE08].

Les références [BIA04] [BIA07] [LU08] proposent des modèles analytiques pour estimer les pertes par courants de Foucault dues aux harmoniques d'espaces avec la prise en compte de l'harmonique de la denture. Le calcul des pertes n'étant pas appliqué pour la machine mais pour une géométrie 2D simplifiée d'un modèle à multicouches [sh05]. L'équation analytique montre que les pertes par courants de Foucault sont proportionnelles à l'ouverture de l'encoche, au nombre de dents et au nombre de paires de pôles de la machine.

Dans la référence [GRE89] on trouve aussi une autre formulation analytique des pertes par courant de Foucault surfacique notées 'P_s'. Sous l'hypothèse émise est que la pénétration des courants de Foucault a une profondeur qui correspond la moitie de la profondeur de l'effet de peau, la formulation ci-dessous présentée est exprimée en fonction de la vitesse de rotation, de pas dentaire 't_d', de l'amplitude de l'induction créée par l'effet de la denture et d'un facteur caractérisant le matériau.

$$K_S = \frac{1}{32\pi}\sqrt{\frac{10^7}{\mu_r \rho}}$$

$$P_s = K_S (\Delta B)^2 v^{\frac{3}{2}} t_d$$

Plus récemment, [GIE08] présente une comparaison en 2D entre un modèle analytique et un modèle en éléments finis pour estimer les pertes par courants de Foucault dans des régions non magnétiques conductrices dans un rotor d'une machine synchrone à pôles

saillants. L'équation analytique montre que les pertes sont proportionnelles au carré de la vitesse de rotation. Ce résultat est aussi trouvé dans [MER93]. Néanmoins l'étude comparative entre les deux modèles donne une différence d'environ 50%. Cela justifie la complexité de la précision de calcul de ce type de pertes.

Ainsi, nous allons développer dans ce contexte d'étude un modèle analytique, qui permet d'isoler l'influence de la denture, en parallèle avec le calcul par éléments finis pour toute la machine. Nous attendons des formules analytiques certaines conclusions sur les paramètres influençant les pertes créés par denture. Une fois avoir mis au point les formules, on va les vérifier par calcul en EF. Une vérification réussie nous permettra alors de chercher les conclusions utiles.

La modélisation en 2D étant plus facile, on va la garder pour les aimants, en supposant qu'ils sont suffisamment longs. Par contre, pour les tôles rotoriques des parties polaires le calcul 3D sont nécessaires. Nous allons nous servir de maquettes car il est difficile d'isoler ce type de pertes dans une machine tournante. Ainsi, tant pour l'analyse que pour calcul par EF nous allons développer deux procédures :

- Une modélisation des courants induit par une maquette en 2D pour les aimants.
- Une modélisation des courants induit par une maquette en 3D pour les tôles.

Avant de procéder à cette modélisation il faut déterminer la déformation des champs produite par la denture dans une machine, cette déformation pouvant être assimilée à une fonction analytique [RUS58]. L'alimentation d'une maquette aura alors une forme de cette fonction.

III.1 Modification du champ dans l'entrefer par la denture statorique

Quand le rotor tourne, le champ dans l'entrefer subit une modification sous l'effet de différentes valeurs de la perméabilité dans la région des dents et d'encoches (Figure 3.1). La modélisation en élément finis à rotor tournant, permettant de présenter l'impact de la denture sur le champ dans l'entrefer et aussi dans n'importe quel point de la partie rotorique.

Les modèles analytiques dans [RIC63] [LIP00] présentent les équations analytiques qui prennent en compte de la géométrie dent-encoche pour le calcul de la modification du champ dans l'entrefer de la machine.

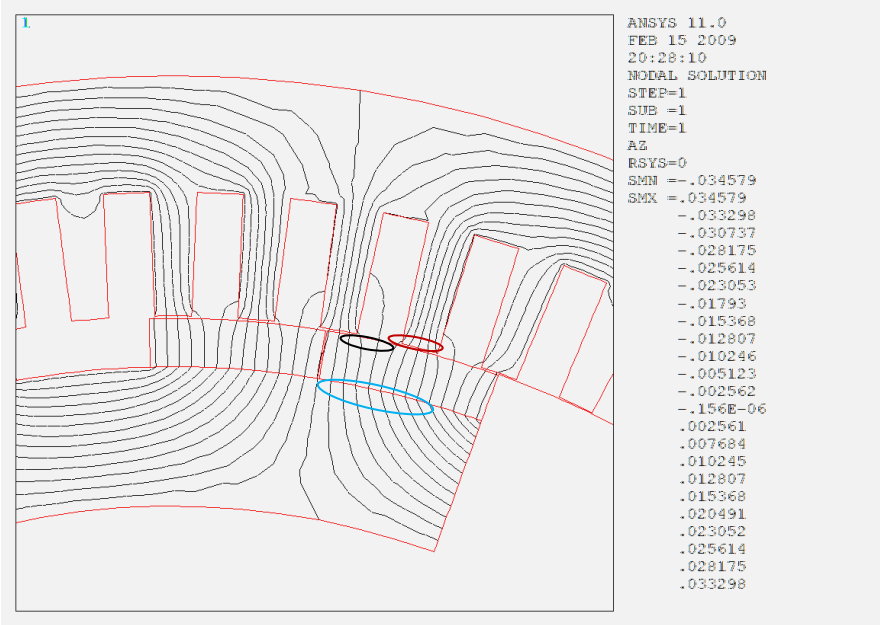


Figure 3.1 Atténuation de l'influence de la denture dans la machine à aimants en surface

Comme montre dans la figure (3.1), les fuites de champs aux pieds de dents donnent une distribution alternative de la densité de flux d'amplitude relativement importante et de forme quasi-sinusoïdale. A la frontière aimant – tôles du rotor ceci aboutit à une distribution beaucoup plus plate, d'une forme légèrement alternative. Ainsi, sur la surface de l'aimant on va observer (Figure. 3.2) les oscillations plus importantes :

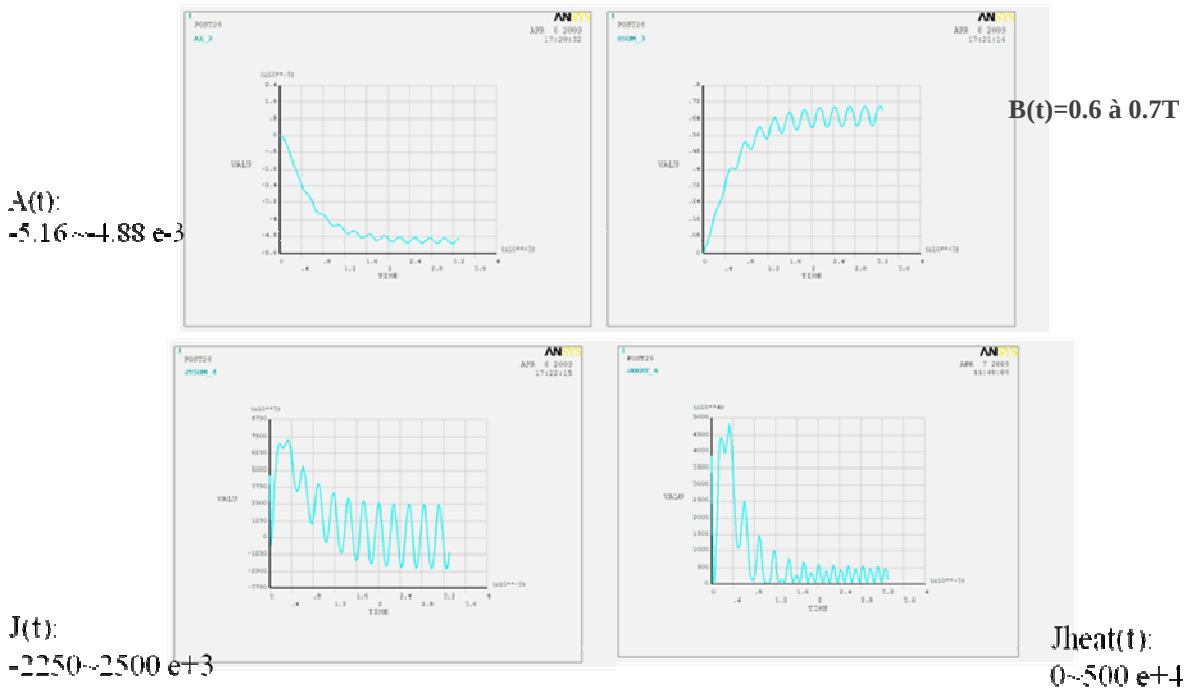


Figure 3.2 Rotor tournant 2D : observation d'un point sur la surface de l'aimant, coté pied de dent

Tandis que dans la profondeur de l'aimant on aura les courbes quasiment plates (Figure. 3.3) :

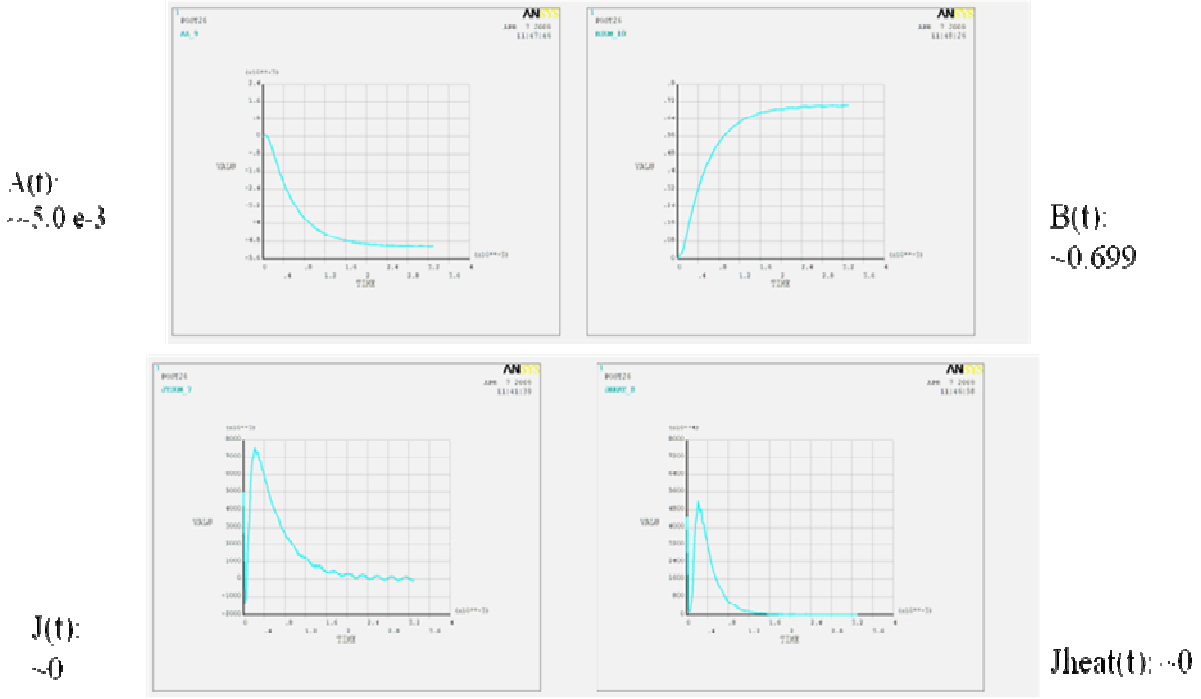


Figure 3.3 Rotor tournant 2D : observation d'un point sur la surface frontière de l'aimant aimant-tôle rotor

Cette modification de champs par la denture peut être représentée par une superposition de deux champs, celui du rotor et d'une sinusoïde de « champ de la denture ». Vu l'atténuation de cette sinusoïde, on s'attend à ce que les pertes par courants de Foucault induits par la denture se concentrent dans une certaine couche près de la surface du rotor.

Il est à noter que certains auteurs [BIA04] [GIE08] utilisent de modèles analytiques pour représenter la forme d'onde dans l'entrefer sous l'impact de la denture. On trouve une analyse comparative avec la méthode des EF dans [WILL07].

Dans une première approche nous allons nous limiter à une couche de mailles sur la surface du pôle de rotor. Les mailes sont rectangulaires de dimensions 0.20x0.25mm² chacune, elles couvrent la longueur d'un pas dentaire λ.

Nous commençons l'étude par modélisation en 2D qui peut être pertinente dans le cas des aimants, surtout de longueur importante. Nous nous plaçons dans les conditions sans effet de peau, c'est-à-dire à très basse fréquence.

III.2 Pertes par la denture dans les aimants en surface

III. 2. 1 Analyse en 2D

Modélisation analytique

Nous admettons les paramètres suivant pour notre étude :

n_s: nombre des encoches ou de dents
h : la hauteur de la couche conductrice (m)
L : longueur axiale d'une spire dans l'aimant (m)
λ : la longueur d'onde (m)
B_0 : Valeur crête de l'induction (T)
V : vitesse linéaire du « champs denture » (m/s)

Le modèle 2D suppose la longueur L infinie dans la direction z. L'induction magnétique de la denture pénétrant dans la pièce polaire s'écrit comme (3.1).

$$B_y(t,x) = B_0.\cos(\omega t - kx) \qquad (3.1)$$

Pour une longueur d'onde de l'induction B_y, on évaluera les pertes de puissance dans une couche d'épaisseur h. Pour ce faire, on représente les courants induits parcourant une distribution spatiale par des spires résistives qui couvrent le volume de la couche (Figure3.4).

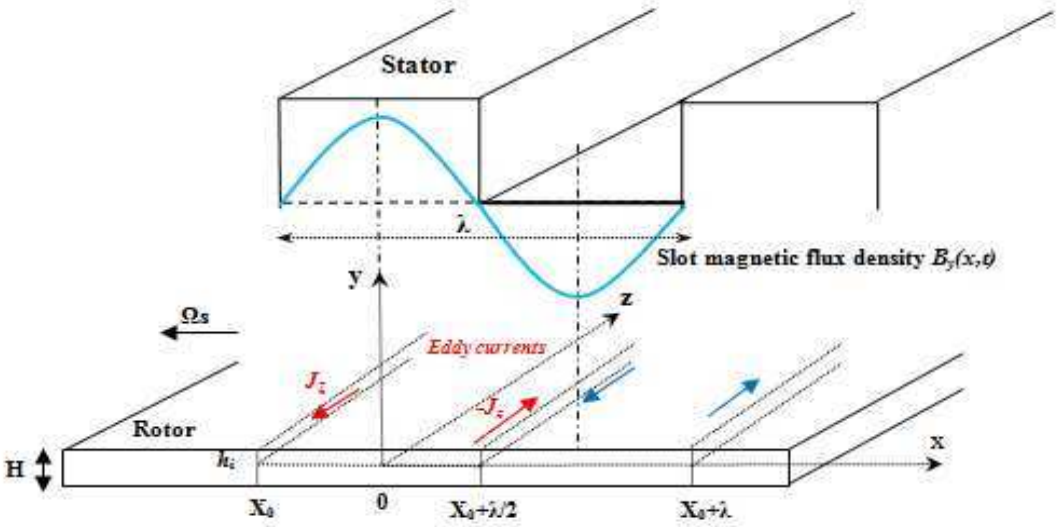


Figure 3.4 Modèle analytique des CF en 2D dans la couche conductrice [BE10]

Pour un courant i(t) parcourant une spire fermé de résistance *r*, il en résulte

$$\frac{d\phi}{dt} + r.i = 0 \tag{3.2}$$

Sur la largeur $\frac{\lambda}{2}$ posée à partir d'une coordonnée $x=x_0$ (Figure. 3.4) et calculée sur la longueur L en z – cette longueur étant considérée comme suffisamment longue devant λ, le flux est

$$\phi = L \int_{x_0}^{x_0+\frac{\lambda}{2}} B_y(x,t).dx = 2\times\frac{LB_0}{k}\sin(wt - kx_0) \tag{3.3}$$

La FEM induite dans la spire s'écrit alors

$$e = -\frac{d\phi}{dt} = 2\times\frac{LB_0}{k}\omega\cos(\omega t - kx_0) \tag{3.4}$$

D'autre part, le courant dans une spire i(t)=e/r est donné par :

$$i(t) = 2\times LB_0\frac{\omega}{k}\cos(\omega t - kx_0)\times\frac{1}{r} = \sqrt{2}I_{eff}.\cos(\omega t - kx_0) \quad \text{[A]} \tag{3.5}$$

Le terme : $\frac{\omega}{k}$ représente la vitesse linéaire v (m/s), en effet :

$$\frac{\omega}{k} = 2\pi.N.n_s \times \frac{1}{2\pi}.2\pi\frac{R}{n_s}$$
$$= R.\Omega = v$$

Ainsi, on peut en déduire la densité de courants induits :

$$j(t) = 2\times LB_0\frac{\omega}{k}\cos(\omega t - kx_0)\times\frac{1}{r.S}$$

Avec : $r = \frac{\rho.2.L}{s}$ et $S = h.dx$

L'amplitude de la densité de courant est :

$$J_0 = \frac{\omega \times B_0}{k.\rho} \tag{3.6}$$

Les pertes par courant induit dans le matériau ferromagnétique du rotor pour la longueur d'onde λ sont exprimées par :

$$P_{cf_{denture}} = 2.n_s.\int_0^{\frac{\lambda}{4}} rI_{eff}^2.dx \tag{3.7}$$

L'expression (3.7) devient :

$$P_{cf_{denture}} = n_s h \frac{L.\lambda}{2.\rho} B_0^{\,2}.v^2 \quad \text{(w)} \tag{3.8}$$

L'expression (3.8) donne les pertes de puissance (en watt) dans une couche de surface de l'aimant. **Elles sont proportionnelles au carré de la valeur crête de l'induction B_0, au carré de la vitesse de rotation, au nombre d'encoches et au volume :** $h*\lambda*L$ **de la couche conductrice.**

III.2.2 Maquette en 2D

La maquette 2D représentée sur la Figure (3.5) est une première approximation de la modélisation des pertes par CF dues à la denture dans une machine synchrone. Son nombre d'encoches est n_s=72 et de pas dentaire $\lambda = \frac{2\pi R}{n_S} = 11.22mm$, R=128.6mm étant le rayon du rotor de la machine étudiée.

Une nappe de courants triphasés produit un champ d'induction de longueur d'onde $\lambda = \frac{2\pi R}{n_S}$ qui glisse à la vitesse angulaire du rotor Ω= v/R=(2πR.N)/R=2πN=471rd/s, ce qui correspond à la vitesse linéaire v=N2πR=60.57m/s. C'est une induction magnétique B spatio-temporelle, représentant la variation due à la denture de l'induction produite par les

enroulements du stator – on va l'appeler « l'induction de la denture » - et qui n'a qu'une composante :

$$\vec{B} = \vec{B}_y(t,x) \times \vec{j}_y$$

Avec la vitesse de rotation du rotor N=75 tr/s et n_s = 72 le nombre de dents statoriques, les courants induits par la denture auront la fréquence $f = N \times n_s$ = 5400 Hz, on va l'appeler « la fréquence de la denture ». La vitesse électrique « de la denture » correspondante $\omega = \frac{2\pi}{T} = 2\pi f = n_s\ \Omega$ = 33912 rd/s et le vecteur d'onde $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ = 559.7 rd/m.

Les paramètres magnétoélectrique de la couche conductrices sont $\rho = 90e-8\Omega m$ et $\mu r = 1$

Les conditions de limites sont imposées tel que montre la figure (3.5) : Un champ parallèle aux bords supérieur et inférieur, et une périodicité aux bords latéraux.

Nous admettons l'hypothèse que les courants induits par l'induction de la denture n'ont qu'une composante Jz dirigée suivant la direction Z, celle suivant x étant négligeable dans le bilan de pertes.

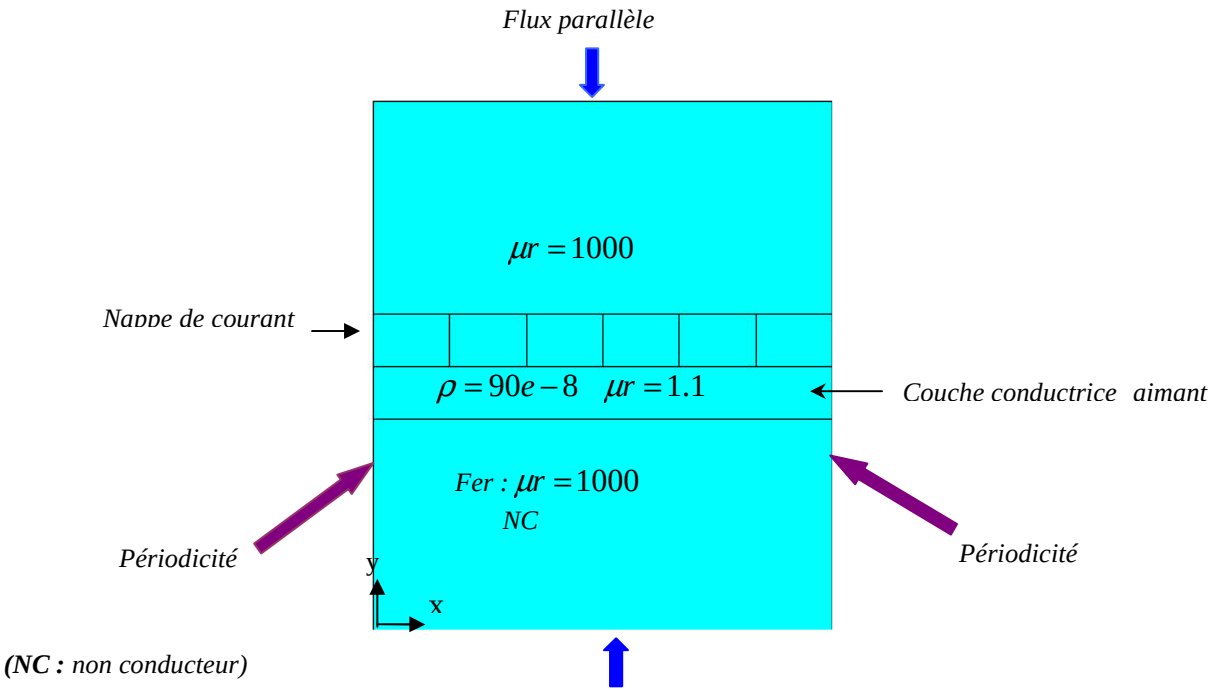


Figure 3.5 Maquette EF en 2D

La couche de dissipation de l'aimant est modélisée par une pièce conductrice de 1x11.22 mm², de résistivité élevée (90e-8Ωm) et de perméabilité $\mu r = 1$, cette dernière valeur est propre à l'aimant, assurant une induction perpendiculaire et unidirectionnelle. Une partie (h=0.25mm) de la couche conductrice sera observée pour les besoins de notre recherche d'une formule de « pertes denture ».

On va passer maintenant à la vérification de la formule analytique (3.8) par le calcul en éléments finis. Nous allons commencer par une basse fréquence (8Hz) pour voir si en absence de l'effet de peau notre approche est déjà pertinente. Le premier calcul portera sur une couche de mailles sur la surface de la couche conductrice (la hauteur h=0.25mm). La figure (3.6) présente les lignes de flux dans la maquette.

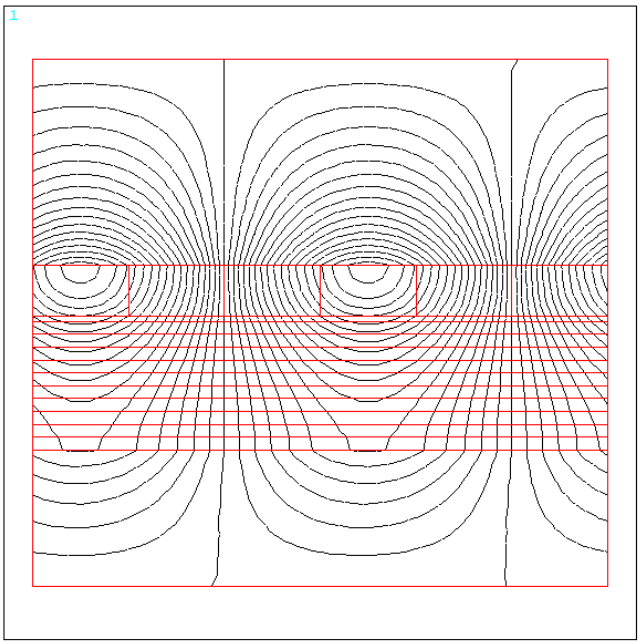


Figure 3.6 Lignes de flux dans la maquette EF en 2D

III.2.3 Calcul en 2D dans une couche de mailles

<u>Calcul de courants Foucault (CF)</u>

A**.** La simulation EF est effectuée avec les données suivantes **:**

μ_r=1, ρ=90 e-8 Ω.m**,** f=8Hz, v *=89.8 e-3* m/s, h=0.25 mm, λ =11.22 mm. B_0=39.38mT

Tab III.1 Comparaison des CF: modèle EF 2D et modèle analytique

J_0 (A/m²)	**J_0 Modèle EF**	**J_0 Modèle analytique**	ratio par rapport au modèle EF	Ecart par rapport au modèle EF
B_0 =0.40 T	***3808***	***3928***	**1.03**	**3.29%**

B**.** La simulation EF est effectuée avec les données suivantes **:**

μ_r=1, ρ=90 e-8 Ω.m**,** f=8Hz, v *=89.8 e-3* m/s, h=0.25 mm, λ =11.22 mm. B_0=15.8mT

Table III .2 Comparaison des CF: modèle EF 2D et modèle analytique

J_0 (A/m²)	**J_0 Modèle EF**	**J_0 Modèle analytique**	ratio par rapport au modèle EF	Ecart par rapport au modèle EF
B_0 =0.40 T	***1523***	***1571***	**1.03**	**3.16%**

Avec μ_r = 1 et en basse fréquence, le modèle analytique donne les courants induits avec un écart moins de 5% par rapport au modèle EF

Quelque soit la valeur de B_0 et λ, nous estimons un écart de moins de **5%** sur les amplitudes de courants de Foucault entre le modèle analytique et le modèle EF.

<u>Calcul de pertes par courants Foucault (CF)</u>

A**.** La simulation EF est effectuée avec les données suivantes **:**

μ_r=1, ρ=90 e-8 Ω.m**,** f=8Hz, v *=89.8 e-3* m/s, h=0.25 mm, λ =11.22 mm. B_0=39.38mT

Tab. III.3 Comparaison des pertes par CF: modèle EF 2D et modèle analytique

J_0 (A/m²)	**P_{CF} Modèle EF** (w/m)	**P_{CF} Modèle analytique** (w/m)	ratio par rapport au modèle EF	Ecart (%) par rapport au modèle EF
B_0 =0.40 T	***1.825^e-5***	***1.94^e-5***	**1.06**	**6.76%**

B**.** La simulation EF est effectuée avec les données suivantes **:**

μ_r=1, ρ=90 e-8 Ω.m**,** f=8Hz, v *=89.8 e-3* m/s, h=0.25 mm, λ =11.22 mm. B_0=15.8mT

Tab. III.4 Comparaison des pertes par CF: modèle EF 2D et modèle analytique

J_0 (A/m²)	**P_{CF} Modèle EF** (w/m)	**P_{CF} Modèle analytique** (w/m)	ratio par rapport au modèle EF	Ecart par rapport au modèle EF
B_0 =0.40 T	***2.92^e-6***	***3.11^e-6***	**1.065**	**6.73%**

Quelque soit la valeur de B_0 et λ, nous estimons un écart de moins de **10%** sur les pertes par courants de Foucault entre le modèle analytique et le modèle EF.

Ainsi nous avons confirmé la formule (3.8) dans les conditions de l'homogénéité de champ. Il s'agit d'une homogénéité parfaite, imposée par la nature de la modélisation d'une couche de mailles; on se trouve au niveau élémentaire de la modélisation en éléments finis.

III.2.4 Calcul en 2D dans plusieurs couches de mailles

La formule analytique (3.8) a été validée en 2D pour un matériau magnétique de type aimant permanent représenté par une seule couche conductrice épaisse d'épaisseur h=0.25mm et de longueur λ=11.22mm.

Dans ce qui suit, nous allons calculer les pertes analytiquement en fonction de la valeur crête de l'induction B_{0i} et par éléments finis dans une pièce de hauteur H=2.5mm décomposée en 10 couches de hauteur 0.25mm chacune. La longueur de la pièce λ=11.22mm (Figure. 3.7). Les calculs seront appliqués pour chaque couche.

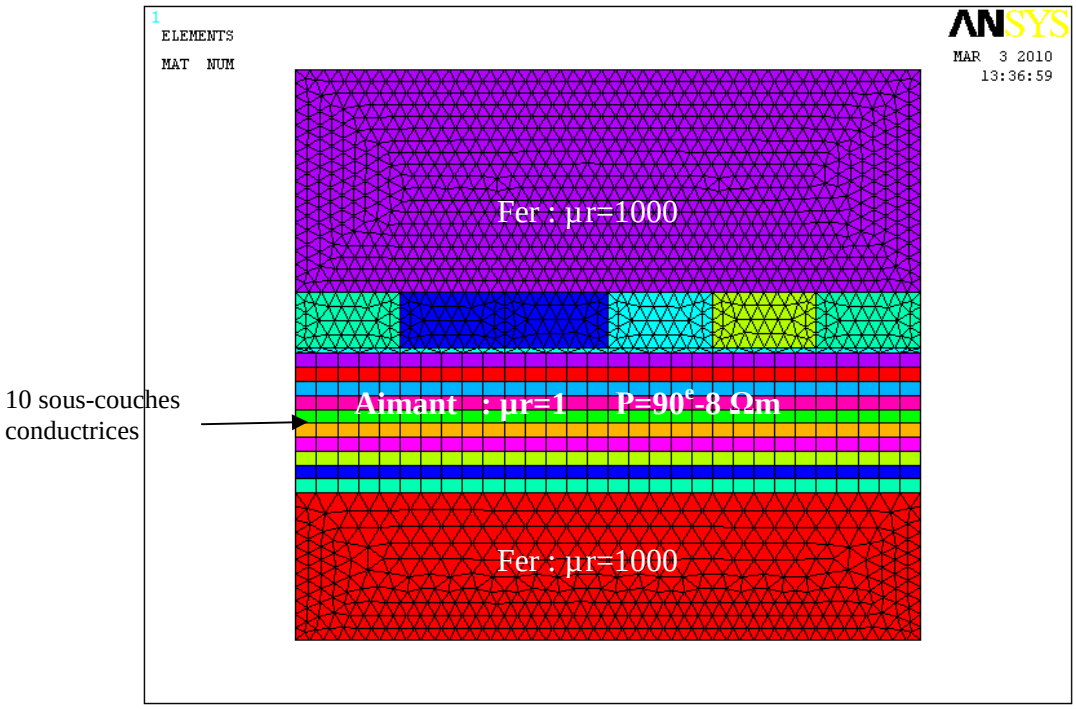


Figure 3.7 Maquette 2D avec 10 sous-couches d'épaisseur 2.5mm

La figure (3.8) présente les pertes par courants de Foucault calculées analytiquement et par éléments finis.

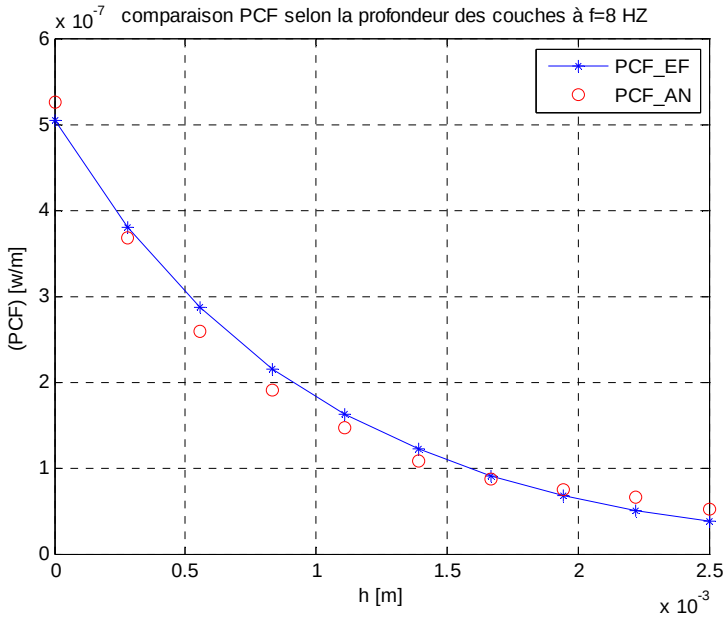


Figure 3.8 Pertes par CF dans les couches successives de la pièce conductrice
PCF_EF : Modèle en éléments finis et PCF_AN : modèle analytique

Les pertes par courants de Foucault diminuent en profondeur de la pièce conductrice. Le pas suivant sera une application analytique intégrale, pour cela il faut disposer de la loi d'atténuation de champ.

Atténuation du champ dans la maquette 2D

Pour appliquer la formule analytique (3.8) pour le calcul de pertes dans la pièce entière, nous allons chercher une expression analytique pour l'induction en fonction de la profondeur à partir des valeurs calculées pour chaque couche (Tab.III.5).

Tab III. 5 Atténuation du champ dans la pièce conductrice

couches	**% des P_{CF}**	**B_{oi}** (T) **(EF)**	**B_{oi}** (T) **(Fitting)**	**Pertes EF (w/m)**
1	**25.21**	0.1278E-01	0.0133	5.053E-07
2	**19**	0.1086E-01	0.0108	3.80E-07
3	**14.3**	0.910E-02	0.0088	2.86E-07
4	**10.75**	0.7516E-02	0.0071	2.15E-07
5	**8.078**	0.6091E-02	0.0058	1.618E-07
6	**6.056**	0.4802E-02	0.0047	1.21E-07
7	**4.52**	0.3627E-02	0.0031	9.070E-08
8	**3.37**	0.2530E-02	0.0025	6.760E-08
9	**2.5**	0.1496E-02	0.0017	5.01711E-08

On peut admettre que l'amplitude de l'induction en profondeur à la forme :

$$B_{0i} = A \times e^{-\frac{y}{\tau}} \tag{3.9}$$

Avec τ une constante qui représente l'atténuation du champ en profondeur et B_{0i} la valeur crête de l'induction dans la couche i.

L'identification numérique donne la courbe représentée sur la Figure. 3.9 avec les constantes A= 0.0133 et τ = 0.0012.

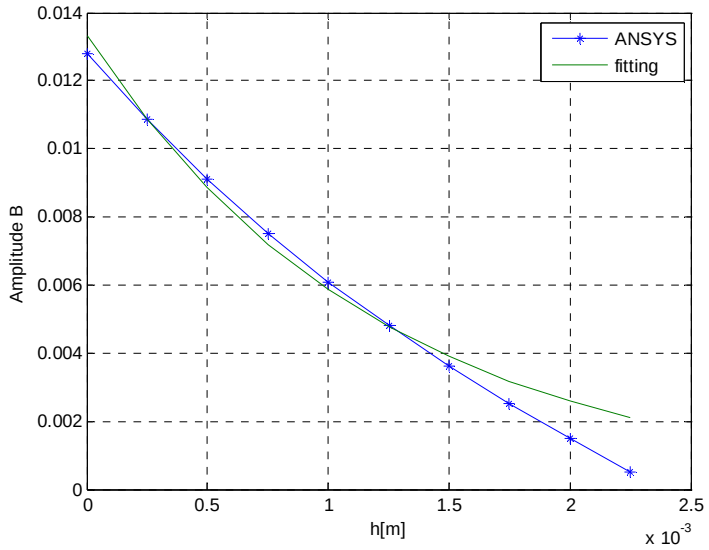


Figure 3.9: Comparaison de B_{0i} ANSYS et courbe approximative (µr =1, H=2.25mm)

L'atténuation de l'induction est saisie, on pourra utiliser la formule (3.8) dans sa version intégrale

Les pertes par courants de Foucault dans une couche d'épaisseur *dy* peuvent être exprimées par :

$$dP_i = ns.\lambda.v^2.B_{oi}^2.e^{-\frac{2y}{\tau}}.dy$$

Les pertes totales dans la pièce conductrice seront exprimées par l'intégrale :

$$P_{total} = \int_0^H dP_i$$

$$= \frac{n_s.\lambda.}{2.\rho} v^2 . \int_0^H A^2 e^{-2.\frac{y}{\tau}}.dy$$

Après intégration, la formule des pertes deviennent :

$$P_{total} = n_s.\lambda.v^2 \frac{A^2.\tau}{4.\rho}(1 - e^{\frac{-2H}{\tau}}) \qquad (3.10)$$

L'application de la formule analytique (3.10) dans le cas de notre pièce conductrice donne les résultats assez proches par rapport au calcul par éléments finis (Tab. III.6), avec un écart d'environ 20%. Cet écart, tout à fait respectable, a été obtenu en très basse fréquence (8Hz).

Tab III.6 Pertes dans la pièce conductrice par éléments finis et par la formule 3.10

Fréquence (HZ)	8
PCF par EF (w/m)	**1.91^{e}-6**
PCF par modèle (3.10) (w/m)	**2.25^{e}-6**
Ecart(%)= (PEF-PAN/PEF)	**17.8%**

Dans ces conditions il semble possible de calculer les pertes par un modèle à variation exponentiel de champ subissant une atténuation le long de la profondeur de la pièce conductrice. L'atténuation y est paramétrée par deux constantes A et τ, avec A correspondant à l'induction crête Bo à la surface de la pièce et τ dépendant de la longueur d'onde λ qui lui-même est une fonction de la vitesse et la fréquence.

La bonne correspondance des résultats entre le calcul analytique et par éléments finis de pertes vient du fait qu'en 2D nous n'avons qu'une seule composante de champ et de courant J(x). Ce ne sera pas le cas en 3D, ceci sera étudié dans le chapitre suivant.

III.3 Pertes par la denture dans les tôles rotoriques

Dans une MSAP on a aussi les pertes dans les tôles. Nous allons essayer de modéliser ces pertes en EF à l'aide d'une maquette, en modélisant l'influence de la denture par une distribution sinusoïdale d'induction, en adaptant ici le mécanisme d'influence de la denture développé dans le Chap. (III.1). Comme dans les tôles feuilletées l'étude en 2D n'est pas pertinente, notre modélisation sera développée en 3D.

III.3.1 Modèle analytique de pertes denture à l'aide d'une maquette

Il s'agit d'évaluer les pertes par courants induits dans des tôles feuilletées et soumises à un champ magnétique glissant, le calcul étant fait non dans une machine mais dans une maquette en 3D (Figure. 3.10), où notre intérêt porte sur une ***pièce conductrice*** du rotor de dimensions $\lambda * h * e_z$

Avec : **λ :** un pas dentaire de longueur $\lambda = \frac{2\pi R}{n_S} = 11.22mm$,

Où n_s = 72 encoches et R=128.6mm est le rayon du rotor de la machine

h : hauteur de la couche 2 mm, ***ez*** : l'épaisseur de la tôle 0.35mm

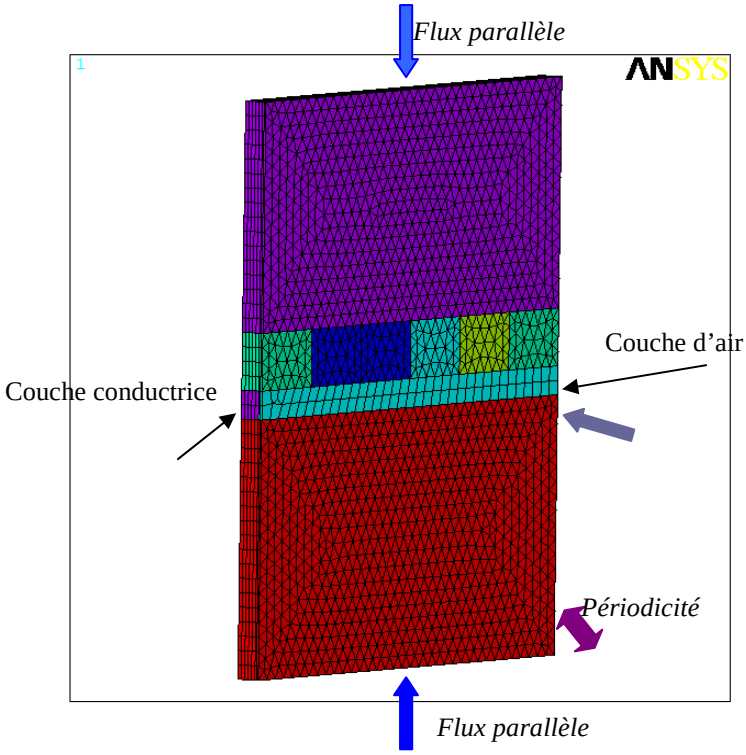


Figure 3.10 Maquette de la denture en 3D avec air derrière la couche conductrice du rotor et une nappe de courant au dessus représentant les variations de l'induction dues à la denture

Cette pièce conductrice représente la partie épanouie de la pièce polaire du rotor, on la modélise par un conducteur de résistivité ρ et une perméabilité relative μ_r. Les tôles sont feuilletées suivant la direction axiale (Z).

Nous simulons d'abord les champs pour vérifier la pertinence de la maquette qualitativement. Nous développons ensuite une formulation analytique des pertes dynamiques dans la couche conductrice pour vérifier ce calcul à l'aide de la simulation EF.

III.3.2 Simulation par éléments finis (EF)

Le Flux

On se place dans une plage de faible fréquence où l'effet de peau est négligeable. On suppose aussi que le champ rotor dans la zone étudiée n'a que la composante radiale, dans la maquette - B_y.

Le champ magnétique dans la maquette est créé par une nappe de courant triphasée, afin de représenter une induction de type « denture » et de forme :

$$B = B_y(x,t) = B_0.\cos(\omega t - kx)$$

La Figure (3.11) montre la carte de champ dans la maquette. Les lignes de champ forment deux contours périodiques et symétriques. Ils sont perpendiculaires à la surface axiale de la couche conductrice.

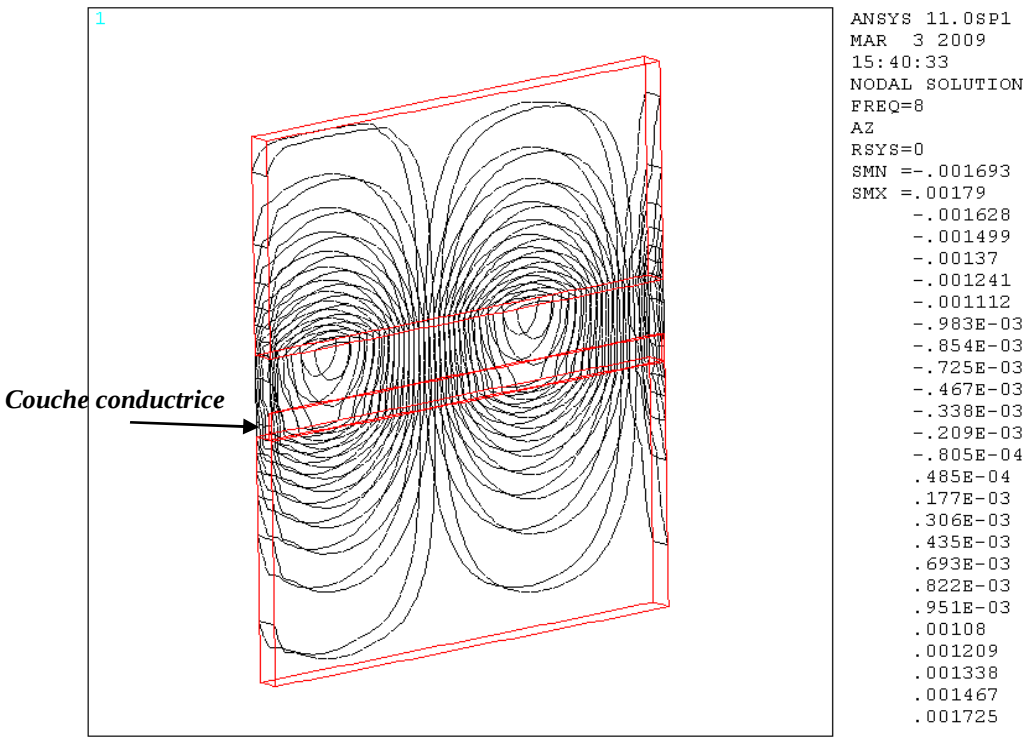


Figure.3.11 Flux 3D dans la maquette

Induction dans la couche conductrice

L'induction magnétique au sein de la couche conductrice est très proche de la forme d'induction sinusoïdale $B_y(x,t)$ (Figure.3.12).

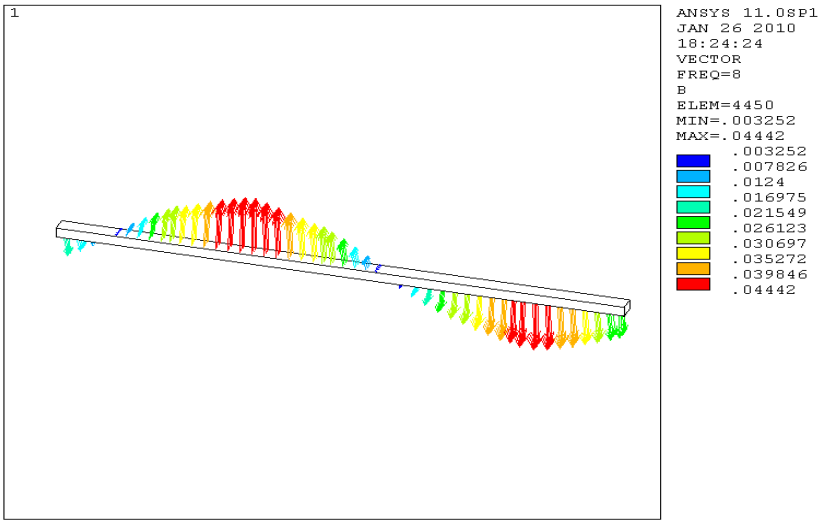


Figure.3.12 Induction B spatiale dans la couche (partie réelle)

Les courants de Foucault simulés

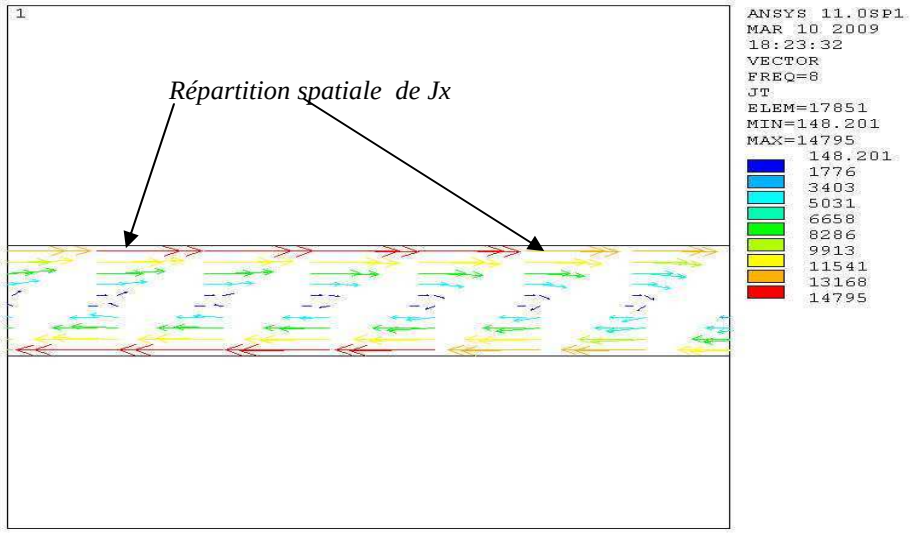


Figure 3.13 les courants de Foucault dans une tôle à e_z=0.35mm

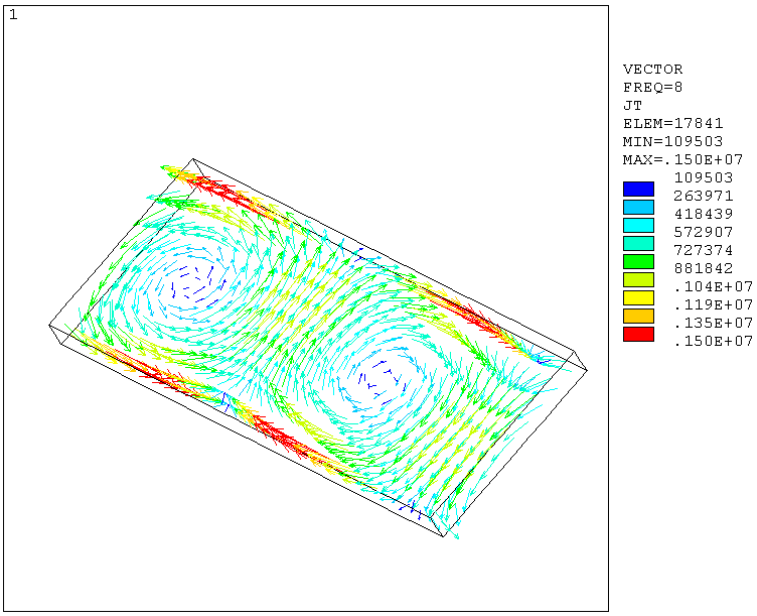


Figure 3.14: Les courants de Foucault circulant dans une couche conductrice à titre d'exemple pour une épaisseur e_z=3.5mm. On est bien sur deux périodes de courants induits par une alternance de la nappe de courant.

Nous constatons que plus l'épaisseur de la tôle est faible, plus les courants induits ont tendance à s'orienter selon la direction x, la direction z pouvant être ignorée sachant que **λ >> *ez*.** Ceci est à la base de notre développement analytique.

III.3.3 Modèle analytique des courants de Foucault

Dans ce modèle seule la trajectoire des courants induits en direction x est prise en compte. La figure (3.15) dévoile deux groupes de « circuits» portant les courants induits sur la longueur λ. Comme dans la tôle nous avons $\lambda \succ\succ e_z$ il est légitime d'ignorer les trajectoires dans la direction z, avec l'attribution de la même longueur $\frac{\lambda}{2}$ dans la direction *x* à tous les circuits.

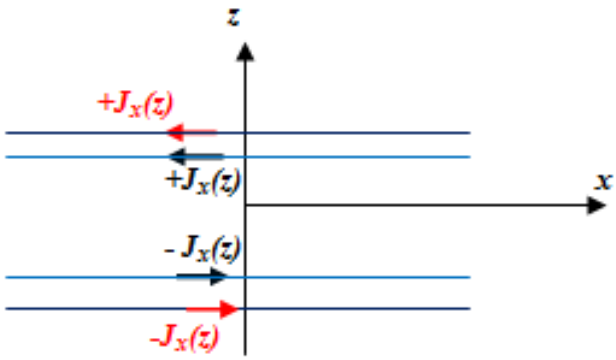


Figure 3.15 Modèle des CF sur l'axe x

Pour calculer le flux Φ de l'induction By sur l'épaisseur de la tôle nous imaginons une spire de longueur $\lambda/2$ et de largeur 2*z*. Le flux aura l'expression suivante :

$$\Phi_z(x,t) = \int_x^{x+\lambda/2} B_y(x,t).2z \cdot dx \tag{3.11}$$

Le courant i(t) qui circule dans une spire est donné par :

$$i(t) = \frac{4zB_0\omega}{kr}\cos(\omega t - kx) = \sqrt{2}I_{eff}.\cos(\omega t - kx) \tag{3.12}$$

où : $r = \rho\frac{\lambda}{h * dz}$ et $k = \frac{2\pi}{\lambda}$

La densité de courant dépendant ici de z :

$$j(t)=\frac{i(t)}{S} \text{ et } S=h.dz$$

III.3.4 Modèle analytique des pertes par courant de Foucault

Les pertes par CF sur toute l'épaisseur de la tôle, c'est-à-dire sur deux « spires » et par une longueur d'onde $\lambda=2\pi R/n_s$, sont données par l'intégration suivante :

$$P_{cf} = 2\int_0^{\frac{e_z}{2}} r.I_{eff}{}^2. = \frac{2h.e_z^3.B_0^2.v^2}{3.\rho\lambda} \qquad (3.13)$$

où $v=\omega/k$.

III.3. 5 Comparaison EF et modèle analytique

Calcul de courants Foucault (CF)

μr=1, f=8Hz

La simulation EF est effectuée avec les données suivantes **:**

μ_r=1, ρ=58 e-8 Ω.m**,** f=8Hz, v *=89.8 e-3* m/s, h=0.25 mm, λ =11.22 mm. e_z=0.35mm

Table III.7 Comparaison des CF: modèle EF 3D et modèle analytique μ_r=1

J_0 (A/m²)	**J_0 Modèle EF**	**J_0 Modèle analytique**	**Ratio par rapport au modèle analytique**	**Ecart par rapport au modèle EF**
B_0 =0.40 T	***432***	***387***	**1.11**	**11.1%**

Avec μ_r = 1 et en très basse fréquence le modèle analytique donne les courants induits de 11% plus importants que les EF.

μr=1000, f=8Hz

Ici, nous simulons pour un modèle à $\mu_r = 1000$ avec les données :

μ_r=1000, ρ=58 e-8 Ω.m**,** v *=89.8 e-3* m/s, h=0.25 mm, λ =11.22 mm. e_z=0.35mm

Table III.8 Comparaison des CF: modèle EF 3D et modèle analytique

J_0 (A/m²)	**J_0 Modèle EF**	**J_0 Modèle analytique**	Ratio par rapport au modèle analytique	Ecart par rapport au modèle EF
B_0 =0.56 T	***619***	***541***	**1.15**	**12.44%**

Avec μ_r= 1000 et en très basse fréquence le modèle analytique donne les courants de 13% plus importants que les EF.

Nous admettons qu'en très basse fréquence le modèle analytique appliqué à notre maquette donne une approximation acceptable de courants induits, en prenant comme critère la valeur maximale de ces courants

Calcul de pertes par CF

Notre but est de comparer les pertes par CF sur la maquette par application de la formule analytique et par éléments finis.

Dans le modèle EF, les pertes sont données pour chaque élément finis par la formulation :

$$P_{CF_{élement}} = \frac{1}{2} \times \rho \times j_i \times j_i^*$$

avec j_i le courant induit dans l'élément fini i

Les paramètres de simulation sont :

ρ=36.7 e-8 Ω.m**,** f=8Hz, v =*89.8 e-3* m/s, h=0.25 mm, λ =8.7 mm. ez=0.35mm

Table III. 9 Comparaison des pertes CF dans la maquette : modèle EF 3 D vs. Modèle analytique

µr	B_0 (mT)	P_{cf} (e-11W) EF	P_{cf*} (e-11) w Modèle analytique	Ratio EF/ analytique
2	45.69	6.73	2.98	**2.25**
80	56	9.62	4.37	**2.2**
500	56.15	9.65	4.4	**2.19**
1000	57.7	9.67	4.6	**2.1**

Conclusion

Le modèle analytique donne des pertes très différentes de celles données par le modèle en EF, plus que deux fois plus faibles. Une des causes est la sous-estimation de l'induction par la maquette, où on ne peut représenter qu'une composante, et notamment By. Une autre cause est l'homogénéité spatiale de lignes de flux.

Le modèle en éléments finis, lui, prend en compte les composantes tangentielles et la non-homogénéité du champ.

Malgré ces imprécisions nous pensons pouvoir trouver certaines orientations sur la structure de la machine. La formule pour le rotor entier suggère que les pertes liées à la denture sont proportionnelles au carré de la vitesse de rotation et au nombre d'encoches.

$$P_{cf} = 2\int_0^{\frac{e_z}{2}} R.I^2. = \frac{2h.e_z^3.B_0^2.v^2}{3.\rho\lambda} = \frac{2h.e_z^3.B_0^2.v^2}{3.\rho} \cdot \frac{n_s}{2\pi R}$$

C'est une conclusion conforme à celle développée pour la couche conductrice d'aimant ci-dessus.

Au vu de ces imprécisions on n'a pas cherché à généraliser le calcul dans les tôles sur un nombre plus élevé de couche de mailles. En effet, le champ devient très inhomogène en profondeur, et pour appliquer les formules analytiques il faudrait chercher à les moyenner, une opération bien délicate.

CONCLUSION GENERALE

Dans les applications des machines synchrones à haute vitesse et pilotées par des onduleurs de tensions, les pertes rotoriques prennent encore plus d'importance à cause des harmoniques provenant de la MLI et de la vitesse de rotation élevée. Les premiers aggravent l'influence de l'effet de peau qui peut mettre en question la technique traditionnelle de la minimisation de pertes d'origine magnétique par segmentation. D'autre part la vitesse élevée du rotor renforce les pertes dues à la denture du stator.

Ces deux problèmes concernent particulièrement les machines synchrones à aimants permanents auxquelles était consacrée notre étude portant sur les aimants en surface et les aimants enterrés.

Par rapport au premier problème nous avons étudié l'efficacité de la règle de segmentation des aimants permanents à deux dimensions en basse et en haute fréquence

- **En basse fréquence**, qui n'entame pas l'homogénéité des champs, toute segmentation d'aimant conduit à une réduction des pertes par courants de Foucault. Dans ce domaine nous avons proposé des modèles analytiques pour calculer les pertes par courants induits en fonction de la géométrie d'un aimant. Dans la majorité des cas ces modèles permettaient une estimation satisfaisante de pertes, à moins de 25% d'écart par rapport aux éléments finis.

- **En haute fréquence**, nous avons constaté par le calcul en éléments finis une anomalie qui se manifeste par des « pics » des pertes lors de la découpe. A cette anomalie nous avons donné une explication physique par la théorie de deux bandes équivalentes à champs homogènes, en mettant en évidence l'influence de l'effet de peau sur le champ et éventuellement sur les pertes associées. Un critère simple a été proposé pour détecter la géométrie des segments d'aimant présentant le point de pertes par courants de Foucault maximale.

Nos développements concernent les cas d'une ou deux harmoniques présentant le même ordre coté rotor, par ex. le 5ème et le 7ème. Ils forment les bases d'élargissement pour les cas de plusieurs harmoniques dominantes afin d'en optimiser la découpe.

La deuxième partie de notre travail concerne les pertes de puissance dues à la denture statorique dans le rotor d'une machine synchrone. Pour cela, un modèle analytique simple basé sur une maquette 2D/3D en éléments finis est proposé. Ce modèle évalue l'influence des

paramètres magnétique et géométrique de la machine sur les pertes par courants de Foucault dans une couche mince du rotor. L'application de ce modèle, dans le cas ou l'effet de peau reste négligeable, à donné de bons résultats lorsque l'aimant permanent est assez long. Dans le cas d'une tôle ferromagnétique, nous pensons que la formulation reste à améliorer. Mais l'imprécision des résultats observée déjà à très basse fréquence et dans une couche très mince, nous permet de constater l'utilité bien restreinte de l'approche par la maquette. La modélisation – tout comme la mesure d'ailleurs – de pertes par la denture reste toujours un défi, auquel nous avons apporté notre contribution méthodologiquement rigoureuse mais insuffisante.

Au niveau de la méthodologie nous avons démontré l'utilité de l'analyse pour optimiser la découpe des aimants dans le cas de champs homogènes. D'autre part, nous avons testé les choix méthodologiques en éléments finis : 3D à rotor arrêté en application de la méthode de superposition pour l'optimisation de la découpe des aimants et 3D en rotor tournant pour les pertes crées par la denture.

ANNEXES

Annexe A

Tableaux des pertes par courants de Foucault calculées en fonction de la segmentation des aimants en surface pour une harmonique

Tab. A1 Pertes par courants Foucault à f=900Hz, avec profondeur de l'effet de peau $\delta = \sqrt{\frac{2\rho}{w\mu}} = \sqrt{\frac{2*90\times10^{-8}}{2*\pi*900*1.1*4\pi\times10^{-7}}} = 15.2mm$ **.** Anomalie de pertes apparait dans la zone grise foncée. A la place de diminuer, la découpe de l'aimant augmente les pertes. Par contre, l'effet de peau peut être négligé dans la zone grise claire. La zone blanche est intermédiaire : l'effet de découpe domine mais l'effet de peau existe.

												t/2	t/2δ
segmentation	1x1	1x2	1x3	1x4	1x5	1x6	1x7	1x8	1x10	1x15	1x20	35	**2.3**
*t*l*	70*250	70*125	70*83.3	70*62.5	70*50	70*41.7	70*35.7	70*31.3	70*25	70*16.7	70*12.5		
P_e [e-10]	**4.3**	**4.3**	**4.4**	**4.5**	**4.4**	**4.0**		**3.2**	**2.9**				
segmentation	2x1	2x2	2x3	2x4	2x5	2x6	2x7	2x8	2x10			17.5	**1.15**
*t*l*	35*250	35*125	35*83.3	35*62.5	35*50	35*41.7	35*35.7	35*31.3	35*25				
P_e	**4.4**	**4.1**	**3.8**										
segmentation	3x1	3x2	3x3	3x4		3x6	3x7		3x10			11.5 $< \delta$	0.76
*t*l*	23*250	23*125	23*83.3	23*62.5		23*41.7	23*35.7		23*25				
P_e	**2.7**	**2.1**					**1.8**		**1.4**				
segmentation	4x1								4x10	4x15		8.75 $< \delta$	0.58
*t*l*	17.5*250								17.5*25	17.5*16.7			
P_e	**1.7**								**0.99**	**0.7**			
segmentation	6x1								6x10		6x20	5.85 $< \delta$	0.38
*t*l*	11.7*250								11.7*25		11.7*12.5		
P_e	**0.79**								**0.57**		**0.37**		
	125 t<<*l*	62.5 t<<*l*	41.7 t<<*l*	31.3 t<<*l*	25	20.9	17.9	15.7 $\approx \delta$	12.5 $< \delta$	8.4 $< \delta$	6.3 $< \delta$	*l/2*	
	8.2	**4.1**	**2.7**	**2.06**	1.6	1.4	1.2	1.0	0.8	0.55	0.4	*l/2δ*	

$$\delta = \sqrt{\frac{2\rho}{w\mu}} = \sqrt{\frac{2*90\times10^{-8}}{2*\pi*1800*1.1*4\pi\times10^{-7}}} = 10.7mm$$

Tab. A2 Pertes de courant Foucault à f=1800Hz, avec profondeur de l'effet de peau . Anomalie de pertes apparait dans la zone grise foncée. A la place de diminuer, la découpe de l'aimant augmente les pertes. L'effet de peau peut être négligé dans la zone grise claire. La zone blanche est intermédiaire : l'effet de découpe domine mais l'effet de peau existe.

																	t/2	t/2δ
segmentation	1x1	1x2	1x3	1x4	1x5	1x6	1x7	1x8	1x10	1x12	1x15		1x20	1x25	1x30	1x35	35	**3.3**
*t*l*	70*250	70*125	70*83.3	70*62.5	70*50	70*41.7	70*35.7	70*31.3	70*25	70*20.8	70*16.7		70*12.5	70*10	70*8.3	70*7.1		
P_e [e-10]	**6.9**	**7.3**	**7.7**		**8.8**	**9.1**	**9.2**	**8.9**	**7.9**		**4.9**					**1.1**		
segmentation	2x1	2x2	2x3	2x4	2x5	2x6	2x7	2x8	2x10	2x12							17.5	**1.6**
*t*l*	35*250	35*125	35*83.3	35*62.5	35*50	35*41.7	35*35.7	35*31.3	35*25	35*20.8								
P_e	**9.7**	**9.5**	**9.2**	**9.0**	**8.7**	**8.7**		**7.5**		**5.4**								
segmentation	3x1	3x2	3x3	3x4		3x6	3x7				3x15		3x20				11.5	1.1
*t*l*	23*250	23*125	23*83.3	23*62.5		23*41.7	23*35.7				23*16.7		23*12.5					
P_e	**8.7**	**8.3**	**7.9**	**7.2**		**6.7**	**6.3**				**3.4**		**2.4**					
segmentation	4x1	4x2	4x3			4x6					4x15						8.75 $<\delta$	0.82
*t*l*	17.5*250		17.5*83.3			17.5*41.7					17.5*16.7							
P_e	**6.1**		**5.6**			**4.8**					**2.8**							
segmentation	5x1	5x2	5x3			5x6						5x18					7.0 $<\delta$	0.65
*t*l*	14*250	14*125	14*83.3			14*41.7						14*13.9						
P_e	**4.3**		**3.99**			**3.5**						**1.9**						
segmentation	6x1		6x3			6x6			6x10	6x12			6x20	6x25	6x30	6x35	5.85 $<\delta$	0.55
*t*l*	11.7*250		11.7*83.3			11.7*41.7			11.7*25	11.7*20.8			11.7*12.5	11.7*10	11.7*8.3	11.7*7.1		
P_e	**3.1**		**2.9**			**2.6**			**2.3**	**2.1**			**1.5**	**1.1**	**0.9**	**0.76**		
segmentation	10x1		10x3			10x6										10x35	3.5 $<\delta$	0.33
*t*l*	7*250		7*83.3			7*41.7										7*7.1		
P_e	**1.2**		**1.15**			**1.09**										**0.52**		
	125 t<<*l*	62.5 t<<*l*	41.7 t<<*l*	31.3 t<<*l*	25 t<<*l*	20.9 t<<*l*	17.9 t<<*l*	15.7	12.5	10.4 $<\delta$	8.4 $<\delta$	7.0 $<\delta$	6.3 $<\delta$	5.0 $<\delta$	4.2 $<\delta$	3.6 $<\delta$	*l/2*	
	11.7	**5.8**	**3.9**	**2.9**	**2.3**	**1.95**	1.7	1.5	1.2	0.97	0.79	0.65	0.59	0.47	0.39	0.33	*l/2δ*	

Tab. A3 Pertes de courant Foucault à f=3600Hz, avec profondeur de l'effet de peau $\delta = \sqrt{\frac{2\rho}{w\mu}} = 7.6mm$. Anomalie de pertes apparait dans la zone grise foncée. A la place de diminuer, la découpe de l'aimant augmente les pertes. L'effet de peau peut être négligé dans la zone gri claire. La zone blanche est intermédiaire : l'effet de découpe domine mais l'effet de peau existe.

																				t/2	t/2δ
segmentation	1x1	1x2	1x3	1x4	1x5	1x6	1x7	1x8	1x9	1x10	1x11	1x12	1x13	1x14	1x15		1x20	1x25		35	**4.6**
*t*l*	70*250	70*125	70*83.3	70*62.5	70*50	70*41.7	70*35.7	70*31.3	70*27.8	70*25	70*22.7	70*20.8	70*19.2	70*17.9	70*16.7		70*12.5	70*10			
P_e [e-10]	**10.2**	**11.4**	**12.4**	**14**	**14.5**	**15.6**	**16.7**	**17.6**	**18.3**	**18.7**	**18.6**	**18.2**	**17.6**	**16.8**	**15.9**		**11.3**	**8**			
segmentation	2x1	2x2	2x3	2x4	2x5	2x6	2x7	2x8	2x9	2x10	2x11	2x12			2x15					17.5	**2.3**
*t*l*	35*250	35*125	35*83.3	35*62.5	35*50	35*41.7	35*35.7	35*31.3	35*27.8	35*25	35*22.7	35*20.8			35*16.7						
P_e	**15.8**	**16.2**	**16.5**	**16.7**	**17.0**	**17.3**	**17.5**	**17.7**	**17.6**	**17.4**	**16.9**	**16.4**			**14.0**						
segmentation	3x1	3x2	3x3	3x4	3x5	3x6	3x7													11.5	**1.5**
*t*l*	23*250	23*125	23*83.3	23*62.5	23*50	23*41.7	23*35.7														
P_e	**19.9**	**19.5**	**19.0**	**18.6**	**18.2**	**17.7**	**17.3**														
segmentation	4x1		4x3																	8.75	1.2
*t*l*	17.5*250		17.5*83.3																		
P_e	**18.5**		**17.3**																		
segmentation	5x1		5x3							5x10						5x18				7 $< \delta$	0.92
*t*l*	14*250		14*83.3							14*25						14*13.9					
P_e	**15.0**		**14.1**							**10.7**						**7.4**					
segmentation	6x1		6x3							6x10							6x20			5.85 $< \delta$	0.77
*t*l*	11.7*250		11.7*83.3							11.7*25							11.7*12.5				
P_e	**11.6**		**10.9**							**8.6**							**5.7**				
segmentation	8x1		8x3													8x18			8x30	4.2 $< \delta$	0.55
*t*l*	8.75*250		8.75*83.3													8.75*13.9			8.75*8.3		
P_e	**7.1**		**6.8**													**4.45**			**3.0**		
	125 t<<*l*	62.5 t<<*l*	41.7 t<<*l*	31.3 t<<*l*	25 t<<*l*	20.9 t<<*l*	17.9	15.6	13.9	12.5	11.4	10.4	9.6	9.0	8.4	7.0 $< \delta$	6.3 $< \delta$	5 $< \delta$	4.2 $< \delta$	*l/2*	
	16.4	**8.2**	**5.5**	**4.1**	**3.3**	**2.8**	**2.3**	**2.06**	1.83	1.64	1.5	1.4	1.3	1.2	1.1	0.92	0.83	0.66	0.55	*l/2δ*	

Tab. A4 Pertes de courant Foucault à f=5400Hz, avec profondeur de l'effet de peau $\delta = \sqrt{\frac{2\rho}{w\mu}} = 6.2mm$. Anomalie de pertes apparait dans la zone gri foncé. A la place de diminuer, la découpe de l'aimant augmente les pertes. L'effet de peau peut être négligé dans la zone grise claire. La zone blanche est intermédiaire : l'effet de découpe domine mais l'effet de peau existe.

																	t/2	t/2δ
segmentation	1x1	1x2	1x3	1x4	1x6	1x8	1x9	1x10	1x11	1x12	1x13	1x14	1x15	1x20	1x30	1x35	35	**5.6**
*t*l*	70*250	70*125	70*83.3	70*62.5	70*41.7	70*31.3	70*27.8	70*25	70*22.7	70*20.8	70*19.2	70*17.9	70*16.7	70*12.5				
P_e [e^{-10}]	**12.7**	**14.8**	**16.2**	**17.6**	**20.5**	**23.5**	**25.0**	**26.33**	**29.35**	**28.0**	**28.3**	**28.1**						
segmentation	2x1	2x2	2x3	2x4	2x6	2x8	2x9	2x10	2x11	2x12	2x13	2x14	2x15	2x20			17.5	**2.8**
*t*l*	35*250	35*125	35*83.3	35*62.5	35*41.7	35*31.3	35*27.8	35*25	35*22.7	35*20.8	35*19.2	35*17.9	35*16.7	35*12.5				
P_e	**20.0**	**21.1**	**21.8**	**22.5**	**23.8**	**25.3**	**25.9**	**26.4**	**26.7**	**26.7**	**26.5**	**26.2**	**25.3**	**20.4**				
segmentation	3x1	3x2	3x3	3x4	3x6	3x8	3x9	3x10									11.5	**1.9**
*t*l*	23*250	23*125	23*83.3	23*62.5	23*41.7	23*31.3	23*27.8	23*25										
P_e	**27.3**	**27.4**	**27.3**	**27.1**	**26.8**	**26.6**	**26.4**	**26.1**										
segmentation	4x1	4x2	4x3	4x4	4x6	4x8	4x9										8.75	**1.4**
*t*l*	17.5*250	17.5*125	17.5*83.3	17.5*62.5	17.5*41.7	17.5*31.3	17.5*27.8											
P_e	**30.1**	**29.6**	**28.9**	**28.2**	**26.9**	**25.6**	**24.9**											
segmentation	5x1	5x2															7	1.1
*t*l*	14*250	14*125																
P_e	**27.9**																	
segmentation	6x1	6x2						6x10						6x20			$5.85 < \delta$	0.94
*t*l*	11.7*250	11.7*125						11.7*25						11.7*12.5				
P_e	**23.3**							**17.9**						**12.3**				
segmentation	8x1														8x30		$4.4 < \delta$	0.71
*t*l*	8.75*250														8.75*8.3			
P_e	**15.3**														**6.6**			
segmentation	10x1													10x20		10x35	$3.5 < \delta$	0.56
*t*l*	7*250													7*12.5		7*7.1		
P_e	**10.4**													**7.0**		**4.7**		
	125 t<<*l*	62.5 t<<*l*	41.7 t<<*l*	31.3 t<<*l*	20.9 t<<*l*	15.6	13.9	12.5	11.4	10.4	9.6	9.0	8.4	$6.3 \approx \delta$	$4.2 < \delta$	$3.6 < \delta$	*l* /2	
	20.2	**10.1**	**6.7**	**5.05**	**3.4**	**2.5**	**2.2**	**2.0**	1.83	1.68	1.55	1.45	1.35	1.0	0.68	0.58	*l*/2δ	

Annexe B

Tableaux des pertes par courants de Foucault calculées en fonction de la segmentation des aimants enterrés pour une harmonique

Tab. B1 Pertes de courants Foucault à f=1800Hz, avec profondeur de l'effet de peau

$\delta = \sqrt{\frac{2\rho}{w\mu}} = 10.73\,mm$. Anomalie de pertes apparait dans la zone grise foncée. A la place de diminuer, la découpe de l'aimant augmente les pertes. La zone blanche est intermédiaire : l'effet de découpe domine mais l'effet de peau existe.

Segmentation	**1x1**	**1x2**	**1x3**	**1x4**	**1x5**	**1x6**	**1x7**	**1x8**	**1x9**	**1x10**	t/2	**t/2δ**
T*L	46x200	46x100	46x67	46x50	**46x40**	46x33	46x29	46x25	46x22	46x20	23	**2.14**
Pe *e-10	**7,6**	**7,88**	**8,13**	**8,39**	**8,58**	**8,52**	**8,18**	**7,62**	**6,95**			
l/2	**100**	**50**	**33.5**	**25**	**20**	16.5	14.5	**12.5**	**11**	**10**		
l/2δ	**9.31**	**4.67**	**3.12**	**2.32**	**1.86**	1.53	1.35					
Segmentation	**1x11**	**1x12**	**1x13**	**1x14**	**1x15**	**1x16**	**1x17**	**1x18**	**1x19**	**1x20**		**2.4**
T*L	46x18	46x17	46x15	46x14	46x13	46x12	46x11.6	46x11	46x10.5	46x10		
Pe*e-10					2,5	2,1						
l/2	**9**	**8.5**	**7.5**	**7**	6.5	6	**5.5**					
l/2δ	**0.83**	**0.79**	**0.7**	**0.65**	0.6	0.56	**0.51**					
Segmentation	**2x1**	**2x2**	**2x3**	**2x4**	**2x5**	**2x6**	**2x7**	**2x8**	**2x9**	**2x10**	t/2	**t/2δ**
T*L	23x200	23x100	23x67	23x50	23**x40**	23x33	23x29	23x25	23**x22**	23x20	11.5	**1.07**
Pe*e-10	**7,99**	**7,49**										
l/2	**100**	**50**	**33.5**	**25**	**20**	16.5	14.5	**12.5**	**11**	**10**		
l/2δ	**9.31**	4.67	3.12	2.32	1.86	1.53	1.35					
Segmentation	**2x11**	**2x12**	**2x13**	**2x14**	**2x15**	**2x16**	**2x17**				t/2	**t/2δ**
T*L	23x18	23x17	23x15	23x14	23x13	23x12	23x11				11.5	**1.07**
Pe*e-10												
l/2	**9**	**8.5**	**7.5**	**7**	**6.5**	6	5.5	**12.5**	**11**	**10**		
l/2δ	0.83	0.79	0.7	0.65	0.6	0.56	0.51					

Tab. B2 Pertes de courant Foucault à f=3600Hz, avec profondeur de l'effet de peau $\delta = \sqrt{\frac{2\rho}{w\mu}} = 7.59mm$. Anomalie de pertes apparait dans la zone grise foncée. A la place de diminuer, la découpe de l'aimant augmente les pertes. La zone blanche est intermédiaire : l'effet de découpe domine mais l'effet de peau existe.

Segmentation	**1x1**	**1x2**	**1x3**	**1x4**	**1x5**	**1x6**	**1x7**	**1x8**	**1x9**	**1x10**	**t/2**	**t/2δ**
T*L	46x200	46x100	46x67	46x50	**46x40**	46x33	46x29	46x25	**46x22**	46x20		
Pe *e-10	**11,46**	**12,5**	**13,49**	**14,36**	**15,24**	**16,17**	**16,98**	**17,49**	**17,58**	17,26		**3.03**
l/2	**100**	**50**	**33**	**25**	**20**	**16.5**	**14.5**	**12.5**	**11**			
l/2δ	**13.17**	**6.58**	**4.39**	**3.29**	**2.63**	**2.17**	**1.91**	**1.64**	**1.44**			
Segmentation	**1x11**	**1x12**	**1x13**	**1x14**	**1x15**	**1x16**	**1x17**				23	
T*L	46x18	46x17	46x15	46x14	46x13	46x12	46x11					
Pe	16,6	15,7	14,67	13,6	12,54	11,53	10,6					**3.03**
l/2	9	8.5	7.5	7	6.5	6	5.5					
l/2δ	**1.18**	**1.16**	**0.98**	**0.92**	0.85	0.79	**0.72**					
Segmentation	**2x1**	**2x2**	**2x3**	**2x4**	**2x5**	**2x6**	**2x7**	**2x8**	**2x9**	**2x10**	**t/2**	**t/2δ**
T*L	23x200	23x100	23x67	23x50	23x40	23x33	23x29	23x25	23x22	23x20		
Pe *e-10	**16,94**	16,44			**15,37**	**15.24**						**1.51**
l/2	**100**	**50**	**33**	**25**	**20**	**16.5**	**14.5**	**12.5**	**11**			
l/2δ	**13.17**	**6.58**	**4.39**	**3.29**	**2.63**	**2.17**	**1.91**	**1.64**	**1.44**			
Segmentation	**2x11**	**2x12**	**2x13**	**2x14**	**2x15**	**2x16**	**2x17**				11.5	
T*L	23x18	23x17	23x15	23x14	23x13	23x12	23x11					
Pe *e-10						8,54	7,91					**1.51**
l/2	9	8.5	7.5	7	6.5	6	5.5					
l/2δ	**1.18**	**1.16**	**0.98**	**0.92**	0.85	0.79	**0.72**					
Segmentation	**3x1**	**3x2**	**3x3**	**3x4**	**3x5**	**3x6**	**3x7**	**3x8**	**3x9**	**3X10**	**t/2**	**t/2δ**
T*L	15x200	15x100	15x67	15x50	15**x40**	15x33	15x29	15x25	15**x22**	15x20		
Pe *e-10	**14,19**	13,51	12,89									
l/2	**100**	**50**	**33**	**25**	**20**	**16.5**	**14.5**	**12.5**	**11**			
l/2δ	**13.17**	**6.58**	**4.39**	**3.29**	**2.63**	**2.17**	**1.91**	**1.64**	**1.44**			
Segmentation	**3x11**	**3x12**	**3x13**	**3x14**	**3x15**	**3x16**	**3x17**				7.67	1.01
T*L	15x18	15x17	15x15	15x14	15x13	15x12	15x11					
Pe *e-10						6,26	5,86					
l/2	**100**	**50**	**33**	**25**	**20**	**16.5**	**14.5**	**12.5**	**11**			
l/2δ	**1.18**	**1.16**	**0.98**	**0.92**	0.85	0.79	**0.72**					

Tab. B3 Pertes de courant Foucault à f=5400Hz, avec profondeur de l'effet de peau $\delta = \sqrt{\frac{2\rho}{w\mu}} = 6.19mm$. Anomalie de pertes apparait dans la zone grise foncée. A la place de diminuer, la découpe de l'aimant augmente les pertes. La zone blanche est intermédiaire : l'effet de découpe domine mais l'effet de peau existe.

Segmentation	**1x1**	**1x2**	**1x3**	**1x4**	**1x5**	**1x6**	**1x7**	**1x8**	**1x9**	**1x10**	**t/2**	**t/2δ**
T*L	46x200	46x100	46x67	46x50	**46x40**	46x33	46x29	46x25	**46x22**	46x20		
Pe *e-10	**14,53**	**16,18**	**17,77**	**19,22**	**20,53**	**21,86**	**23,28**	**24,67**	**25,79**	**26,55**		
l/2	**100**	**50**	**33**	**25**	**20**	**16.5**	**14.5**	**12.5**	**11**			
l/2δ	**16.15**	**8.07**	**5.41**	**3.84**	**3.23**	**2.66**	**2.34**	**2.01**	**1.77**	**1.61**	23	
Segmentation	**1x11**	**1x12**	**1x13**	**1x14**	**1x15**	**1x16**	**1x17**					**3.71**
T*L	**46x18**	46x17	46x15	46x14	46x13	46x12	46x11					
Pe	**26,83**	**26,63**	**26**	**25**	**23,89**	**22,59**	**21,24**					
l/2	9	8.5	7.5	7	6.5	6	5.5					
l/2δ	**1.45**	**1.37**	**1.21**	**1.13**	**1.05**	**0.97**	**0.89**					
Segmentation	**2x1**	**2x2**	**2x3**	**2x4**	**2x5**	**2x6**	**2x7**	**2x8**	**2x9**	**2x10**	**t/2**	**t/2δ**
T*L	23x200	23x100	23x67	23x50	23x40	23x33	23x29	23x25	23x22	23x20		
Pe	**22,37**	**22,24**			**22**	**21.87**	**21.5**					
l/2	**100**	**50**	**33**	**25**	**20**	**16.5**	**14.5**	**12.5**	**11**			**1**.85
l/2δ	**16.15**	**8.07**	**5.41**	**3.84**	**3.23**	**2.66**	**2.34**	**2.01**	**1.77**	**1.61**		
Segmentation	**2x11**	**2x12**	**2x13**	**2x14**	**2x15**	**2x16**	**2x17**				11.5	
T*L	23x18	23x17	23x15	23x14	23x13	23x12	23x11					1.85
Pe	17,25			16,24			14,19					
l/2	9	8.5	7.5	7	6.5	6	5.5					
l/2δ	**1.45**	**1.37**	**1.21**	**1.13**	**1.05**	**0.97**	**0.89**					
Segmentation	**3x1**	**3x2**	**3x3**	**3x4**	**3x5**	**3x6**	**3x7**	**3x8**	**3x9**	**3X10**		
T*L	15x200	15x100	15x67	15x50	15**x40**	15x33	15x29	15x25	15**x22**	15x20		
Pe *e-10	**13,84**	**13,51**	**12,89**									
l/2	**100**	**50**	**33**	**25**	**20**	**16.5**	**14.5**	**12.5**	**11**			
l/2δ	**16.15**	**8.07**	**5.41**	**3.84**	**3.23**	**2.66**	**2.34**	**2.01**	**1.77**	**1.61**	7.66	1.23
Segmentation	**3x11**	**3x12**	**3x13**	**3x14**	**3x15**	**3x16**	**3x17**					
T*L	15x18	15x17	15x15	15x14	15x13	15x12	15x11					
Pe *e-10												
l/2	9	8.5	7.5	7	6.5	6	5.5					
l/2δ	**1.45**	**1.37**	**1.21**	**1.13**	**1.05**	**0.97**	**0.89**					

Annexe C

Tableaux des pertes par courants de Foucault calculées en fonction de la segmentation des aimants en surface pour deux harmoniques

Tab. C1 Pertes de courant Foucault à champ superposé de la 5/7ème harmonique de temps et à f=5400Hz, avec profondeur de l'effet de peau $\delta = \sqrt{\frac{2\rho}{w\mu}} = 6.2mm$. Anomalie de pertes apparait dans la zone grise foncé.

Segmentation	**1x1**	**1x2**	**1x3**	**1x4**	**1x5**	**1x6**	**1x7**	**1x8**	**1x9**	**1x10**	**t/2**	**t/2δ**
T*L	70*250	70*125	70*66.7	70*63	70*50	70*42	70*36	70*31	70*28	70*25		
Pe *e-10	**5.12**	**5.457**	**5.7879**	**6.113**	**6.435**	**6.759**	**7.0897**	**7.415**	**7.713**	**7.959**		**5.64**
l/2	125	72.5	33.25	31.5	25	21	18	15.25	14	12.5		
l/2δ	**20.16**	**11.9**	**5.36**	**5**	**4**	**3.38**	**2.9**	**2.4**	**2.25**	2.01		
Segmentation	**1x11**	**1x12**	**1x13**	**1x14**	**1x15**	**1x16**	**1x17**	**1x18**	**1x19**	**1x20**	35	
T*L	70*23	70*21	70*19	70*18	70*17	70*16	70*15	70*14	70*13	70*12		
Pe	**8.131**	**8.214**	**8.107**	**7.96**	**7.738**	7.454	**7.13**	**6.783**	**6.426**	**6.071**		**5.64**
l/2	11.5	10.5	9.5	9	8.5	8	7.5	**7**	**6.5**	**6**		
l/2δ	**1.85**	**1.69**	**1.53**	**1.45**	**1.37**	**1.29**	**1.2**	**1.13**	**1.05**	**0.96**		
Segmentation	**2x1**	**2x2**	**2x3**	**2x4**	**2x5**	**2x6**	**2x7**	**2x8**	**2x8**	**2x10**	**t/2**	**t/2δ**
T*L	35*250	35*125	35*66.7	35*63	35*50	35*42	35*36	35*31	35*28	35*25		
Pe *e-10	**5.94**	**6.19**	**6.42**	**6.64**	**6.87**	**7.1**	**7.33**	**7.45**	**7.74**	**7.89**		
l/2	125	72.5	33.25	31.5	25	21	18	15.25	14	12.5		
l/2δ	**20.16**	**11.9**	**5.36**	**5**	**4**	**3.38**	**2.9**	**2.4**	**2.25**	2.01		**2.82**
Segmentation	**2x11**	**2x12**	**2x13**	**2x14**	**2x15**	**2x16**	**2x17**	**2x18**	**2x19**	**2x20**	17.5	
T*L	70*23	70*21	70*19	70*18	70*17	70*16	70*15	70*14	70*13	70*12		
Pe	**7.98**	**7.99**	**7.92**	**7.78**	**7.58**	**7.34**	**7.06**	**6.75**	**6.43**			
l/2	11.5	10.5	9.5	9	8.5	8	7.5	**7**	**6.5**	**6**		
l/2δ	**1.85**	**1.69**	**1.53**	**1.45**	**1.37**	**1.29**	**1.2**	**1.13**	**1.05**	**0.96**		
Segmentation	**3x1**	**3x2**	**3x3**	**3x4**	**3x5**	**3x6**	**3x7**	**3x8**	**3x9**	**3x10**	**t/2**	**t/2δ**
T*L	23*200	23*100	23*66.7	23*50	23*40	23*33.3	23*28.5	23*25	23*22	23*20		
Pe *e-10	**8.05**	**8.04**	**8.01**	**7.99**	**7.97**	**7.95**	**7.93**	**7.89**	**7.84**	**7.77**		
l/2	125	72.5	33.25	31.5	25	21	18	15.25	14	12.5		
l/2δ	**20.16**	**11.9**	**5.36**	**5**	**4**	**3.38**	**2.9**	**2.4**	**2.25**	2.01		
Segmentation	**3x11**	**3x12**	**3x13**	**3x14**	**3x15**	**3x16**	**3x17**	**3x18**	**3x19**	**3x20**	**11.5**	**1.88**
T*L	23*23	23*21	23*19	23*18	23*17	23*16	23*15	23*14	23*13	23*12		
Pe *e-10	**7.65**	**7.51**	**7.32**	**7.1**	**6.86**	**6.6**	**6.32**	**6.04**	**5.76**	**5.47**		
l/2	11.5	10.5	9.5	9	8.5	8	7.5	**7**	**6.5**	**6**		
l/2δ	**1.85**	**1.69**	**1.53**	**1.45**	**1.37**	**1.29**	**1.2**	**1.13**	**1.05**	**0.96**		
Segmentation	**5x1**	**5x2**	**5x3**	**5x4**	**5x5**	**5x6**	**5x7**	**5x8**	**5x9**	**5x10**	**t/2**	**t/2δ**
T*L	14*250	14*125	14*66.7	14*63	14*50	14*42	14*36	14*31	14*28	14*25		
Pe *e-10	**13.34**	**13.12**			**12.35**					**11.82**		
l/2	125	72.5	33.25	31.5	25	21	18	15.25	14	12.5		
l/2δ	**20.16**	**11.9**	**5.36**	**5**	**4**	**3.38**	**2.9**	**2.4**	**2.25**	2.01	**7**	**11.12**
Segmentation	**5x11**	**5x12**	**5x13**	**5x14**	**5x15**	**5x16**	**5x17**	**5x18**	**5x19**	**5x20**		
T*L	14*23	14*21	14*19	14*18	14*17	14*16	14*15	14*14	14*13	14*12		
Pe *e-10					**9.91**					**8.45**		
l/2	11.5	10.5	9.5	9	8.5	8	7.5	**7**	**6.5**	**6**		
l/2δ	**1.85**	**1.69**	**1.53**	**1.45**	**1.37**	**1.29**	**1.2**	**1.13**	**1.05**	**0.96**		

Tab. C2 Pertes de courant Foucault à champ superposé de la 5/7ème harmonique de temps et à f=7200Hz, avec profondeur de l'effet de peau $\delta = \sqrt{\frac{2\rho}{w\mu}} = 5.6mm$. **Anomalie de pertes apparait dans la zone grise foncée.**

Segmentation	**1x1**	**1x2**	**1x3**	**1x4**	**1x5**	**1x6**	**1x7**	**1x8**	**1x9**	**1x10**	**t/2**	**t/2δ**
T*L	70*250	70*125	70*66.7	70*63	70*50	70*42	70*36	70*31	70*28	70*25		
Pe *e-10	**6.05**	**6.49**	**6.94**	**7.39**	**7.83**	**8.26**	**8.69**	**9.13**	**9.57**	9.98		
l/2	125	72.5	33.25	31.5	25	21	18	15.25	14	12.5		
l/2δ	**22.32**	**12.94**	**5.93**	**5.62**	**4.46**	**3.75**	**3.21**	**2.72**	**2.5**	2.23		
Segmentation	**1x11**	**1x12**	**1x13**	**1x14**	**1x15**	**1x16**	**1x17**	**1x18**	**1x19**	**1x20**	35	**6.25**
T*L	70*23	70*21	70*19	70*18	70*17	70*16	70*15	70*14	70*13	70*12		
Pe	10.36	10.67	10.89	11.02	**11.05**	10.98	10.82	**10.59**	**10.30**	**9.96**		
l/2	11.5	10.5	9.5	9	8.5	8	7.5	**7**	**6.5**	**6**		
l/2δ	**2.05**	**1.88**	**1.69**	**1.6**	1.51	1.42	**1.34**	**1.25**	**1.16**	**1.07**		
Segmentation	**2x1**	**2x2**	**2x3**	**2x4**	**2x5**	**2x6**	**2x7**	**2x8**	**2x9**	**2x10**	**t/2**	**t/2δ**
T*L	35*250	35*125	35*66.7	35*63	35*50	35*42	735*36	35*31	35*28	35*25		
Pe *e-10	**7.067**	**7.42**	**7.76**	**8.10**	**8.44**	**8.77**	**9.10**	**9.44**	**9.77**	**10.08**		
l/2	125	72.5	33.25	31.5	25	21	18	15.25	14	12.5		
l/2δ	**22.32**	**12.94**	**5.93**	**5.62**	**4.46**	**3.75**	**3.21**	**2.72**	**2.5**	2.23		
Segmentation	**2x11**	**2x12**	**2x13**	**2x14**	**2x15**	**2x16**	**2x17**	**2x18**	**2x19**	**2x20**	17.5	**3.12**
T*L	35*23	35*21	35*19	35*18	35*17	735*16	35*15	35*14	35*13	35*12		
Pe	**10.35**	**10.56**	**10.7**	**10.76**	**10.73**	**10.62**	**10.43**	**10.19**	**9.89**	**9.56**		
l/2	11.5	10.5	9.5	9	8.5	8	7.5	**7**	**6.5**	**6**		
l/2δ	**2.05**	**1.88**	**1.69**	**1.6**	1.51	1.42	**1.34**	**1.25**	**1.16**	**1.07**		
Segmentation	**3x1**	**3x2**	**3x3**	**3x4**	**3x5**	**3x6**	**3x7**	**3x8**	**3x9**	**3x10**	**t/2**	**t/2δ**
T*L	23*250	23*125	23*66.7	23*63	23*50	23*42	23*36	23*31	23*28	23*25		
Pe *e-10	**9.72**	**9.84**	**9.91**	**9.99**	**10.07**	**10.15**	**10.24**	**10.31**	**10.39**	**10.44**		
l/2	125	72.5	33.25	31.5	25	21	18	15.25	14	12.5		
l/2δ	**22.32**	**12.94**	**5.93**	**5.62**	**4.46**	**3.75**	**3.21**	**2.72**	**2.5**	2.23		
Segmentation	**3x11**	**3x12**	**3x13**	**3x14**	**3x15**	**3x16**	**3x17**	**3x18**	**3x19**	**3x20**	**11.7**	**2.08**
T*L	23*23	23*21	23*19	23*18	23*17	23*16	23*15	23*14	23*13	23*12		
Pe *e-10	**10.46**	**10.44**	**10.38**	**10.27**	**10.10**	**9.89**	**9.64**	**9.36**	**9.053**	**8.72**		
l/2	11.5	10.5	9.5	9	8.5	8	7.5	**7**	**6.5**	**6**		
l/2δ	**2.05**	**1.88**	**1.69**	**1.6**	1.51	1.42	**1.34**	**1.25**	**1.16**	**1.07**		
Segmentation	**4x1**	**4x2**	**4x3**	**4x4**	**4x5**	**4x6**	**4x7**	**4x8**	**4x9**	**4x10**	**t/2**	**t/2δ**
T*L	14*250	14*125	14*66.7	14*63	14*50	14*42	14*36	14*31	14*28	14*25		
Pe *e-10	**11.48**	**11.36**	**11.20**	**11.06**	**10.92**	**10.79**	**10.66**	**10.52**	**10.38**	**10.24**		
l/2	125	72.5	33.25	31.5	25	21	18	15.25	14	12.5	**8.75**	1.56
l/2δ	**22.32**	**12.94**	**5.93**	**5.62**	**4.46**	**3.75**	**3.21**	**2.72**	**2.5**	2.23		
Segmentation	**4x11**	**4x12**	**4x13**	**4x14**	**4x15**	**4x16**	**4x17**	**4x18**	**4x19**	**4x20**		
T*L	14*18	14*16.7	14*15.4	14*14.28	14*13.33	14*12.5	14*11.74	14*11.1	14*10.5	14*10		
Pe *e-10	**10.07**	9.89	9.69	**9.47**	**9.23**	**8.97**	8.69	**8.40**	**8.10**	**7.80**		
l/2	11.5	10.5	9.5	9	8.5	8	7.5	**7**	**6.5**	**6**		
l/2δ	**2.05**	**1.88**	**1.69**	**1.6**	1.51	1.42	**1.34**	**1.25**	**1.16**	**1.07**		

Segmentation	**5x1**	**5x2**	**5x3**	**5x4**	5x5	5x6	**5x7**	**5x8**	**5x9**	**5x10**	7	1.25
T*L	14*250	14*125	14*66.7	14*63	14*50	14*42	14*36	14*31	14*28	14*25		
Pe *e-10	**11.88**	**11.64**	**11.38**	**11.12**	10.88	10.64	**10.41**	**10.17**	**9.94**	**9.70**		
l/2	125	72.5	33.25	31.5	25	21	18	15.25	14	12.5		
l/2	**22.32**	**12.94**	**5.93**	**5.62**	**4.46**	**3.75**	**3.21**	**2.72**	**2.5**	2.23		
Segmentation	**5x11**	**5x12**	**5x13**	**5x14**	5x15	5x16	**5x17**	**5x18**	**5x19**	**5x20**		
T*L	**14*18**	**23*16.7**	**23*15.4**	**23*14.28**	23*13.33	23*12.5	**23*11.74**	**23*11.1**	**23*10.5**	**23*10**		
Pe *e-10	**9.46**	**9.22**	**8.97**	**8.71**	8.44	8.18	**7.9**	**7.63**				
l/2	11.5	10.5	9.5	9	8.5	8	7.5	**7**	**6.5**	**6**		
l/2	**2.05**	**1.88**	**1.69**	**1.6**	1.51	1.42	**1.34**	**1.25**	**1.16**	**1.07**		

Annexe D

Tableaux des pertes par courants de Foucault calculées en fonction de la segmentation des aimants enterrés pour deux harmoniques parents

Tab. D1 Pertes par courants de Foucault à champ superposé de la 5/7ème harmonique de temps et à f=5400Hz, avec profondeur de l'effet de peau $\delta = \sqrt{\frac{2\rho}{w\mu}} = 6.2mm$. Anomalie de pertes apparait dans la zone grise foncée.

Segmentation	**1x1**	**1x2**	**1x3**	**1x4**	**1x5**	**1x6**	**1x7**	**1x8**	**1x9**	**1x10**	**t/2**	**t/2δ**
T*L	46x200	46x100	46x67	46x50	**46x40**	46x33	46x29	46x25	46x22	46x20		
Pe *e-10	**1.1**	**1.1805**	**1.321**	**1.453**	**1.5779**	**1.7065**	**1.8453**	**1.9867**	**2.1162**	**2.2197**		
l/2	100	50	33.35	25	20	16.52	14.5	12.25	11	10		
l/2δ	**16.12**	**8.06**	**5.37**	**4.032**	**3.22**	**2.66**	**2.3**	**2.01**	**1.77**	1.61		
Segmentation	**1x11**	**1x12**	**1x13**	**1x14**	**1x15**	**1x16**	**1x17**	**1x18**	**1x19**	**1x20**	23	**3.71**
T*L	46x18	46x17	46x15	46x14	46x13	46x12	46x11.6	46x11	46x10.5	46x10		
Pe	2.2867	**2.3**	**2.30**	**2.253**	**2.18**	**2.088**	**1.9852**	**1.8768**	**1.7675**	**1.66**		
l/2	9	8.5	7.5	7	6.5	6	5.5	9	8.5	7.5		
l/2δ	**1.46**	**1.35**	1.21	1.15	1.058	1	0.9	0.89	0.84	0.8		
Segmentation	**2x1**	**2x2**	**2x3**	**2x4**	**2x5**	**2x6**	**2x7**	**2x8**	**2x9**	**2x10**	**t/2**	**t/2δ**
T*L	23x200	23x100	23x67	23x50	23x40	23x33	23x29	23x25	23x22	23x20		
Pe *e-10	**3.96**	**3.965**	**3.97**	**3.978**	**3.985**	**4**	**4.0169**	**4.02**	**3.946**	**3.95**		**1.87**
l/2	100	50	33.35	25	20	16.52	14.25	12.5	11	10		
l/2δ	**16.15**	**8.07**	**5.41**	**3.84**	**3.23**	**2.66**	**2.34**	**2.01**	**1.77**	**1.61**		
Segmentation	**2x11**	**2x12**	**2x13**	**2x14**	**2x15**	**2x16**	**2x17**	**2x18**	**2x19**	**2x20**	**11.6**	
T*L	23x18	23x17	23x15	23x14	23x13	23x12	23x11					**1.87**
Pe		**3.7477**	**3.6**						**2.567**			
l/2	9	8.35	7.52	7.14	6.56	6.25	5.53	**5.55**	**5.25**	**5**		
l/2δ	**1.46**	**1.35**	**1.21**	**1.15**	1.058	1	**0.9**	**0.89**	**0.84**	**0.8**		
Segmentation	**3x1**	**3x2**	**3x3**	**3x4**	**3x5**	**3x6**	**3x7**	**3x8**	**3x9**	**3x10**	**t/2**	**t/2δ**
T*L	15*200	15*100	15*66.7	15*50	15*40	15*33.3	15*28.5	15*25	15*22	15*20		
Pe *e-10	**9.1849**	**8.99**	**8.76**	**8.55**	**8.343**	**8.14**	**7.94**	**7.74**	**7.54**	**7.3487**		
l/2	100	50	33.35	25	20	16.52	14.25	12.5	11	10		
l/2δ	**16.15**	**8.07**	**5.41**	**3.84**	**3.23**	**2.66**	**2.34**	**2.01**	**1.77**	**1.61**		
Segmentation	**3x11**	**3x12**	**3x13**	**3x14**	**3x15**	**3x16**	**3x17**	**3x18**	**3x19**	**3x20**	**7.7**	**1.25**
T*L	15*18	15*16.7	15*15.4	15*14.28	15*13.33	15*12.5	15*11.74	15*11.1	15*10.5	15*10		
Pe *e-10	**7.15**	**6.96**	**6.76**	**6.57**	**6.3808**	**6.19**	**6**	**5.81**	**5.62**	**5.4446**		
l/2	9	8.35	7.52	7.14	6.56	6.25	5.53	**5.55**	**5.25**	**5**		
l/2δ	**1.46**	**1.35**	**1.21**	**1.15**	1.058	1	**0.9**	**0.89**	**0.84**	**0.8**		

Tab. D2 Pertes de courant Foucault à champ superposé de la 5/7ème harmonique de temps et à f=7200Hz, avec profondeur de l'effet de peau $\delta = \sqrt{\frac{2\rho}{w\mu}} = 5.6mm$. Anomalie de pertes apparait dans la zone grise foncée.

Segmentation	**1x1**	**1x2**	**1x3**	**1x4**	**1x5**	**1x6**	**1x7**	**1x8**	**1x9**	**1x10**	**t/2**	**t/2δ**
T*L	46x200	46x100	46x67	46x50	**46x40**	46x33	46x29	46x25	46x22	46x20		
Pe *e-10	**1.2196**	**1.36**	**1.575**	**1.747**	**1.9085**	**2.064**	**2.227**	**2.4**	**2.58**	**2.7516**		**4.1**
l/2	100	50	33.35	25	20	16.52	14.25	12.5	11	10		
l/2δ	**17.85**	**8.92**	**5.95**	**4.46**	**3.57**	**2.95**	**2.54**	**2.23**	**1.96**	1.79		
Segmentation	**1x11**	**1x12**	**1x13**	**1x14**	**1x15**	**1x16**	**1x17**	**1x18**	**1x19**	**1x20**	23	
T*L	46x18	46x17	46x15	46x14	46x13	46x12	46x11.6	46x11	46x10.5	46x10		
Pe	**2.9**	**3.0173**	**3.0925**	**3.1242**	**3.1142**	**3.0675**	**2.991**	**2.89**	**2.77**	**2.654**		**4.1**
l/2	9	8.35	7.52	7.14	6.56	6.25	5.53					
l/2δ	**1.6**	**1.49**	**1.34**	**1.28**	**1.17**	**1.11**	**0.99**					
Segmentation	**2x1**	**2x2**	**2x3**	**2x4**	**2x5**	**2x6**	**2x7**	**2x8**	**2x9**	**2x10**	**t/2**	**t/2δ**
T*L	23x200	23x100	23x67	23x50	23x40	23x33	23x29	23x25	23x22	23x20		
Pe *e-10	**4.7332**	**4.76**	**4.84**	**4.92**	**4.9974**	**5.07**	**5.15**	**5.24**	**5.31**	**5.3651**		
l/2	100	50	33.35	25	20	16.52	14.25	12.5	11	10		
l/2δ	**16.12**	**8.06**	**5.37**	**4.032**	**3.22**	**2.66**	**2.3**	**2.01**	**1.77**	1.61	17.5	**2.82**
Segmentation	**2x11**	**2x12**	**2x13**	**2x14**	**2x15**	**2x16**	**2x17**	**2x18**	**2x19**	**2x20**		
T*L	23x18	23x17	23x15	23x14	23x13	23x12	23x11.6	23x11	23x10.5	23x10		
Pe	**5.377**	**5.3448**	**5.2676**	**5.15**	**4.9953**	**4.81**	**4.61**	**4.4**	**4.19**	**3.97**		
l/2	9	8.35	7.52	7.14	6.56	6.25	5.53	**5.55**	**5.25**	**5**		
l/2δ	**1.45**	**1.35**	**1.21**	**1.15**	1.058	1	**0.9**	**0.89**	**0.84**	**0.8**		
Segmentation	**3x1**	**3x2**	**3x3**	**3x4**	**3x5**	**3x6**	**3x7**	**3x8**	**3x9**	**3x10**	**t/2**	**t/2δ**
T*L	15*200	15*100	15*66.7	15*50	15*40	15*33.3	15*28.5	15*25	15*22	15*20		
Pe *e-10	**11.224**	**10.866**	**10.58**	**10.328**	**10.091**	**9.86**	**9.64**	**9.40**	**9.159**	**8.887**		
l/2	100	50	33.35	25	20	16.52	14.25	12.5	11	10		
l/2δ	**16.12**	**8.06**	**5.37**	**4.032**	**3.22**	**2.66**	**2.3**	**2.01**	**1.77**	1.61		
Segmentation	**3x11**	**3x12**	**3x13**	**3x14**	**3x15**	**3x16**	**3x17**	**3x18**	**3x19**	**3x20**	**11.5**	**1.88**
T*L	15*18	15*16.7	15*15.4	15*14.28	15*13.33	15*12.5	15*11.74	15*11.1	15*10.5	15*10		
Pe *e-10	**8.589**	**8.269**	**7.932**	**7.581**	**7.2248**	**6.8678**	**6.515**	**6.17**	**5.839**	**5.52**		
l/2	9	8.35	7.52	7.14	6.56	6.25	5.53	**5.55**	**5.25**	**5**		
l/2δ	**1.45**	**1.35**	**1.21**	**1.15**	1.058	1	**0.9**	**0.89**	**0.84**	**0.8**		

Annexe E
Type d’alimentation du stator dans le modèle harmonique 3D

E1. Alimentation du stator dans le cas d'une harmonique

Dans le modèle 3D en EF, pour simuler les effets de la 7ème harmonique statorique sur le rotor, on alimente cette machine en **rotor arrêté**, avec les courants sinusoïdaux de l'ordre direct et à la fréquence 6ω et à phase ϕ_{+6} (voir partie I):

$$\begin{aligned} i_{a+}(t) &= I_+ \cos(6\omega t + \phi_{+6}) \\ i_{b+}(t) &= I_+ \cos(6\omega t + \phi_{+6} - 120°) \\ i_{c+}(t) &= I_+ \cos(6\omega t + \phi_{+6} - 240°) \end{aligned} \qquad \text{(D.1)}$$

D'où la force magnétomotrice totale, étant la somme des trois FMM,

$$F_+(\theta) = \frac{3nI_+}{\pi}\cos\left(6\omega t + \phi_{+6} - \theta\right)$$

Par contre, pour simuler la 5ème harmonique, il faut les courants d'alimentation de l'ordre inverse et toujours à f=6ω :

$$\begin{aligned} i_{a-}(t) &= I_- \cos(6\omega t + \phi_{-6}) \\ i_{6-}(t) &= I_- \cos(6\omega t + \phi_{-6} + 120°) \\ i_{c-}(t) &= I_- \cos(6\omega t + \phi_{-6} + 240°) \end{aligned} \qquad \text{(D.2)}$$

D'où La FMM :

$$F_-(\theta) = \frac{3nI_-}{\pi}\cos\left(6wt + \phi_{-6} + \theta\right)$$

E2. Alimentation du stator dans le cas de deux harmoniques « parent »

Nous allons chercher une expression analytique de la somme de deux courants harmoniques $i_{x+}(t)$ et $i_{x-}(t)$ et pour chaque phase *x*= *a*,*b* et *c* (voir AI.1 et AI.2).

Nous avons pour la phase a :

$$i_{a6}(t) = i_{a+}(t) + i_{a-}(t) = I_+ \cos(6\omega t + \phi_{+6}) + I_- \cos(6\omega t + \phi_{-6})$$

On rassemble les termes en *cos6ωt* et en *sin6ωt, on obtient :*

$$i_{a6}(t) = (I_+ \cos\phi_{+6} + I_- \cos\phi_{-6})\cos 6\omega t - (I_+ \sin\phi_{+6} + I_- \sin\phi_{-6})\sin 6\omega t$$

On pose :

$$a_1 = I_+ \cos\phi_{+6} + I_- \cos\phi_{-6}$$
$$b_1 = I_+ \sin\phi_{+6} + I_- \sin\phi_{-6}$$
$$\tan g\alpha = \frac{b_1}{a_1}$$

On peut ramener cette expression de la forme :

$$i_{a6}(t) = a_1.\cos\ 6\omega t - a_1.\tan\ g\alpha.\sin\ 6\omega t$$

D'où l'expression trigonométrique :

$$i_{a6}(t) = \frac{a_1}{\cos\alpha}.(\cos 6\omega t.\cos\alpha - \sin 6\omega t.\sin\alpha)$$

Par conséquent :

$$i_{a6}(t) = \frac{a_1}{\cos\alpha}.\cos(6\omega t + \alpha) \qquad \text{(D.3)}$$

Ainsi pour <u>deux harmoniques</u> actives sur la phase nous obtenons <u>une source</u> de courant alimentant la phase *a* à la manière utilisée dans les EF, où il faut introduire une amplitude, une fréquence et une phase.

Et analogiquement pour les deux autres phases.

La phase b :

$$i_{b6}(t) = \frac{a_2}{\cos\beta}.\cos(6\omega t + \beta) \qquad \text{(D.4)}$$

Avec :

$$a_2 = I_+ \cos(\phi_{+6} - 120°) + I_- \cos(\phi_{-6} + 120°)$$
$$b_2 = I_+ \sin(\phi_{+6} - 120°) + I_- \sin(\phi_{-6} + 120°)$$
$$\tan g\beta = \frac{b_2}{a_2}$$

Et la phase c :

$$i_{c6}(t) = \frac{a_3}{\cos\gamma}.\cos(6\omega t + \gamma) \qquad \text{(D.5)}$$

Avec :

$$a_3 = I_+ \cos(\phi_{+6} + 120°) + I_- \cos(\phi_{-6} - 120°)$$
$$b_3 = I_+ \sin(\phi_{+6} + 120°) + I_- \sin(\phi_{-6} - 120°)$$
$$\tan g\gamma = \frac{b_3}{a_3}$$

Dans ce cas, pour simuler le champ d'ordre 6ω coté rotor, résultant de superposition des champs +6ω et -6ω tournants par rapport au rotor immobile, il faut alimenter la nappe de courant triphasée autour du rotor immobile selon les expressions (AI.3), (AI.4) et (AI.5)

Les composantes de la FMM de ce système de courants triphasé ont pour expression :

$$\begin{aligned} F_{a6} &= \frac{2}{\pi} n i_{a6} \cos(\theta_r - \delta) \\ F_{b6} &= \frac{2}{\pi} n i_{b6} \cos(\theta_r - \delta - 120°) \\ F_{c6} &= \frac{2}{\pi} n i_{c6} \cos(\theta_r - \delta - 240°) \end{aligned} \qquad \text{(D.6)}$$

La somme des trois FMM de phase aura l'expression :

$$F_6(\theta) = \frac{2}{\pi} n i_{a6} \cos(\theta_r - \delta) + \frac{2}{\pi} n i_{b6} \cos(\theta_r - \delta - 120°) + \frac{2}{\pi} n i_{c6} \cos(\theta_r - \delta - 240°)$$

Si on pose $\theta_r - \delta = \theta$

Et:

$$\begin{aligned} T &= a_1 + a_2 + a_3 \\ R &= a_1 . \tan g\alpha + a_{2.} \tan g\beta + a_3 . \tan g\gamma \end{aligned}$$

Après développement, la FMM résultante des trois phases s'écrit :

$$F_6(\theta) = \frac{2n}{\pi} \sqrt{R^2 + T^2} . \sin(6\omega t + \varphi)$$

Si R>0 $\quad \varphi = artg\,(\frac{T}{R})$ (D.7)

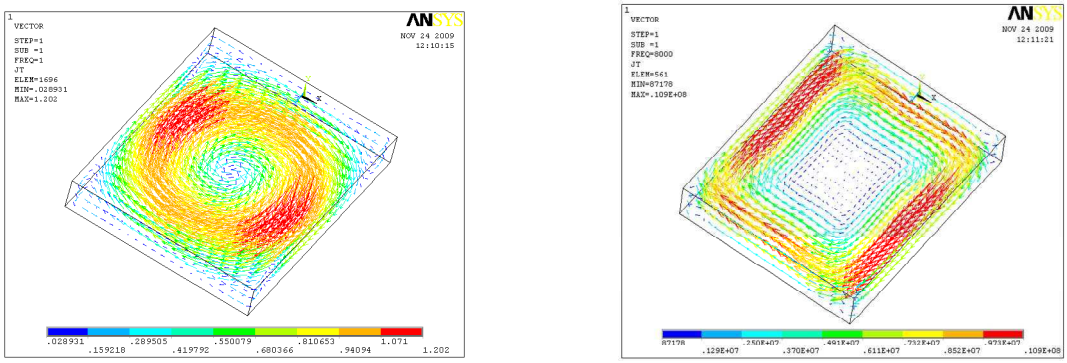
Sinon $\quad = artg\,(\frac{T}{R}) + \pi$

Annexe F

Effet de maillage sur le calcul des pertes par courants de Foucault dans le modèle harmonique 3D

F1. Effet de taille de mailles sur le calcul des pertes par éléments finis

La taille de maillage est un paramètre important de calcul des champs et les pertes par courants de Foucault dans les aimants lorsque l'effet de peau est important. Nous allons discuter l'influence de ce paramètre sur les pertes dans un modèle harmonique d'un aimant excité par un champ uniforme. Quant l'effet de peau se manifeste dans l'aimant (voir Fig1-b), le maillage autour de la profondeur de pénétration δ doit être plus petit que possible.



(a) **(b)**

Figure. 1. Schéma d'un aimant avec trajet des courants induits en analyse harmonique à la fréquence 1Hz et 8000 Hz. Les dimensions d'aimant : t*h*l=47.5*7*50

Nous allons étudier ce problème pour différentes tailles de maillage de type e_x*e_z (Fig2).

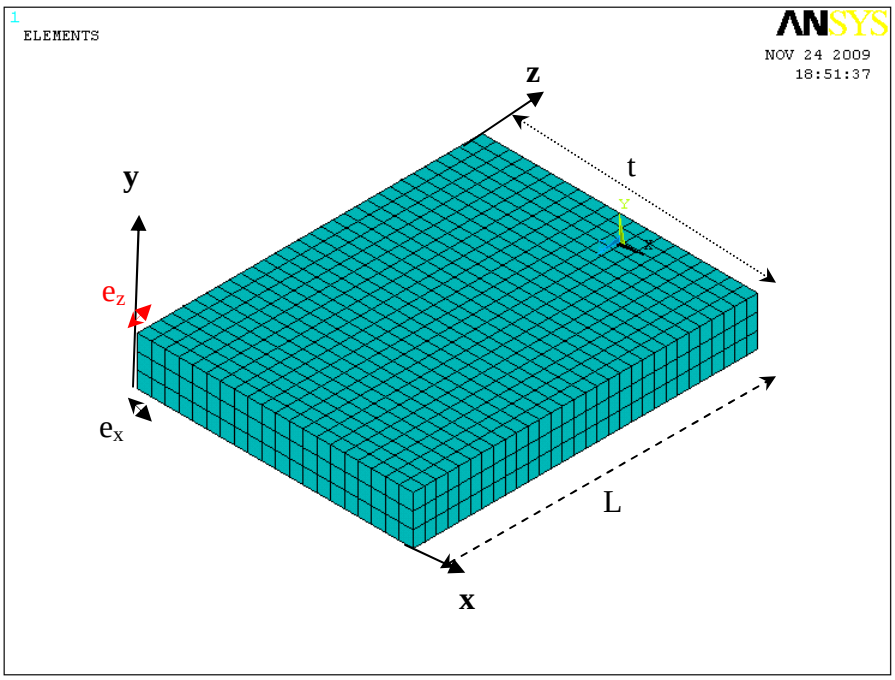


Figure 2. Modèle en éléments finis de maillage d'aimant de dimensions : **t*h*l=40*7*50**

On se place dans une condition ou l'effet de peau est dominant sur les dimensions : t*l à f=8000Hz, la profondeur δ est de 5.1 mm.

1. *Si* on fixe la taille de maillage selon (ox) à e_x=t/20 tel que Nx=20 éléments, on fait varier le taille de maillage e_z en direction (oz)

Tab1. F Taille de maillage e_z variable sur (oz) : F=8000Hz, δ=5.1 mm N_x=20

N_z	**5**	**10**	**15**	20	25	30	35	40	45	50
$e_{z[mm]}$	**10**	**5**	**3,33**	2,5	2	1,66	1,42	1,25	1,11	1
δ /e_z	**0.51**	**1.02**	**1.53**	**2,04**	**2,55**	**3,07**	**3,59**	**4,08**	**4.59**	**5.1**
e_z /δ	**1.96**	**0.98**	**0.65**	**0.49**	**0.392**	**0.325**	**0.278**	**0.245**	**0.218**	**0.196**
PCF1	**14,167**	**13,105**	**12,864**	12,771	12,725	12,699	12,6829	12,6722	12,645	12,636

On peut constater dans la Tab1 qu'à partir de e_z /δ inférieur à 0.5 les pertes deviennent insensible au maillage et les calculs donne une valeur que l'on peut considérer comme « vraie ». Avec la taille de mailles augmentant on s'éloigne de cette valeur avec l'écart allant jusqu'à 12% pour la dimension de mailles atteignant le double de la profondeur de peau.

On constate la même chose avec le maillage selon oz (Tb. 2) à ez=l/30 avec Nz=30 éléments.

Tab2. F Taille de maillage e_x variable sur (ox) F=8000Hz, δ=5.1 mm Nz=30

N_x	**5**	**10**	**15**	20	25	30	35	40	45	50
e_x	**8**	**4**	**2,67**	2	1,6	1,33	1,14	1	0.89	0.8
δ /e_x	**0.63**	**1.27**	**1.91**	**2,55**	**3,18**	**3,83**	**4,47**	**4.51**	**5.73**	**6.37**
e_x/ δ	**1.587**	**0.787**	**0.523**	**0.392**	**0.314**	**0.261**	**0.223**	**0.221**	**0.174**	**0.157**
PCF2	**13,6991**	**13,3428**	**12,88**	12,699	12,606	12,552	12,5179	12,4945	12,4778	12,46.55

Pour mieux visualiser la stabilisation de résultats de calcul, où l'insensibilité au maillage se traduit par une asymptote, nous présentons cette analyse à l'échelle inversée, c'est-à-dire dans le coordonnées δ /e_z et δ /e_x (Fig. 3)

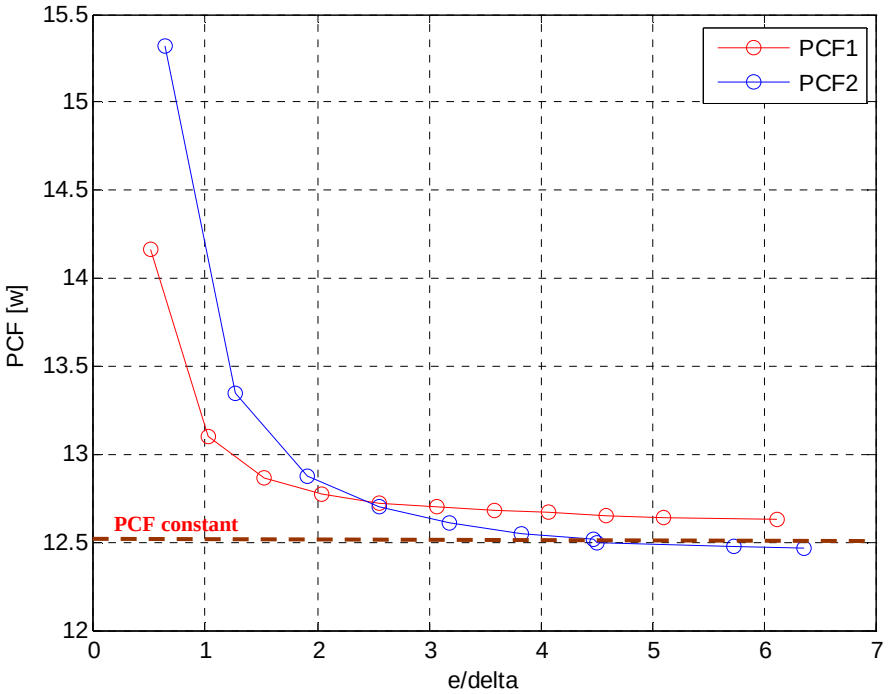


Figure 3.F Effet de la taille de maillage sur les pertes par courants de Foucault dans un aimant à la fréquence harmonique f=8000 Hz. **PCF1** en fonction de **δ/e_x** et **PCF2** en fonction de **δ/e_z**

Nous en tirons une conclusion que l'effet de peau est bien évalué si au moins deux éléments de maillage sont pris en compte le long de la profondeur de pénétration δ.

F2. Maillage à dimension variable

Dans le cas des champs non homogène, par exemple avec la prise en compte de l'effet de peau, nous pouvons gagner le temps de calcul en raffinant le maillage dans les endroits de non homogénéité (Fig. 4). Avec un choix judicieux on arrive à l'économie de calcul escomptée sans pertes sur la précision de calcul (Fig. 5)

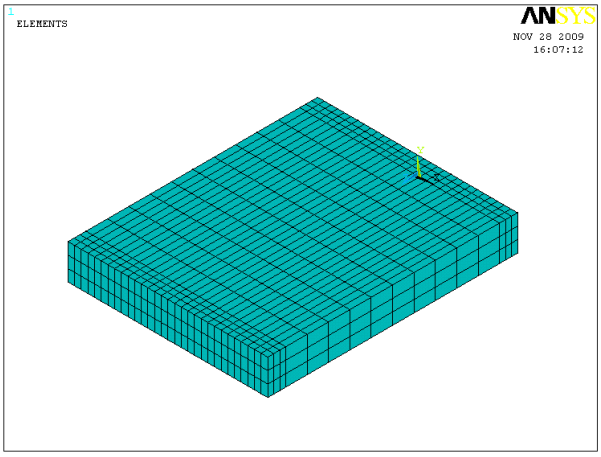


Figure.4.F Le maillage non homogène pour les champs non homogènes

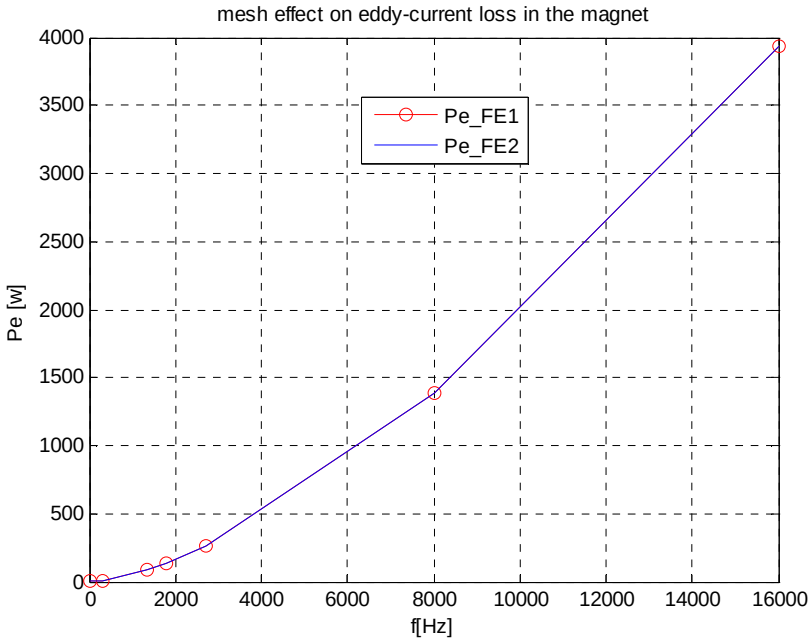


Figure 5.F Les pertes calculées avec le maillage homogène (Pe_FE1) et non homogène (Pe_FE2)

REFERENCES

[ALN98] F. Alnaemi, A.J. Moses, J. Magn. Magn. Mater. 254–255 (2003) 250.1998.

[ALN06] F. Alnaemi, A.J. Moses, J. Magn. Magn. Mater. 794–797 (2006) 304.2006

[APP00] Polycopie cours ‘’application des aimants permanents’’, Lausanne 2007

[ATT00] K. Altallah et al, “Rotor loss in Permanent-magnet brushless AC machines”, IEEE Trans. On Industry Applications, vo. 36, no. 6, Nov. 2000, pp. 1612-1618.

[BE10] A. Bettayeb, R. Kaczmarek and J-C. Vannier, ’’ Analytical Estimation of Rotor Loss Due to Stator Slotting of Synchronous PM Machines, Waset, 26-28 June 2010.

[BEN08] A.BENABOU, S. GEORGES, S.CLENET, Permanent magnet modeling for dynamic applications”, Journal of magnetism and magnetic material, Vol.320, N°6, p830-835, 2008

[BER85] 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.

[BER91] G. Bertotti, A. Boglietti, M. Chiampi, D. Chiarabaglio, F. Fiorillo and M. Lazzari, ’An improved estimation of iron losses in rotating electrical machines », IEEE Transaction on Magnetics. 27(6) : 5007-5009, November 1991.

[BER88] G. Bertotti, « General properties of power losses in soft ferromagnetic materials », IEEE Trans. Mag., Vol. 24, 1, pp. 621-630, 1988.

[BER98] G. Bertotti, « Hysteresis in magnetism- For physicists, materials scientists, and engineers », Academic Press, London, 1998

[BOT96] O. Bottauscio, M. Chiampi, M. Repetto, ’’Finite element analysis of iron loss behaviour. Effect of frequency and laminated thickness’’, Proc. Of Third Int. Workshop on EMF, Liege (Belgium), 1996, pp.417-422

[BRIS00] P. Brissonneau, Aimants permanents principe et circuit magnétique, technique de l’ingénieur D2090.

[BIA04] N. Bianchi, S. Bolognani, and F. Luise, “Potentials and Limits of High-Speed PM Motors,” *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 40, no. 6, pp. 1570–1578, Nov./Dec. 2004

[BIA07] N. Bianchi, S. Bolognani, and E. Fornasiero, ‘’ A general approach to determine the rotor losses in three phase fractional-slot PM machines,’’2-5 may 2007, Antalya, pp, 634-641.

[CH74] M.V. K. Chari, “finite element solution of Eddy -current Problem in Magnetic Structures”, IEEE Trans.Vol.92n°5, 1974.

[JAS07] Jason D. Ede et al, “Effect of Axial segmentation of permanent magnets on rotor loss in modular permanent-magnet brushless machines”, IEEE Trans. on Industry Applications, Vo. 43, no.5, Sep. 2007, pp. 1207-1213

[JOH00] B. John R. Brauer et al, “Laminated steel eddy-current loss versus frequency computed using finite elements”, IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 36, no.4, August 2000, pp1132-1137

[JFG00**]** J. f.Gieras, R J.Wang, M J. Kamper. Axial flux permanent magnet, Kluwer Academic Publisher New York, Chap III: materials and fabrication

[HIR00] M. Herranz Gracia, E. Lange, K. Hameyer, “Numerical calculation of iron losses in electrical machines with a modified post-processing formula’’, Electrical machines and drives,

[HIR04] Hiroaki Toda et al, “Rotor eddy-current loss in permanent magnet brushless machines”, IEEE Trans. on Magnetics, vo. 40, no. 4, July 2004, pp.2104-2106.

[HIR04] Hiroaki Toda et al, “Rotor eddy-current loss in permanent magnet brushless machines”, *IEEE Trans. on Magnetics*, vol. 40, no. 4, July 2004, pp.2104-2106

[HOF00] H. Hofmann, S. R. Sanders, ‘’High-Speed Synchronous Reluctance Machine with Minimized Rotor Losses’’, *IEEE Trans. on Industry Applications*, vo. 36, no. 2, April. 2000, pp. 531-539.

[GlA77] R.Gladron, Matériau magnétique usinable pour aimants permanents, à base de composés intermétalliques entre le Cobalt et les éléments des terres rares. Thèse école fédérale de Lausanne, 1977

[GIE08] J. F. Gieras and all, ‘Calculation of eddy current losses in conductive sleeves of synchronous machines’. Proceedings of the 2008 international conference on electrical machines, paper ID 1305

[GAU06] T. Gautreau, Estimation des pertes fer dans les machines électriques, Modèle Loss surface et application aux machines synchrone à aimants. Thèse INP Grenoble, 2006.

[GAUT05] T. Gautreau, ’Estimation des pertes fer dans les machines électrique. Modèle d’hystérésis loss surface et application aux machines synchrones à aimants, thèse de doctorat INPG2005.

[GRE89] G. Grellet, ” Pertes dans les machines tournantes,” Technique de l’ingénieur, traiter d’électricité, vol. D3450, Dec. 1989.

[GIE08] J. F. Gieras, A. C. Koening and L. D. Vanek, "Calculation of Eddy Current Losses in Conductive Sleeves of synchronous Machines", *Proceedings of the 2008 ICEM*, Paper ID1305.

[KAC07] R. Kaczmarek, W-Y Huang, and J-C Vannier, "Magnetic Losses Evaluation in PMSM Drive with Non Sinusoidal Supply by Finite Elements Analysis and Superposition Principle", *SDEMPED 2007, Cracovie.*

[KAT09] Y. Katsumi, A. Atsushi, "Loss Investigation of Interior Permanent- Magnet Motors Considering Carrier Harmonics and Magnet Eddy Currents," *IEEE Transactions on Industry Application*, vol. 45, n° 4, April 2009, p.659-665.

[LAT06] R. Lateb, Modélisation des machines asynchrones et synchrone à aimants avec prise en compte des harmoniques d'espaces et de temps. Thèse INP Lorraine, 2006

[LAR89] Les aimants permanents, technique et documentation Lavoisier, 1989

[LIP00] T A. Lipo, "Introduction to AC machine design," Wisconsin power electronics research center, book chapter 5, pp. 287,297,

[LIV00] Pertes par la denture. Chap 5, ''Calculation of induction machine losses''

[LU08] L. Alberti, E. Fornasiero, N. Bianchi and S. Bolognani,'' Impact of rotor losses in a 12-slot 10-pole Axial flux PM Machine'', IEEE, 2008.

[LAT06] R. Lateb, ''Modélisation des machines asynchrones et synchrone à aimants avec prise en compte des harmoniques d'espaces et de temps''. Thèse INP Lorraine, 2006

[LEA00] Leander W. Matsch, J. Derald Morgan, "Electromagnetic and electromechanical machines", John Wiley & Sons, 3rd edition

[MAG01] Magnétisme I, fondements, EDP sciences collection Grenoble science, 2000

[MAG02] Magnétisme II, Matériaux et applications, EDP sciences collection Grenoble science, 2000

[MIL86] MILLIMONFARED D;PARCHEMIN M;RIALLAND J.F.;BONNEFILLE R. 'Echauffements et pertes rotoriques d'un moteur synchrone autopiloté, Revue de physique 1986, vol. 21, n°10, pp. 585-594

[MIL94] T.J.E. Miller, Design of Brushless Permanent Magnet Motor, Oxford Science Publications, 1994.

[MER93] C. Mercrow, A. G. Jack, J. M. Masterman, "determination of rotor eddy current losses in permanent magnet machines", Sixth International Conference on Electrical Machines and Drives. Publ. No. 376, pp. 299-304, Sep 1993

[NON99] F. W. Nong. 'Electromagnetic Field analysis of Induction Motors by Finite Element Method'. These de polytechnique de Hong Kong, 1999

[PIE00] Pierron , Polycopie de cours Supélec

[POL99] H. Polinder and M. J. Hoeijmakers, "Eddy-current losses in the segmented surface-mounted magnets of a PM machine", *IEE Pro.-Electr. Power Appl*. Vol. 146, No. 3. May 1999

[RIC63] R. Richter, Elektrische Maschinen," Band IV. Die induction maschinen. Birhauser, Basel, 1963.

[RUS58] R.L. Russel and K.H. Norsworthy; ''Eddy currents and wall losses in screened-rotor induction motors, Proceeding IEE (UK), Part A, vol.105A, 1958, April, pp 163-175.

[SH05] M. Shah and S. lee, ''Rapid analytical optimisation of eddy current shield tickness for associated loss minimization in electrical machines,'' in Proc. Of *IEEE* International on Electric Machines and Drives Conference, San Antonio, TX, May 2005, pp. 1304-1310.

[SAL93] S. J. Salon, J.F. Balley. "Finite Element Calculation of Harmonic losses in AC Machine Winding"», IEEE Tans. Magn. Vol 29, 1993, pp 1442-1445.

[TAK94] I. Takahashi, K. Takehisa, S. Guijia, K. Ohyama, IEEE Trans. Ind. Appl. 30 (3) (1994) 683.

[SH05] M. Shah and S. lee, ''Rapid analytical optimisation of eddy current shield tickness for associated loss minimization in electrical machines,'' in Proc. Of *IEEE* International on Electric Machines and Drives Conference, San Antonio, TX, May 2005, pp. 1304-1310

[VAN00] Jean-Claude VANNIER, "Analyse Numérique des machines électriques", Polycopie Supélec, 03257/1999

[WAN05] Y. Wang, ''Analyse et mesure des pertes dans les rotors des machines synchrones'', Thèse de doctorat, Supélec, 2005

[WILL07] S. Williamson and Y. N. Feng, '' Calculation of stator slot harmonics fields'', IEEE, 2006

[WIL94] S. Williamson, "Induction Motor Modeling Using Finite Elements", Proc. of Inter. Conf. on Electrical Machines, (5-8 Sep. 1994, Paris, France, pp. 1-8).

[WY10] W-Y. Huang, A. Bettayeb, R. Kaczmarek and J-C. Vannier, ‘’Optimisation of magnet segmentation for reduction eddy current losses in permanent magnet synchronous machine, IEEE Trans. On energy conversion, Vol 25 issue 2, pp381, 387

[YAM07] eddy current loss in interior permanent motors with concentrated windings

[YAM09] Y.KATSUMI, S, Ohki et all,” Reduction of magnet eddy current loss in interior permanent motors with concentrated windings”, IEEE Trans. on Industry Applications, Vo. 43, no.5, Sep. 2007, pp. 1207-1213.

[ZH04] Z. Q. Zhu, K. Ng, N. Schofield, and D. Howe, « Improved analytical modeling of rotor eddy current loss in brushless DC motors equipped with surface-monted permanent magnets”, Proc. Inst. Elect. Eng-Elect power Apl, vol151,no 6.pp 641-650, 2004.

LISTE DES PUBLICATIONS

ARTICLES DANS DES REVUES INTERNATIONALES AVEC COMITE DE LECTURE

1) W-Y. Huang, A. Bettayeb, R. Kaczmarek and J-C. Vannier, "Optimisation of magnet segmentation for reduction the eddy current losses in synchronous permanent magnet'', *IEEE Trans. on energie conversions*, vo. 27, no. 2, June. 2010, pp. 381-387.

COMMUNICATIONS AVEC ACTES

2) A. Bettayeb, R. Kaczmarek and J-C. Vannier, '' Analytical Estimation of Rotor Loss Due to Stator Slotting of Synchronous PM Machines, ICESSE, Waset, 26-28, June 2010.

3) A. Bettayeb, X. Jannot and J-C. Vannier, '' Analytical calculation of rotor magnet eddy current losses for high speed IPSM, "in *ICEM* 2010 Proc., Rome, Italia, 6-8 Sep 2010,

Résumé

Dans cette thèse nous présentons une étude de pertes de puissance en haute fréquence dans les rotors des machines synchrones à aimants permanent. Dans le cas des champs harmoniques temporels au rotor, nous avons montré par calcul en éléments finis en 3D que la règle de segmentation des aimants présente une anomalie. Par conséquent, nous avons développé une étude de l'efficacité de la segmentation à deux dimensions des aimants permanents, avec l'optimisation de la de segmentation des aimants afin de minimiser les pertes par courants de Foucault. Un simple critère est proposé mettant en évidence l'influence de l'effet de peau dans le calcul des pertes à haute fréquence.

En deuxième lieu nous avons étudié les pertes rotoriques dues à la modification du champ fondamental par la denture statorique, Dans ce but nous avons proposé un modèle analytique représentant cette modification par un champ homogène dans une maquette 2D/3D. Ce modèle met en évidence l'influence des paramètres géométriques de la machine sur les pertes de puissance dans le rotor. Il était validé par calcul en éléments finis dans une couche mince. Le modèle analytique a donné les résultats acceptables en absence de l'effet de peau dans le cas des aimants longs. Par contre il reste à améliorer pour le calcul de pertes par denture dans les tôles du rotor.

Summary

In this thesis we present a study of high frequency rotor power losses in permanent magnet synchronous machines. In case of time harmonic fields we have shown by an analysis and confirmed by 3D finite element calculation an anomaly of the segmentation rule of the magnet. Consequently, we have proposed algorithms of optimization of the magnet segmentation aiming the minimization of eddy current losses, with a simple criterion on influence of the skin effect in losses calculation in high frequency.

In the second part of the theses we have analyzed the rotor power losses dues to the stator slot harmonics. In case of homogeneous field we have proposed an analytical formulation taking into account machine's geometrical parameters. We have then tested this model with aid of the finite element calculation. The analytical model gives acceptable results in absence of the skin effect in long magnets, but its application in laminated steels hasn't proved successful.