HAL
open science

Etude et Mise au Point d'une Nouvelle Famille d'Alterno-Démarreurs pour Véhicules Hybrides et Electriques

Li Li

To cite this version:

Li Li. Etude et Mise au Point d'une Nouvelle Famille d'Alterno-Démarreurs pour Véhicules Hybrides et Electriques. Energie électrique. Université de Grenoble, 2011. Français. NNT : . tel-00639305v1

HAL Id: tel-00639305

https://theses.hal.science/tel-00639305v1

Submitted on 8 Nov 2011 (v1), last revised 2 May 2012 (v2)

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.

UNIVERSITÉ DE GRENOBLE

THÈSE

Pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE GRENOBLE

Spécialité : **Génie Electrique**

Arrêté ministériel : 7 août 2006

Présentée par

Li LI

Thèse dirigée par **Albert FOGGIA**
et codirigée par **Afef KEDOUS-LEBOUC**

préparée au sein du **Laboratoire de Génie Electrique de Grenoble (G2elab)**
dans **l'Ecole Doctorale d'Electrotechnique Electronique Automatique et Traitement du Signal**

Etude et Mise au Point d'une Nouvelle Famille d'Alterno-Démarreurs pour Véhicules Hybrides et Electriques

Thèse soutenue publiquement le **19 mai 2011**,
devant le jury composé de :

Mme, Betty LEMAIRE-SEMAIL
Professeur à l'Ecole Polytechnique Universitaire de Lille, Présidente
Mme, Marie-Cécile PERA
Professeur à l'Université de Franche-Comté Belfort, Rapporteur
M., Georges BARAKAT
Professeur à l'Université du Havre, Rapporteur
M., Jean-Claude MIPO
Senior Expert à VALEO Engine and Electrical Systems, Examinateur
M., Albert FOGGIA
Professeur Emérite à l'Institut National Polytechnique de Grenoble, Directeur de thèse
Mme, Afef KEDOUS-LEBOUC
Directrice de Recherche CNRS, Institut National Polytechnique de Grenoble, Co-Directrice de thèse

Table des matières

Remerciements xiii

Nomenclature xv

Introduction générale 1

I État de l'art 3

I.1 Introduction . . . 4

I.2 Technologie des véhicules hybrides et électriques . . . 4

I.2.a Hybridation série . . . 4

I.2.b Hybridation parallèle . . . 5

Micro hybride parallèle . . . 5

Mild hybride parallèle . . . 6

I.2.c Hybridation à dérivation de puissance . . . 6

I.3 Technologie des machines électriques . . . 7

I.3.a Machine synchrone à aimants permanents (MSAP) . . . 7

I.3.a-i MSAP structure 1 : MAPI (machine à aimants permanents internes)-ADI . . . 8

I.3.a-ii MSAP structure 2 : MAPI à concentration de flux . . . 9

I.3.b Machine synchrone à double excitation (MSDE) . . . 10

I.3.b-i MSDE structure 1 : NES (New Electrical Structure) . . . 11

I.3.b-ii MSDE structure 2 . . . 12

I.3.b-iii MSDE structure 3 : Machine à griffes (MAG) . . . 13

I.3.c Machine à flux axial (MFA) . . . 15

I.3.c-i Machine discoïde à double entrefer, à bobinage sur dents et aimants enterrés . . . 15

I.3.c-ii Machine à flux axial à double excitation (MFADE) . . . 16

I.3.d Machine à réluctance variable à double saillance (MRVDS) . . . 17

I.3.e Machine à commutation de flux (FSPM) . . . 18

I.4 Matériaux magnétiques dans les machines électriques . . . 18

I.4.a Matériaux doux . . . 19

I.4.a-i Tôles magnétiques en FeSi . . . 19

I.4.a-ii Effet du processus de fabrication . . . 20

I.4.a-iii Matériaux composites ou en poudre . . . 21

I.4.b Aimants permanents . . . 22

I.4.c Modélisation des matériaux doux . . . 23

I.4.c-i Modèle de Preisach . . . 24

I.4.c-ii Modèle de Stoner-Wolhfarth . . . 24
I.4.c-iii Modèle de Jiles-Atherton . . . 25
I.4.c-iv Courants de Foucault dans les matériaux massifs . . . 26
I.5 Conclusion . . . 27

II Machine à double excitation 29
II.1 Introduction . . . 30
II.2 Présentation de la machine à double excitation . . . 30
II.3 Modélisation . . . 32
II.3.a Modèle magnétique . . . 33
II.3.a-i Modèle par réseaux de réluctances . . . 33
II.3.a-ii Modèle par cartographies de flux . . . 38
II.3.b Choix du modèle de pertes fer . . . 42
II.3.b-i Modèle de Bertotti . . . 42
II.3.b-ii Modèle Loss Surface (LS) . . . 43
II.3.b-iii Comparaison et bilan des modèles de pertes fer . . . 44
II.3.c Modèle électrique . . . 45
II.3.d Pertes et rendement . . . 46
II.4 Optimisation . . . 47
II.4.a Présentation du logiciel . . . 48
II.4.b Optimisation du rendement à la vitesse de base . . . 48
II.4.c Optimisation en plusieurs points de fonctionnement . . . 50
II.4.d Détermination d'un compromis - courbe de Pareto . . . 53
II.4.d-i Détermination de l'espace d'optimisation . . . 53
II.4.d-ii Courbe de Pareto . . . 54
II.5 Conclusion . . . 54

III Vers une amélioration des performances de la MSDE 57
III.1 Introduction . . . 58
III.2 Choix de la polarité . . . 58
III.3 Machine à 10 pôles et machine à 12 pôles . . . 58
III.4 Différentes techniques de bobinage . . . 60
III.4.a Bobinage à pas fractionnaire . . . 60
III.4.b Bobinage à pas raccourci . . . 61
III.4.c Bobinage concentré . . . 61
III.4.d Application à la MSDE . . . 62
III.4.d-i Machine 12 pôles, 54 encoches . . . 62
III.4.d-ii Machine à bobinage concentré . . . 63
III.5 Compensation de la réaction d'induit . . . 65
III.5.a Aimants de compensation . . . 65
III.5.b Entrefer progressif . . . 68
III.6 Conclusion . . . 69

IV Prototypes et essais 71
IV.1 Introduction . . . 72
IV.2 Présentation des prototypes . . . 72

IV.2.a Cahier des charges . . . 72
IV.2.b Caractéristiques principales de la MSDE optimisée . . . 73
IV.2.b-i Tableau récapitulatif . . . 74
IV.2.b-ii Cartographies du couple, des courants et des pertes . . . 75
Observations sur les résultats . . . 75
IV.3 Validation expérimentale . . . 79
IV.3.a Essais mécaniques . . . 80
IV.3.b Essais thermiques . . . 81
IV.3.b-i Capacité d'évacuation des pertes au rotor . . . 81
IV.3.b-ii Dissipation des ventilateurs . . . 83
Pré-détermination de l'enveloppe de dissipation . . . 83
IV.3.c Essais fonctionnels . . . 85
IV.3.c-i Fonctionnement à vide . . . 85
IV.3.c-ii Fonctionnement en court-circuit . . . 86
IV.3.c-iii Identification des paramètres de la MSDE . . . 88
IV.3.c-iv Fonctionnement en mode moteur . . . 89
Présentation du banc d'essais . . . 90
Fonctionnement aux basses vitesses . . . 90
Fonctionnement dans la zone de défluxage . . . 92
IV.4 Conclusion . . . 94

V Estimation des pertes fer dans les machines 97
V.1 Introduction . . . 98
V.2 Histoire et rappel du modèle Loss Surface (LS) . . . 98
V.3 Modélisation de l'AFK502 . . . 100
V.3.a Présentation de l'alliage FeCo . . . 100
V.3.b Caractérisation de la tôle AFK502 . . . 101
V.3.b-i Modèle dynamique . . . 101
V.3.b-ii Modèle statique . . . 104
Courbe anhystérétique et enveloppe statique . . . 105
Fonction homothétie . . . 105
V.3.b-iii Validation expérimentale du modèle LS d'AFK . . . 107
V.4 Pertes fer dans la machine à double excitation (MSDE) . . . 108
V.4.a Présentation de la méthode de calcul . . . 108
V.4.b Cartographie de pertes fer en vue de l'optimisation du rendement . . . 111
V.4.c Influence du matériau magnétique sur le comportement de la machine . . . 112
V.4.d Validation du modèle LS par la méthode expérimentale de séparation de pertes . . . 114
V.4.d-i Validation de pertes fer à vide . . . 115
V.4.d-ii Validation de pertes fer en charge . . . 115
V.5 Domaine d'application du modèle LS . . . 117
V.6 Conclusion . . . 118

Conclusion générale 121

Annexes 1

A Protocoles d'essais 1
A.1 Essais mécaniques . . . 1
A.2 Essais thermiques . . . 1
A.2.a Capacité d'évacuation des pertes au rotor . . . 1
A.2.b Capacité de dissipation des ventilateurs . . . 1
A.3 Essais fonctionnels . . . 2
A.3.a Essais à vide . . . 2
A.3.b Essais en charge . . . 2
A.3.b-i Couplage en étoile . . . 2
A.3.b-ii Couplage en triangle . . . 2
A.4 Essais de séparation des pertes . . . 2

B Résultats d'essais 5
B.1 Pertes mécaniques . . . 5
B.2 Essais fonctionnels . . . 7
B.2.a Fonctionnement aux basses vitesses . . . 7
B.2.b Fonctionnement dans la zone de défluxage . . . 10

C Pertes fer dans une machine à griffes 11
C.1 Contexte du travail . . . 11
C.2 Méthode expérimentale de la séparation de pertes . . . 12
C.3 Pertes fer au stator . . . 12
C.4 Pertes fer au rotor . . . 15
C.4.-i Mouvement du stator . . . 16
C.4.-ii Aller plus loin en fréquence . . . 18
C.5 Conclusion . . . 19

Bibliographie 25

Table des figures

1 Emplacement d'un alterno-démarreur 1

I.1 Mode d'hybridation [9] 5
I.2 Stop & Start [9] 6
I.3 Panorama des hybrides versus taux d'hybridation [9] 7
I.4 MAPI (machine à aimants permanents internes) - ADI (alterno-démarreur intégré) [20] 9
I.5 MAPI - ADI prototype [20] 9
I.6 Machine à concentration de flux et stator bobiné sur dents - Brevet Leroy Somer 10
I.7 Structure du rotor - Brevet Leroy Somer 10
I.8 Prototype NES (new electrical structure) [63] 11
I.9 Fonctionnement de la NES 11
I.10 Application de la machine NES 12
I.11 Machine à double excitation unipolaire-SATIE 13
I.12 Machine à double excitation bipolaire 13
I.13 Machine à double excitation 3 : MAG (machine à griffes) 14
I.14 Progrès dans la technologie du bobinage 14
I.15 Rendement d'un alternateur à griffes - source Valeo 15
I.16 Machine discoïde à double entrefer [14] 16
I.17 Machine à flux axial à double excitation [6] 16
I.18 Différents modes de fonctionnement de la MFADE : sans courant d'excitation, courant positif, courant négatif (de gauche à droite) [5] 17
I.19 Prototype MRVDS réalisé au laboratoire SATIE 17
I.20 Machine à commutation de flux [21] 18
I.21 Principales familles [38] 19
I.22 Gamme moyennes et faibles pertes des nuances d'aciers d'Arcelor [40] 20
I.23 Structure de grille [33] 20
I.24 Effet du poinçonnage sur la nuance M330-35A [33] 21
I.25 SMC (soft magnetic composite) 22
I.26 Cycle d'aimant permanent 22
I.27 Performances de différents types d'aimants [43] 23
I.28 Principe du modèle Preisach 24
I.29 Principe du modèle S-W [7] 25

II.1 Machine à double excitation 30
II.2 Capacité de défluxage 31

II.3 Emplacement de différents modèles 32
II.4 Représentation des réseaux de réluctances 33
II.5 Génération du modèle de dimensionnement 34
II.6 Modélisation d'un sous-composant saturable [31] 35
II.7 Réseaux de réluctances dans les axes d et q pour la MSDE 36
II.8 Validation par la méthode des éléments finis Flux 37
II.9 Validation du modèle de réseaux de réluctances par la méthode des éléments finis (F.e.m. à vide en fonction du courant I_f, L_d et L_q en fonction du courant I_s) 37
II.10 Evolution du couple 38
II.11 Modèle par cartographies de flux [20] 39
II.12 Cartographies de flux dans deux axes pour $I_f = 8.9$ A 39
II.13 Cartographies de flux dans deux axes en fonction de (i_d, i_q) pour différents courants d'excitation 40
II.14 Couple électromagnétique en fonction du courant statorique et de l'angle d'autopilotage pour deux valeurs du courant d'excitation 41
II.15 Décomposition des pertes totales par cycle 43
II.16 Surface $H_{0,dyn}(B, dB/dt)$ mesurée à 1.75 Tesla, nuance M330-35A [33] . . . 44
II.17 Pertes fer statoriques en fonction des courants (i_d, i_q) avec $i_f = 6.4$ A et @ 8000 tr/min 45
II.18 Schéma électrique équivalent de l'axe d et de l'axe q 46
II.19 Bilan de puissance 46
II.20 Plateforme du logiciel CADES 48
II.21 Géométrie initiale de la MSDE 49
II.22 Géométrie optimale de la MSDE 49
II.23 Evolution des paramètres au cours de l'optimisation 49
II.24 Duplication du modèle pour différents points de fonctionnement 50
II.25 Optimisation en trois points de fonctionnement 51
II.26 Evolution des paramètres au cours de l'optimisation : couple, courant, angle d'autopilotage (de haut en bas), point de fonctionnement 1-3 (de gauche à droite) 51
II.27 Evolution des paramètres au cours de l'optimisation (le point le plus sollicité) 52
II.28 Défluxage dans les trois zones identifiées 52
II.29 Détermination de l'espace - minimisation de la masse 53
II.30 Détermination de l'espace - maximisation du rendement 54
II.31 Courbe de Pareto : rendement vs. masse 54

III.1 Deux géométries de MSDE 59
III.2 Comparaison du couple de démarrage et des pertes Joule stator 59
III.3 Bobinage à pas fractionnaire 62
III.4 Induction dans l'entrefer et FFT 63
III.5 Induction dans l'entrefer pour différents bobinages 64
III.6 Réaction d'induit 65
III.7 Effet de la réaction d'induit 66
III.8 Aimants de compensation 66

III.9 Fonctionnement avec une densité du courant d'excitation de 8.7 A/mm^2 et 40 A/mm^2 au stator à 900 tr/min . . . 66
III.10 Fonctionnement avec une densité du courant d'excitation de 8.7 A/mm^2 à 900 tr/min . . . 67
III.11 Entrefer variable . . . 68
III.12 Induction dans l'entrefer et FFT . . . 69
III.13 Couple électromagnétique . . . 69

IV.1 Plage de couple-vitesse demandée . . . 72
IV.2 Inductances d'axes d et q . . . 73
IV.3 Effet de saillance . . . 76
IV.4 Cartographies des courants et du rendement en couple-vitesse . . . 77
IV.5 Cartographies de pertes en couple-vitesse . . . 78
IV.6 Stator et rotor complet . . . 79
IV.7 Machine assemblée . . . 79
IV.8 Montage de la MSDE sur le banc à entraînement direct . . . 80
IV.9 Pertes mécaniques mesurées et la courbe d'interpolation . . . 81
IV.10 Température moyenne dans les têtes de bobines rotoriques en fonction du courant d'excitation, à une température ambiante de 25°C . . . 82
IV.11 Emplacement des thermocouples . . . 83
IV.12 Montage d'essais de dissipation des ventilateurs . . . 84
IV.13 Evaluation de température à mi-puissance aux différentes vitesses pour une température d'enceinte de 100°C . . . 84
IV.14 Câblage d'essai à vide . . . 85
IV.15 Comparaison de F.e.m. phase-neutre (amplitude) à vide à 1000 tr/min . . . 85
IV.16 FFT de la F.e.m. à vide à 1000 tr/min pour $I_f = 10$ A . . . 86
IV.17 Câblage d'essai en court-circuit . . . 87
IV.18 Courant de court-circuit (amplitude) à 2000 tr/min . . . 87
IV.19 Forme d'onde du courant court-circuit à 2000 tr/min pour 20 A courant d'excitation . . . 87
IV.20 Détermination des paramètres de la MSDE @ 2.5 A courant d'excitation . . . 88
IV.21 Mode de défluxage principal . . . 90
IV.22 Principe des essais fonctionnels . . . 90
IV.23 Banc d'essais . . . 91
IV.24 Comparaison entre les calculs et les mesures du couple et de la tension pour un courant d'excitation de 5 A @ 1000 tr/min . . . 91
IV.25 Comparaison entre les calculs et les mesures pour l'évolution de l'angle d'autopilotage optimal (l'angle donnant le meilleur rapport C/I_s) à 1000 tr/min 92
IV.26 Comparaison entre les calculs et les mesures pour le fonctionnement à 6000 tr/min et $I_f = 5$ A . . . 93
IV.27 Comparaison entre les calculs et les mesures pour le fonctionnement à 6000 tr/min et $I_f = 10$ A . . . 93

V.1 Surface $H_0(B, dB/dt)$ mesurée à 1.75 Tesla, M330-35A . . . 98
V.2 Séparation de la surface dynamique et le cycle d'hystérésis quasi-statique . . . 99

V.3 Banc de mesure - cadre Epstein 101
V.4 Cycles d'hystérésis mesurés de l'AFK502, 10 Hz - 1.6 kHz 102
V.5 Surface $H_{0,dyn}(B, dB/dt)$, FeCo, $B_{crête}$ = 2 T 102
V.6 Extension de mesures 103
V.7 Sinus 2.2 Tesla, 800 Hz 103
V.8 B(t) et cycle d'hystérésis associé : Sinus 2.2 Tesla, 800 Hz + 13% harmonique 7, déphasé de 60° par rapport au fondamental 104
V.9 Cycles d'hystérésis statiques mesurés 104
V.10 Illustration du modèle statique 105
V.11 Fonction d'homothétie 106
V.12 Cycle à 1.9 Tesla, 10 Hz et retour à 50% de B_{max} 106
V.13 Courbes de retour (mesurée et estimée) 107
V.14 Comparaison entre les cycles d'hystérésis mesurés sur les échantillons d'AFK502 et les cycles reconstruits 108
V.15 Formes d'onde déduites à partir de l'induction dans l'entrefer 109
V.16 Cycles d'hystérésis reconstruits pour l'induction moyenne dans les dents statoriques 110
V.17 Pertes fer statoriques en fonction de (I_d, I_q) pour I_f = 6.4 A @ 8000 tr/min 111
V.18 Présentation de la méthode de cartographies de pertes fer 112
V.19 Comparaison de pertes Joule 113
V.20 Comparaison de pertes fer 113
V.21 Comparaison de rendement 114
V.22 MSDE : comportement équivalent de plusieurs machines à aimants permanents 116
V.23 Différentes pertes dans la machine pour I_f = 10 A (pertes Joule rotoriques 90 W) 117
V.24 Application du modèle LS dans un calcul éléments finis 118
V.25 Cycles d'hystérésis reconstruits en présence d'une composante continue . . . 118

B.1 Scénario de mesure à 25^oC température ambiante 5
B.2 Scénario de mesure à 100^oC température ambiante 5
B.3 Couple mesuré à 25^oC température ambiante 6
B.4 Couple mesuré à 100^oC température ambiante 6
B.5 Comparaison entre les calculs et les mesures du couple et de la tension à 2.5 A d'excitation et à 1000 tr/min 7
B.6 Comparaison entre les calculs et les mesures du couple et de la tension à 7.5 A d'excitation et à 1000 tr/min 8
B.7 Comparaison entre les calculs et les mesures du couple et de la tension à 15 A d'excitation et à 1000 tr/min 9
B.8 Extraits des données enregistrées du banc d'essais (608) pour 10 A d'excitation 10

C.1 Illustration d'une machine à griffes 11
C.2 Bilan énergétique d'un alternateur à griffes 12
C.3 Composante axiale due à la variation de réluctance du rotor 13
C.4 Comparaison entre un stator massif, non conducteur et un stator feuilleté . 14
C.5 Dégradé de l'induction pour le stator feuilleté et massif, non conducteur . . 14

C.6 Induction radiale à la surface des griffes (1/2 période électrique) 16
C.7 Courants de Foucault dans les griffes @ 3000 tr/min 17
C.8 Impédance surfacique construite pour le rotor à griffes 18

Remerciements

Je remercie M. Albert Foggia, Directeur de thèse, pour son encadrement scientifique, ses conseils, sa grande disponibilité, ses encouragements et sa patience.

J'adresse également mes sincères remerciements à Mme Afef Kedous-Lebouc, Co-directrice de thèse, pour ses conseils, sa gentillesse et son accompagnement pendant ces trois dernières années. Les voyages de conférence effectués ensemble resteront de très bons souvenirs.

J'exprime ma sincère reconnaissance à Mme Betty Semail, Professeur à l'Ecole Polytechnique Universitaire de Lille, pour m'avoir fait l'honneur d'accepter de présider le jury de thèse. Je remercie M. Georges Barakat, Professeur à l'Université du Havre, et Mme Marie-Cécile Pera, Professeur à l'Université de Franche-Comté, pour l'intérêt qu'ils ont porté à ces travaux en acceptant d'en être les rapporteurs et pour leurs commentaires et conseils pour futures améliorations.

Je remercie également M. Jean-Claude Mipo, Responsable d'équipe Machine à Valeo Créteil, qui m'a faite confiance en me choisissant pour ce sujet très intéressant et m'avoir soutenue tout au long de ces travaux. Merci pour ses conseils aussi bien sur le plan relationnel que sur le plan technique.

Je remercie M. Luc Kobylanski, Chef de projet M2EI (Machine Electrique et Electronique Intégré), et M. Mohamed Mghaieth, Chef de projet MHYGALE (Mild Hybride Généralisable). Ils m'ont beaucoup appris et ont rendu possible la réalisation des prototypes et des expérimentations.

Je tiens à remercier M. Jean-Claude Matt, Directeur P2 R&D, et M. Paul Armiroli, Directeur de projets e-Machines, pour la confiance qu'ils m'ont accordée et pour leur soutien pendant la thèse.

J'exprime toute ma gratitude à M. Philippe Chiozzi, Chef de service CAO, pour m'avoir accueillie dans son service. Merci à M. Mamy Rakotovao, Senior expert et Mme Lilya Bouarroudj, Ingénieur simulation, pour tous les échanges techniques enrichissants.

Je remercie également M. Thierry Waeckerlé, Expert métallurgie et matériaux magnétiques à ArcelorMittal Imphy, pour ses conseils techniques et son aide quant à la réalisation d'un recuit.

Je souhaite aussi exprimer ma reconnaissance à M. Fédéric Wurtz pour m'avoir fait partager ses expériences précieuses et sa passion pour l'optimisation.

Que tous les collègues et amis que j'ai pu côtoyer durant ces trois années, reçoivent ici le témoignage de mon amitié. Merci à Yolande, Antony, Aurélien, Jérémie, Philippe, Jérôme, Baldwin, Abdeljalil, Razmik, Yasmine, Bill, Petre, Julien, Didier et la liste est bien trop

longue...

Je remercie tout particulièrement les personnes qui m'ont apporté leur aide pour les diverses tâches administratives : Mme Rosita ATIENZA et Mme Elise RIADO.

Enfin, je voudrais rendre un hommage aux membres de ma famille auxquels je dédie ce mémoire. Merci à Coco de m'avoir soutenue tout au long de cette thèse.

Nomenclature

Symbole	Nom	Unité
cf	coefficient de foisonnement	
d	épaisseur de la tôle	mm
m_v	masse volumique	kg·m^{-3}
h_{ds}	hauteur de dents statoriques	mm
i_d, I_d	courant dans l'axe d	A
i_q, I_q	courant dans l'axe q	A
i_f	courant d'excitation	A
k_{brh}	coefficient de raccourcissement	
k_c	coefficient de Carter	
l_{zs}	longueur de paquet du stator	mm
l_{tetb}	longueur de têtes de bobines	mm
l_g	largeur d'entrefer	mm
l_{gc}	largeur d'entrefer corrigée	mm
$l_{cus\ pol}$	longueur du cuivre par pôle	mm
r_{si}	rayon intérieur du stator	mm
r_{se}	rayon extérieur du stator	mm
r_{fdenc}	rayon du fond d'encoche	mm
t_d	pas dentaire	rad
t_e	ouverture d'encoche	mm
v_d, V_d	composante directe de la tension	V
v_q, V_q	composante en quadrature de la tension	V
w_e	pulsation électrique	rad/s
B_r	induction magnétique rémanente	Tesla
B_{ent}	induction dans l'entrefer	Tesla
$B_{crête}$	valeur crête de l'induction	Tesla
$(BH)_{max}$	produit d'énergie volumique maximale	kJ/m^3
dB/dt	dérivée de l'induction dans le temps	
C_{em}	couple électromagnétique	N/m
H_{cJ}	champ coercitif de la polarisation	A/m
H_{cB}	champ coercitif de l'induction	A/m
H_{stat}	contribution statique du champ magnétique	A/m
H_{dyn}	contribution dynamique du champ magnétique	A/m
I_{cc}	courant de court-circuit	A

Symbole	Nom	Unité
J	densité de courant	A/mm^2
L_d	inductance dans l'axe d	mH
L_q	inductance dans l'axe q	mH
N_{z1}	nombre d'encoches	
$Nb_{enc\ pol\ ph}$	nombre d'encoches par pôle par phase	
$Nb_{sp\ pol\ ph}$	nombre de spires par pôle par phase	
$Nb_{//}$	nombre de circuits en parallèle	
P_e	nombre de Peclet	
P_{abs}	puissance absorbée	W
P_{fer}	pertes fer	W
P_{meca}	pertes mécaniques	W
P_{js}	pertes Joule statoriques	W
P_{ex}	pertes d'excitation	W
PPCM	plus petit commun multiple	
PGCD	plus grand commun diviseur	
R_s	résistance statorique par phase	Ω
R_r	résistance rotorique	Ω
S_{fil}	section du fil	mm^2
T_{cu}	température du cuivre	^{o}C
η	rendement	
δ	pas de bobinage	
ℓ_{enc}	inductance de fuites d'encoche	mH
ℓ_{zz}	inductance de fuites zig-zag	mH
ℓ_{tb}	inductance de fuites des têtes de bobines	mH
μ_r	perméabilité relative	
ρ	résistivité électrique	$\Omega \cdot cm$
ρ_{cu}	résistivité du cuivre à 20°C	$\Omega \cdot cm$
σ	conductivité électrique	$(\Omega \cdot m)^{-1}$
φ	angle d'autopilotage	^{o}
Ω	vitesse de rotation	rad/s
Ψ_{ap}	flux des aimants permanents	Wb
Ψ_{hyb}	flux produit par les aimants et les bobines	Wb
Ψ_d, ψ_d	flux d'axe direct	Wb
Ψ_q, ψ_q	flux d'axe en quadrature	Wb
StARS	Starter Alternator Reversible System	

Introduction générale

Les transports représentent environ un quart des émissions de gaz à effet de serre en France, qui contribuent au changement climatique. Les constructeurs automobile sont confrontés à des normes de plus en plus strictes : 120 g/km vers 2012, ce qui correspond à une consommation de 4.5 L de diesel et 5 L d'essence par 100 km. De ce fait, de nombreux travaux ont été menés pour trouver des *véhicules propres* dans le monde industriel et aussi universitaire.

L'hybridation de deux sources d'énergie, l'une thermique et l'autre électrique, est considérée comme une solution du futur. L'objectif de cette thèse est de développer une nouvelle famille d'alterno-démarreurs à entrainement par courroie (Fig. 1), qui réalise les fonctions de démarrage, redémarrage, d'alternateur, de freinage récupératif et qui délivre en outre un surcroît d'énergie dans les phases critiques de fonctionnement du moteur thermique (Boost). Pour assister à ce dernier, la machine en question doit fournir une puissance plus importante qu'un simple alternateur équipant un véhicule conventionnel et dans un encombrement limité.

FIGURE 1 – Emplacement d'un alterno-démarreur

La puissance massique/volumique est donc un critère important dans le choix de la machine. L'autre critère est le rendement de la machine en vue de diminuer la consommation du carburant et de satisfaire les nouvelles normes d'émission de CO_2. Pour donner une idée, un gain de 10 points de rendement sur un alternateur classique d'environ 3-4 kW correspond à une diminution du carburant de 0.1 L à 0.4 L/km selon le cycle de roulage. Au fur et à mesure que la puissance de la machine électrique augmente, son impact sur la consommation du véhicule aussi. D'ailleurs, avec un système à entraînement par courroie, il faut que l'inertie de la machine ne dépasse pas 5 g.m^2.

La machine à griffes est, jusqu'à présent, la machine la plus utilisée dans l'automobile grâce à sa fabrication simple et son faible coût. Malgré ses avantages, son faible rendement reste un des soucis principaux des constructeurs et des équipementiers automobile. Ce

rendement ne peut plus satisfaire les nouveaux besoins des constructeurs dans le contexte actuel. L'estimation de pertes fer est très délicate dans une géométrie complexe telle que les griffes massives. Ces pertes, qui sont non négligeables, peuvent produire le sur-échauffement et l'anomalie de la machine.

Afin de s'affranchir de ce problème de pertes fer et d'améliorer le rendement, on a décidé de transformer la machine à griffes en une machine 2D, dont le chemin de flux principal est 2-dimensionnel, avec un rotor feuilleté. Ce dernier permet de réduire efficacement les pertes liées aux courants de Foucault. Cette nouvelle structure à double excitation sera présentée et étudiée dans ce travail. D'ailleurs, on dispose d'un degré de liberté supplémentaire sur le flux total grâce à la présence des bobines dans le rotor. De ce fait, le défluxage de la machine devient beaucoup plus aisé par rapport à une machine à aimants permanents seuls. La configuration à double excitation présente un meilleur rendement, en cas de défluxage, en diminuant ou annulant le courant d'excitation. Grâce à ce degré de liberté en plus, il est aussi possible d'améliorer le rendement de la chaîne de traction en dimensionnant la machine de manière que son meilleur rendement coïncide avec la zone du fonctionnement la plus sollicitée.

Comme ce qui est mentionné auparavant, les pertes fer, un phénomène qu'on maîtrise moins bien dans les machines électriques, ne sont pas évidentes à modéliser. Cependant une estimation correcte des pertes fer est indispensable lors d'une évaluation des performances de la machine et pour le dimensionnement du système de refroidissement. C'est la raison pour laquelle on a décidé de consacrer une partie de cette thèse à la modélisation des pertes fer. Compte tenue de la complexité du problème, le modèle LS (Loss Surface), un modèle d'hystérésis scalaire, fondé sur la caractérisation expérimentale des tôles, nous semble intéressant. Pour la validation, le modèle a été appliqué sur une machine à griffes, un type de machine qu'on peut facilement trouver chez Valeo et puis sur la machine à double excitation, qui a fait l'objet principal de cette thèse.

Une procédure de dimensionnement par réseaux de réluctances sera également présentée dans le chapitre II. La modélisation par réseaux de réluctances n'est pas très utilisée dans l'industrie malgré son avantage en temps de calcul par rapport à la méthode des éléments finis, car la mise en place du modèle est relativement longue. Un outil de modélisation Reluctool, développé au laboratoire G2elab, est adopté pour cette étude. Cet outil permet la mise en place automatique des équations symboliques, à partir des réseaux de réluctances établis via une interface graphique. Le logiciel réalise la dérivée des paramètres de sortie en fonction des paramètres d'entrée, ce qui permet d'effectuer rapidement des études de sensibilité et offre la possibilité d'un couplage avec un algorithme d'optimisation de type déterministe (SQP...). Plusieurs stratégies d'optimisation seront présentées au cours de cette étude.

Cette étude sera conclue par une validation expérimentale des prototypes réalisés. Ces prototypes sont issus d'un dimensionnement selon un cahier des charges destiné aux véhicules hybrides. Ceci permettra de valider notre procédure d'optimisation, de valider le bon fonctionnement d'une structure à double excitation, de valider nos modèles de calcul et de mieux comprendre le principe du fonctionnement de cette nouvelle machine.

Chapitre I

État de l'art

Sommaire

I.1 Introduction 4
I.2 Technologie des véhicules hybrides et électriques 4
I.2.a Hybridation série 4
I.2.b Hybridation parallèle 5
I.2.c Hybridation à dérivation de puissance 6
I.3 Technologie des machines électriques 7
I.3.a Machine synchrone à aimants permanents (MSAP) 7
I.3.b Machine synchrone à double excitation (MSDE) 10
I.3.c Machine à flux axial (MFA) 15
I.3.d Machine à réluctance variable à double saillance (MRVDS) 17
I.3.e Machine à commutation de flux (FSPM) 18
I.4 Matériaux magnétiques dans les machines électriques 18
I.4.a Matériaux doux 19
I.4.b Aimants permanents 22
I.4.c Modélisation des matériaux doux 23
I.5 Conclusion 27

Résumé

De nouvelles normes européennes et la volonté d'arborer une image de sociétés responsables et soucieuses de l'environnement ont encouragé les constructeurs automobile à développer de nouvelles solutions techniques afin de diminuer les émissions de CO_2 des véhicules qu'ils commercialisent. Parmi les solutions proposées, les motorisations hybrides (thermique/électrique) ou électriques pures ont connu ces dernières années un essor considérable. Certains constructeurs ont d'ores et déjà pris de l'avance en étant parmi les premiers à commercialiser ce type de véhicule. De ces motorisations innovantes sont nés de nouveaux besoins en machines électriques et matériaux magnétiques.

I.1 Introduction

Ce chapitre se compose de trois parties. Dans la première, les différentes topologies de véhicules hybrides et électriques seront présentées. La seconde partie présente les différents types de machines électriques nécessaires au bon fonctionnement des véhicules hybrides et électriques. Certaines de ces machines ont fait l'objet de nombreux travaux, d'autres en revanche n'ont été que peu étudiées, mais toutes offrent un grand intérêt pour le développement des véhicules hybrides ou électriques. La dernière partie est consacrée aux nouveaux matériaux, à la modélisation des pertes magnétiques, et aux progrès dans la procédure des calculs numériques.

I.2 Technologie des véhicules hybrides et électriques

Depuis ces dernières années, la consommation électrique du réseau de bord des automobiles n'a cessé de croître. Cette croissance est notamment liée aux développements de l'électronique qui ont permis de nombreuses améliorations du confort et de la sécurité des véhicules. On peut entre autres citer :

- la direction assistée,
- l'ABS,
- la climatisation,

ainsi que des fonctions plus récentes comme :

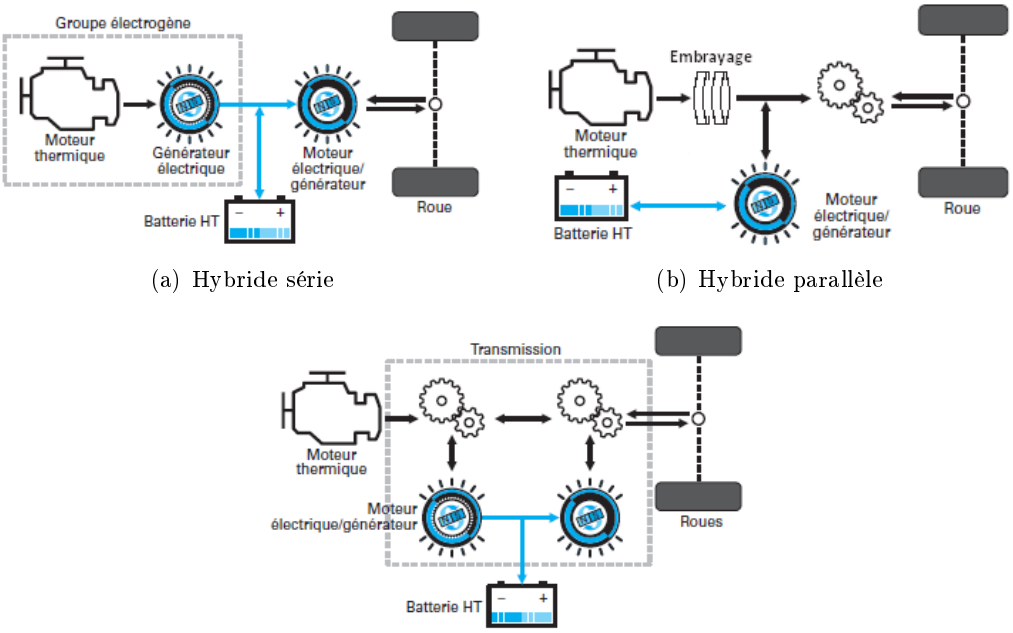
- le GPS,
- les systèmes d'aide à la conduite.

En même temps, les constructeurs sont confrontés à la problématique de la réduction du dioxyde de carbone. L'épuisement progressif des ressources pétrolières, la préoccupation sur le réchauffement climatique et la qualité de l'air nous obligent à trouver une nouvelle voie. Les véhicules hybrides et électriques sont considérés comme solutions d'avenir. De nombreuses études ont été menées sur le développement des véhicules hybrides. Certaines sont restées théoriques, d'autres ont abouti à la commercialisation de véhicules embarquant une technologie hybride.

Les possibilités d'hybridation sont immenses, mais on peut les classer généralement en 3 catégories (Fig. I.1) : l'hybridation série, l'hybridation parallèle et l'hybridation série-parallèle.

I.2.a Hybridation série

Dans cette configuration [9] [53] [56], le moteur thermique entraîne un générateur électrique qui charge une batterie et alimente les convertisseurs des moteurs électriques de traction. Cette configuration présente une bonne gestion de l'énergie. Le moteur thermique peut être dimensionné pour la puissance moyenne utile et la batterie assure un complément d'énergie aux pointes de puissances. Elle permet aussi le roulage électrique pur avec une autonomie qui dépend de l'énergie stockée dans les batteries. L'inconvénient de cette solution est le rendement médiocre de la chaîne de traction à travers un nombre élevé de conversions d'énergie (thermique, mécanique, électrique, chimique). De surcroit, ce système présente un coût relativement élevé.



(a) Hybride série

(b) Hybride parallèle

(c) Hybride à dérivation de puissance

FIGURE I.1 – Mode d'hybridation [9]

I.2.b Hybridation parallèle

La motorisation hybride parallèle permet aux deux moteurs, thermique et électrique, de fonctionner ensemble ou séparément avec un surcoût moindre [53]. Le moteur thermique sert principalement à mouvoir le véhicule, et la récupération d'énergie cinétique en décélération et freinage assure la recharge des batteries. Cette configuration permet de fonctionner en mode ZEV (Zero Emission Vehicle) temporairement. Elle dispose d'une chaîne de rendement plus intéressante grâce à la mise en parallèle des organes. Elle présente une synergie industrielle et il est possible d'utiliser le moteur thermique des véhicules actuels sans grand aménagement.

Micro hybride parallèle La fonction Stop & Start (Fig. I.2) équipant certains véhicules essence du Groupe PSA Peugeot Citroën est assurée par une technologie micro hybride parallèle. Le principe de ce système est de couper le moteur thermique lorsque le véhicule est à vitesse nulle (arrêt à un feu rouge ou dans un embouteillage), et de le relancer dès lors que le conducteur le demande via une sollicitation de la pédale d'accélérateur. Avec ce système, il est possible de réduire en moyenne les émissions de CO_2 de 5 g par km et de 15% en situation urbaine chargée.

Le premier véhicule équipé du Stop & Start a été la Citroën C3, dont le lancement commercial a eu lieu en 2004. Pour réaliser cette fonction (sur véhicule essence), il a été nécessaire à Valeo de développer un alterno-démarreur StARS (Starter Alternator Reversible System). Ce dernier s'agit en effet d'une machine à griffes associée à un onduleur pleine onde. La deuxième génération i-StARS, équipant certains véhicules Diesel Hdi, se distingue par l'intégration de l'électronique de commande sur la machine électrique, ce qui

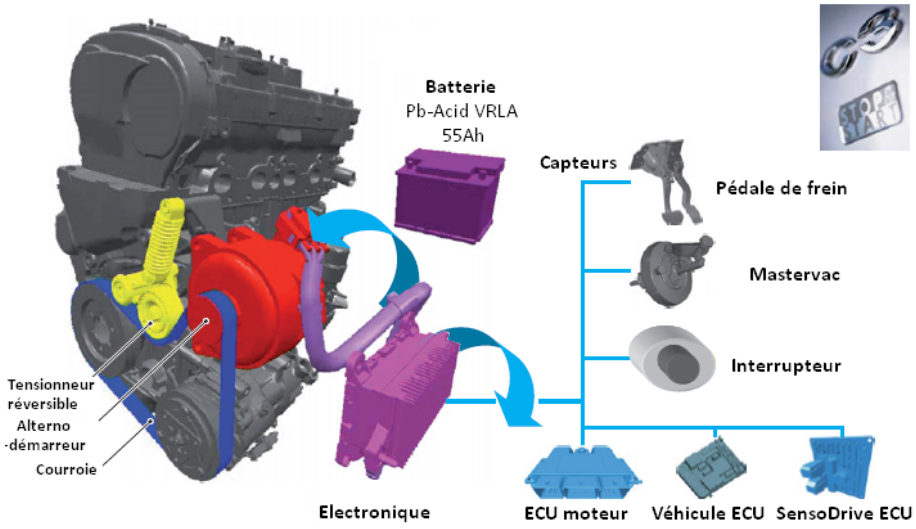


FIGURE I.2 – Stop & Start [9]

réduit l'encombrement et facilite l'installation. La plus grosse nouveauté est que ce bloc Diesel peut se couper dès que le véhicule passe sous 20 km/h.

Mild hybride parallèle Les véhicules mild hybride sont équipés d'un système Stop & Start plus puissant que celui du micro hybride, associé à une batterie plus importante. Le système mild hybride parallèle permet la récupération d'énergie au freinage et la fonction boost à l'accélération. La réduction de CO_2 peut atteindre 15-20% mais avec un coût plus élevé. Parmi les véhicules équipés de ce système, on peut citer la Honda Civic IMA (assistance moteur intégrée) dont la commercialisation a débuté en 2002. Ce véhicule est doté d'un moteur thermique essence de 1 L et d'une machine électrique de 10 kW, qui a pour mission de suppléer le moteur à essence et de donner un surcroît de puissance. A l'arrêt, le moteur à essence est coupé. L'énergie cinétique en décélération et lors du freinage est utilisée pour recharger les batteries du moteur électrique.

I.2.c Hybridation à dérivation de puissance

L'Hybridation à dérivation de puissance ainsi appelée hybride série-parallèle est doté d'au moins deux machines électriques indispensables à son fonctionnement. La puissance délivrée par le moteur thermique suit deux chemins distincts : l'un mécanique, l'autre électrique. L'utilisation des machines électriques limite le rendement de la transmission dans certaines circonstances, spécialement lors des phases nécessitant la puissance maximale du moteur [9]. Cette architecture permet de fonctionner en 100% électrique.

En combinant hybride série et parallèle, Toyota a produit le premier véhicule hybride (Prius I) en 1997 pour le marché Japonnais. Douze ans plus tard, la Prius III est commercialisée en Europe. Elle allie un moteur à essence sous dimensionné (55 kW) et deux moteurs électriques/générateurs à aimants permanents de taille et de puissance différentes. Avec cette architecture, il est possible d'utiliser la propulsion électrique seule à faible puissance où le moteur thermique a un très faible rendement, et d'aider le moteur thermique par l'appoint d'un moteur électrique lors des besoins importants de puissance notamment

en accélération. Ceci permet un fonctionnement le plus près possible du rendement maximal du moteur thermique, contrairement à une voiture conventionnelle où les fluctuations de puissance sont très importantes.

La réversibilité des machines électriques permet de récupérer l'énergie cinétique lors des freinages. Le moteur thermique est coupé quand la voiture roule au-dessous de 70 km/h. Le frein moteur est assuré par un moteur/générateur de 50 kW qui en profite pour recharger la batterie. La motorisation full hybride réduit la consommation à 3.9 L par 100 km en cycle mixte et les émissions de CO_2 à 89 g/km.

I.3 Technologie des machines électriques

Sur cette voie de l'hybridation voire électrification, le rôle de la machine électrique est en train d'évoluer : du simple alternateur, alterno-démarreur, au moteur électrique/générateur. Dans le cas d'un véhicule électrique, elle peut remplacer entièrement le moteur thermique. Son importance augmente avec le niveau d'hybridation (Fig. I.3), tout comme sa taille et sa puissance. Pour que les constructeurs automobile puissent exploiter toutes les solutions énoncées ci-dessus et optimiser leurs chaînes de traction, les machines électriques doivent évoluer et se perfectionner car les performances des véhicules hybrides et électriques dépendent directement de celles des machines électriques qu'ils embarquent.

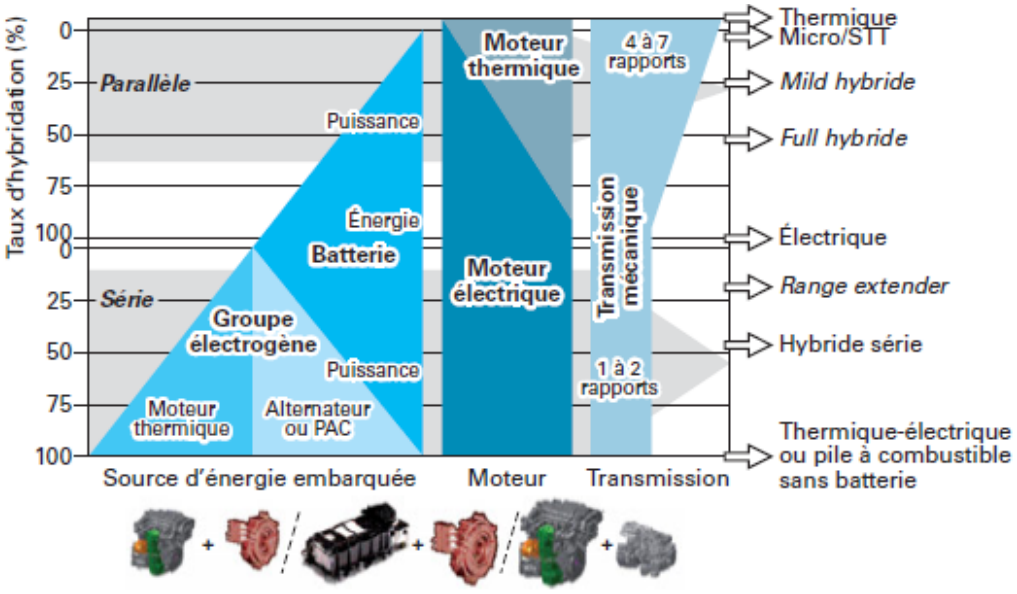


FIGURE I.3 – Panorama des hybrides versus taux d'hybridation [9]

Dans ce qui suit, nous nous intéressons aux différents types de machines électriques. Certaines de ces machines ont été largement étudiées, d'autres en revanche sont toujours à l'état de concept mais toutes offrent un grand intérêt pour des applications automobiles.

I.3.a Machine synchrone à aimants permanents (MSAP)

Les machines à aimants permanents sont abondamment étudiées dans le cadre de la traction électrique. Leur intérêt réside en leur puissance massique élevée et leur bon ren-

dement dans la zone proche de la puissance maximale. L'inconvénient majeur de la MSAP est la difficulté de contrôle. Il n'est pas aisé de la faire fonctionner dans une large plage de vitesse. Au-delà de la vitesse de base, on est obligé de réduire le flux d'entrefer (défluxage) via une réaction d'induit démagnétisante. Il existe une condition idéale pour l'obtention d'une plage théoriquement illimitée (le rapport entre la réaction d'induit et le flux d'aimant : $r = \frac{LI}{\psi_{ap}}$=1) [54]. Cependant, le facteur de puissance à la vitesse de base est proche de 1 lorsque l'inductance de la machine est faible. Il y a donc un compromis à faire entre une large plage de fonctionnement et un bon facteur de puissance.

Les machines à aimants permanents montés en surface ont une faible réaction d'induit et sont donc peu défluxables. Elles peuvent nécessiter une frette amagnétique de maintien pour des vitesses élevées, ce qui augmente l'entrefer et le coût. Les machines à aimants enterrés ont une réaction d'induit plus élevée mais la contrepartie est un faible facteur de puissance à vitesse de base. Il a été montré dans [54] que le facteur de puissance peut être amélioré par le rapport de saillance ($L_d > L_q$). Un autre avantage d'avoir des aimants enterrés est que les pièces polaires peuvent permettre au flux de ne pas traverser les aimants et de réduire le risque de désaimantation irréversible. Les machines peuvent atteindre sans problème des vitesses conséquentes et les aimants sont protégés des poussières et des contraintes mécaniques.

I.3.a-i MSAP structure 1 : MAPI (machine à aimants permanents internes)-ADI

Pour réaliser les fonctions Stop & Go, freinage récupératif et assistance du moteur thermique, Valeo a principalement exploité deux familles de solutions : l'Alterno-Démarreur Intégré (ADI) et l'Alterno-Démarreur Séparé (ADS). Concernant l'ADS, il est installé à la place de l'alternateur. Ceci ne nécessite pas de modification sur la partie du moteur thermique existant, mais le système d'entraînement par courroie a dû être modifié afin de permettre un fonctionnement réversible. Ce système a un coût très intéressant. Quant à la solution ADI (Fig. I.4.a), elle permet de transmettre des puissances et des couples plus importants. La machine est intégrée au volant d'inertie du véhicule et prend place entre la boite de vitesse et le moteur thermique. Par conséquent la position du groupe motopropulseur a dû être revue. La machine (Fig. I.4.b) [20], développée par Valeo-laboratoire LEC, s'inscrit dans ce cadre.

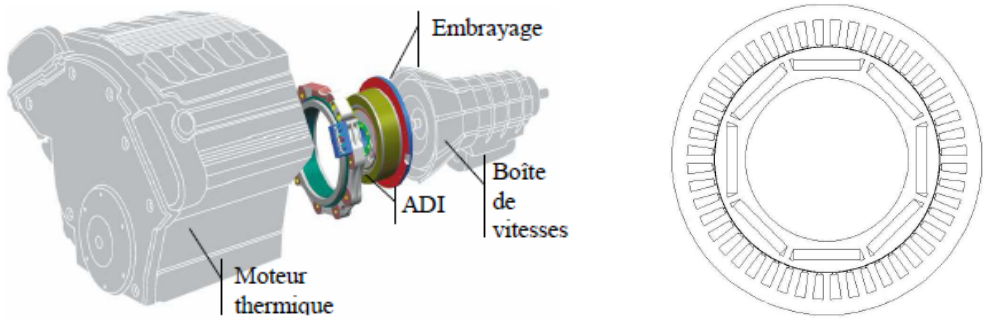
La machine (Fig. I.5.b) est dimensionnée pour 42 V (tension du réseau de bord) et un courant d'onduleur maximal de 600 A pour le mode démarrage. Le couple (Eq. I.1) est produit, dans cette configuration, par l'interaction :

- du flux d'aimants et
- du courant statorique et
- de l'effet de saillance.

$$C = \frac{3}{2}\, p\, (\Psi_M + (L_q - L_d)\, i_d)\, i_q \tag{I.1}$$

Avec, Ψ_M : flux d'aimants, L_d, L_q : inductances d'axes d et q, i_d, i_q : courants d'axes d et q.

Pour cette machine, les faibles rendements (Fig. I.5.a) se situent dans la zone de basses vitesses et très forts courants (pertes Joule élevées) et dans la zone de hautes vitesses et

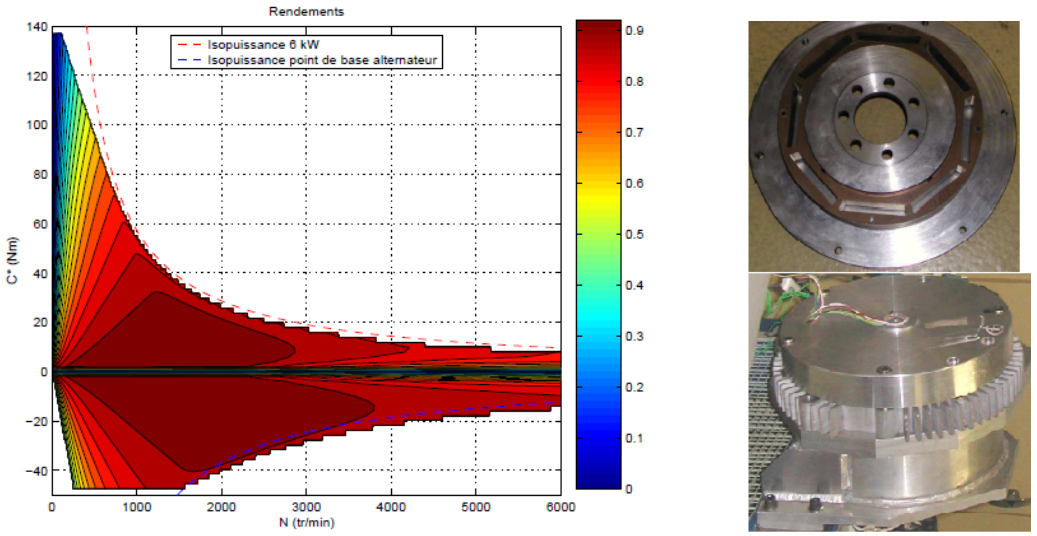


(a) Emplacement ADI

(b) MAPI-ADI développée par Valeo-LEC

FIGURE I.4 – MAPI (machine à aimants permanents internes) - ADI (alterno-démarreur intégré) [20]

faibles puissances. A hautes vitesses, les pertes mécaniques et les pertes fer augmentent. De plus, une partie du courant statorique (courant i_d négatif) est utilisée pour défluxer la machine. Ce défluxage est aussi responsable des pertes fer supplémentaires à cause des harmoniques.



(a) Cartographie du rendement

(b) Prototype réalisé

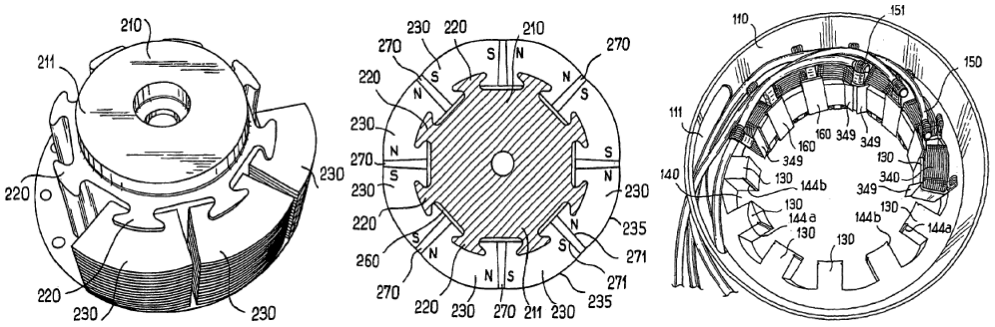
FIGURE I.5 – MAPI - ADI prototype [20]

I.3.a-ii MSAP structure 2 : MAPI à concentration de flux

La machine à aimants permanents à concentration de flux a fait l'objet des nombreuses études [55] [61]. Le principe de concentration de flux permet une augmentation importante du champ dans l'entrefer. Avec une géométrie adéquate, on peut obtenir une induction dans l'entrefer bien plus importante que l'induction rémanente de l'aimant. Cette concentration de flux, combinée avec l'utilisation des aimants à base de terres rares, permet de diminuer sensiblement l'encombrement de la machine. Des aimants ferrites peuvent être toutefois

utilisés à la place des aimants à terres rares pour des raisons économiques.

Un exemple de réalisation est la machine à concentration de flux et stator bobiné sur dents de Leroy Somer [24] (Fig. I.6). La combinaison d'un rotor à concentration de flux et d'un bobinage concentré permet d'avoir une machine relativement puissante dans un encombrement réduit. Comme le montre la figure I.6, les pièces polaires présentent des formes particulières qui permettent leurs fixations sur l'arbre amagnétique. Les pièces polaires peuvent présenter une forme bombée afin de minimiser la différence d'inductance d'axes d et q ($L_d - L_q$) et de réduire les harmoniques et l'ondulations du couple. Des aimants de forme trapézoïdale sont insérés entre les pièces polaires et maintenus par ces dernières.



(a) Structure du rotor (b) Stator bobiné sur dents

FIGURE I.6 – Machine à concentration de flux et stator bobiné sur dents - Brevet Leroy Somer

Pour un fonctionnement à grandes vitesses, il est préférable de revenir à la structure de type mono-bloc [23] (Fig. I.7). Celle-ci diminue le mouvement radial des aimants dû à la force de centrifuge et réduit ainsi le risque de frottement avec le stator.

Le flux de l'aimant ne peut re-boucler que par le stator à cause du noyau amagnétique. Cette structure est avantageuse en termes de rendement au point de fonctionnement nominal (>93%) [61] et de compacité de la machine. Cependant, dans le cas d'une application automobile qui exige une large plage de fonctionnement, elle nécessite des modifications pour la rendre plus facile à défluxer.

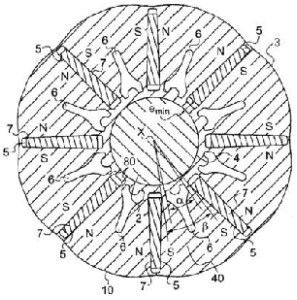


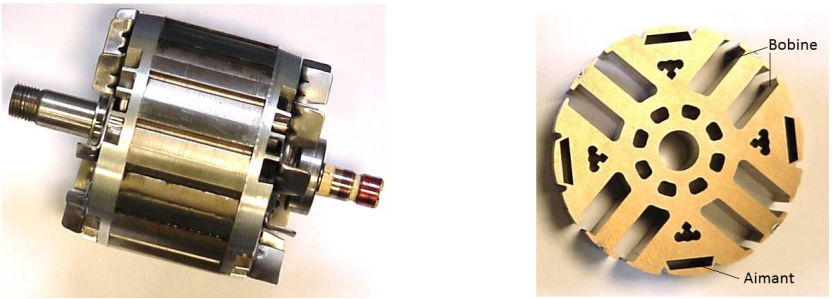
FIGURE I.7 – Structure du rotor - Brevet Leroy Somer

I.3.b Machine synchrone à double excitation (MSDE)

L'introduction des aimants dans les machines électriques permet d'améliorer significativement la puissance massique et le rendement dans certaines zones de fonctionnement. C'est la raison pour laquelle on trouve des machines à aimants permanents pour des applications aux véhicules hybrides et électriques. Néanmoins, l'inconvénient principal est le

contrôle de ces machines dans une large plage de vitesse. De plus, ces machines présentent des valeurs de f.e.m. élevées à hautes vitesses. Pour des raisons de sécurité, les normes imposent des contraintes supplémentaires dans le dimensionnement de la machine même et des composants électroniques, ce qui peut engendrer une augmentation du coût. D'où l'idée de la machine à double excitation, qui combine les avantages des machines à aimants permanents et ceux des machines à rotor bobiné.

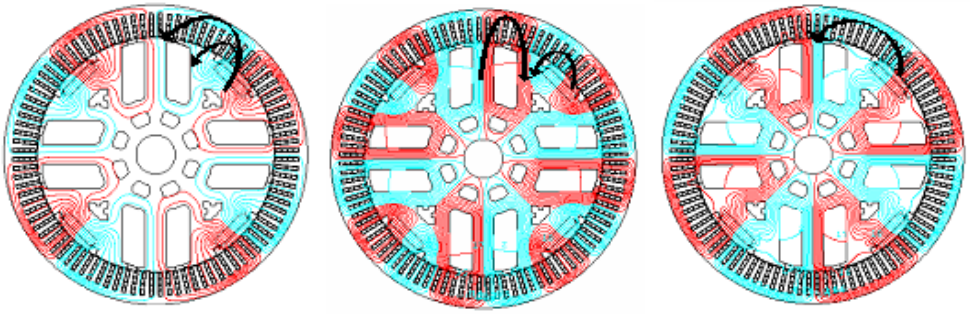
I.3.b-i MSDE structure 1 : NES (New Electrical Structure)



(a) Rotor NES (b) Paquet de tôle

FIGURE I.8 – Prototype NES (new electrical structure) [63]

La machine NES [63] est une machine à pôles saillants à excitation mixte parallèle (Fig. I.8). La particularité de cette machine est le changement de polarité lors d'un courant d'excitation nul, positif ou négatif. Elle est constituée des pôles créés par les aimants permanents, des pôles créés par les bobines et des pôles conséquents. Le flux total vu par le stator est réglé par le courant d'excitation. En injectant le courant dans le sens convenable, la machine peut être entièrement défluxée (fig. I.9.c).



(a) Sans courant d'excitation (b) Fonctionnement nominal (c) Défluxage complet

FIGURE I.9 – Fonctionnement de la NES

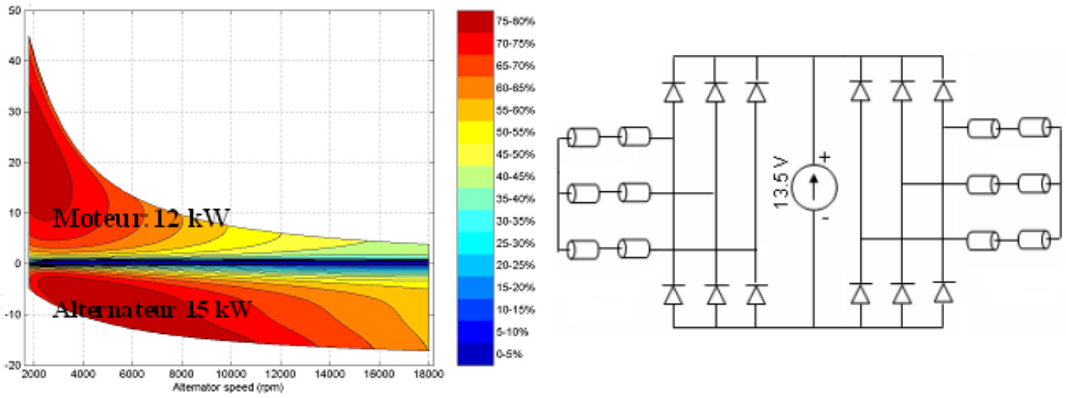
Le couple (Eq. I.2) est produit par l'interaction :
- du flux rotorique hybride réglable par le courant d'excitation,
- des courants statoriques,
- des effets de saillance magnétique du rotor.

$$C = \frac{3}{2}\, p\, \left(\Psi_{hyb}(i_f) + (L_q - L_d)\, i_d\right)\, i_q \tag{I.2}$$

Où, $\Psi_{hyb}(i_f)$ est le flux total produit par les aimants et les bobines et contrôlable par le courant d'excitation.

Cette structure peut être dimensionnée pour une application moteur-générateur (Fig. I.10.a). Grâce à un degré de liberté supplémentaire en courant d'excitation, il est possible de dimensionner la machine de telle manière que sa zone du meilleur rendement coïncide avec la zone la plus sollicitée de la machine.

Bénéficiant d'un dimensionnement plus flexible, il est ainsi possible d'utiliser cette machine comme simple alternateur. Le débit talon, le courant vers la batterie lors d'un courant d'excitation nul, n'est souvent pas désiré. On peut adopter pour le convertisseur un simple redresseur à diodes (pont non commandé) (Fig. I.10.b), en jouant sur le pourcentage du volume des aimants et du cuivre au rotor, afin de réduire le coût de l'électronique.



(a) Iso-rendement en moteur-générateur

(b) Système double triphasé (application alternateur)

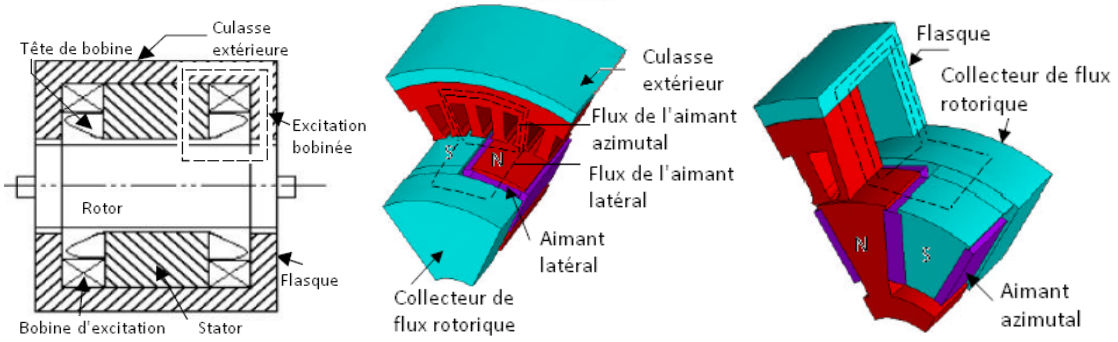
FIGURE I.10 – Application de la machine NES

I.3.b-ii MSDE structure 2

Ce type de machine à double excitation, développé dans le laboratoire SATIE, est fondé sur les travaux de thèse de Y. Amara [3] et L. Vido [68]. Dans la configuration appelée unipolaire (Fig. I.11), le rotor est constitué des aimants à concentration de flux et des aimants latéraux, ce qui vont créer des pôles Nord et Sud. Les bobines d'excitation sont placées au stator. Son flux ne traverse l'entrefer qu'une seule fois via la partie active et reboucle via le collecteur de flux rotorique et les flasques. Dû à ce trajet de flux unipolaire, le flux total présente une composante continue.

Dans la deuxième configuration (Fig. I.12), les aimants latéraux ont été supprimés. Cette structure est à la base une machine à aimants permanents à concentration de flux, sur laquelle on ajoute une source de flux variable au stator. Le flux créé par l'excitation bobinée agit sur les deux pôles, ce qui rend la structure symétrique.

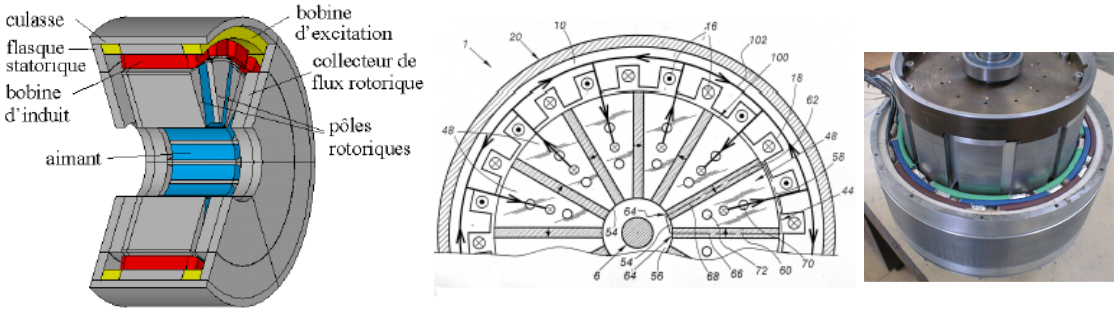
L'emplacement des bobines d'excitation dans le stator améliore en global la condition thermique de la machine car la chaleur dans le stator est plus facile à évacuer par rapport



(a) Structure unipolaire (b) Passage de flux bipolaire (c) Passage de flux unipolaire

FIGURE I.11 – Machine à double excitation unipolaire-SATIE

au rotor. Cependant, ceci nécessite des pièces supplémentaires (ex : collecteur rotorique de flux) pour guider le passage de flux, ce qui augmente l'encombrement de la machine. De plus, étant donné que ces parties sont en matériau massif, le développement des courants de Foucault va créer des pertes magnétiques supplémentaires.



(a) Structure MSDE bipolaire SATIE (b) Passage du flux (c) Prototype MSDE bipolaire

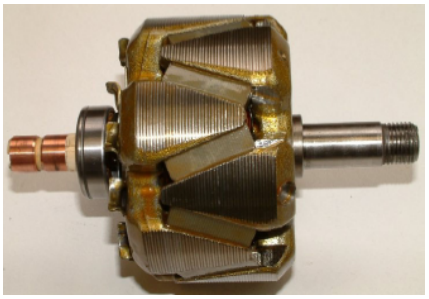
FIGURE I.12 – Machine à double excitation bipolaire

Le prototype réalisé fournit 30 kW en régime transitoire et 15 kW en régime permanent sous un bus continu de 250 V avec un système de refroidissement par eau. La vitesse maximale est de 8000 tr/min et la vitesse de base est de 2250 tr/min.

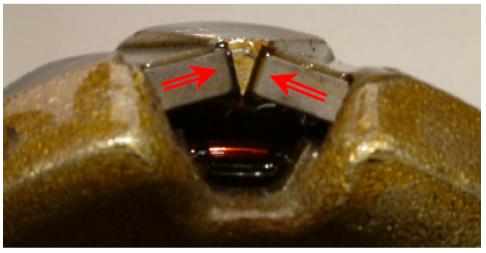
I.3.b-iii MSDE structure 3 : Machine à griffes (MAG)

La particularité de cette machine réside dans la forme inhabituelle de ses roues polaires massives qui enveloppent une bobine d'excitation centrale. Dans les générations récentes, des aimants permanents de type terre rare ou ferrite (Fig. I.13) sont introduits dans les régions inter-polaires du rotor, pour empêcher les fuites magnétiques entre deux pôles consécutifs et en même temps renforcer le flux magnétique produit par l'excitation bobinée. L'assemblage du rotor est simple et rapide, ce qui explique sa grande application dans le secteur automobile. La plupart des alternateurs sont refroidis par air grâce à des ventilateurs fixés sur les roues polaires avant et arrière.

Dans certaines machines de générations récentes, le système de bobinage *double-triphasé*



(a) Rotor



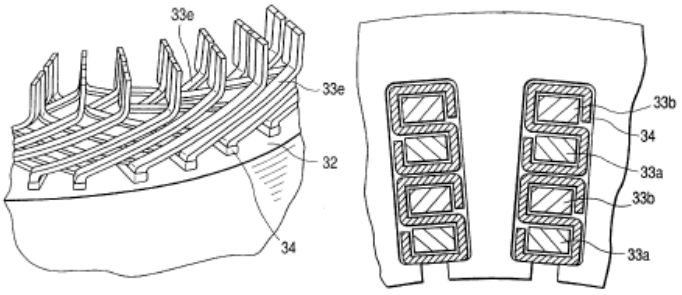
(b) Aimants inter-polaires

FIGURE I.13 – Machine à double excitation 3 : MAG (machine à griffes)

(Fig. I.10.b) est adopté pour réduire les harmoniques dans la machine, l'ondulation du courant et les pertes fer. Ce système est composé de deux systèmes triphasés décalés de 30 degrés électriques et les deux redresseurs à diodes fonctionnent alternativement. Le couplage des trois phases peut être en étoile ou triangle.

L'amélioration se manifeste aussi dans la technologie du bobinage par une augmentation de taux de remplissage. Le fait de pouvoir mieux ranger les fils et les têtes de bobines permet de réduire l'encombrement et aussi les fuites magnétiques. Ainsi, une nouvelle technologie de bobinage en épingle apparaît (Fig. I.14). Ce type de bobinage utilise des conducteurs rectangulaires pour mieux remplir les encoches.

(a) Bobinage fils



(b) Bobinage en épingle [67]

FIGURE I.14 – Progrès dans la technologie du bobinage

Avec toutes ces améliorations et l'utilisation du redresseur synchrone à transistors, le rendement de l'alternateur à griffes a été augmenté de plus que 5% (Fig. I.15). En effet, les alterno-démarreurs de la famille StARS sont équipés d'un onduleur pleine onde permettant le fonctionnement en mode moteur et fonctionnant comme redresseur synchrone en mode alternateur.

Comme les machines synchrones classiques, le fait que l'excitation se trouve au rotor nécessite un contact tournant. Ce système de bagues/balais limite les performances de ces machines à grande vitesse à cause de l'instabilité d'un contact glissant et l'introduction des pertes par frottement. Une alternative, une machine à griffes à excitation statique, a été présentée dans [8]. Son excitation est fixée à sa carcasse et son rotor est entièrement massif, compact et lisse, ce qui permet d'atteindre des vitesses très élevées.

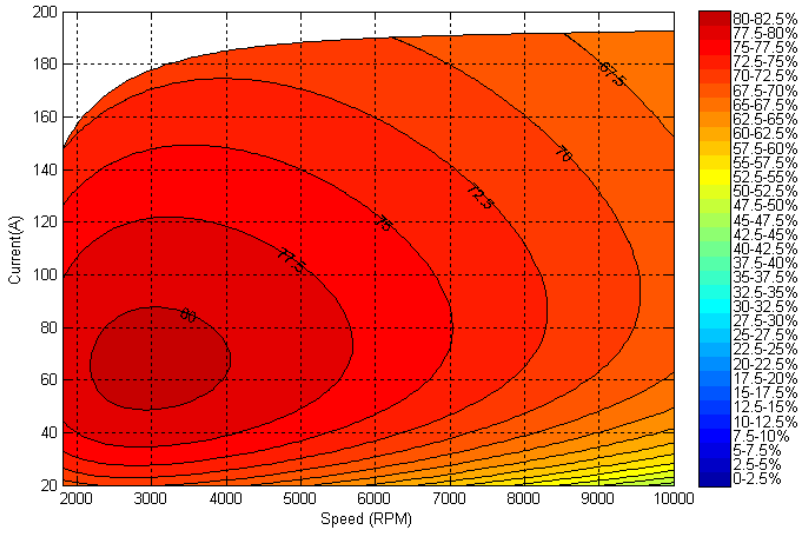


FIGURE I.15 – Rendement d'un alternateur à griffes - source Valeo

I.3.c Machine à flux axial (MFA)

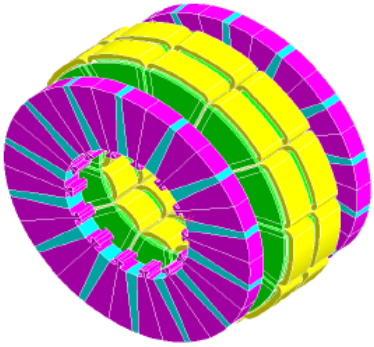
Ces dernières années ont vu l'émergence, dans le domaine des machines électriques, de nouvelles structures appelées machines discoïdes. Contrairement à des machines à flux radial, le flux traverse l'entrefer axialement pour cette famille de machines. De plus, ces machines se distinguent par leur compacité, leur couple massique et l'inertie du rotor. Il est à noter que ces facteurs font partie des critères primordiaux dans le choix des machines électriques dans l'automobile.

I.3.c-i Machine discoïde à double entrefer, à bobinage sur dents et aimants enterrés

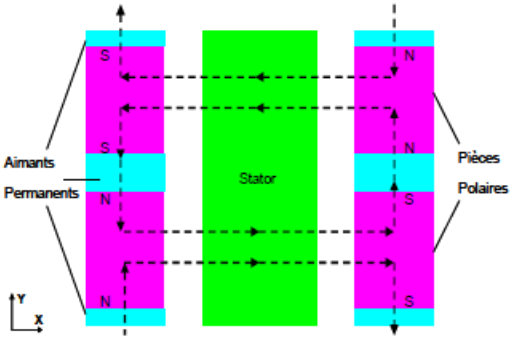
La structure [15] [16] (Fig. I.16) a été étudiée dans le cadre d'une thèse entre G2elab et Leroy Somer. La particularité de cette machine réside dans ses deux rotors munis des aimants enterrés, combinés à un bobinage sur dents pour l'excitation statorique. Cette configuration assure une concentration du flux des aimants, ce qui permet d'avoir le maximum de flux possible dans l'entrefer, un gain conséquent en place et une réduction des pertes Joule grâce au bobinage sur dents.

L'utilisation de la poudre de fer s'impose naturellement pour ce type d' applications. On peut en effet réaliser facilement des circuits magnétiques sans privilégier une orientation particulière pour le flux. Avec la tôle conventionnelle, il faudrait de nombreuses pièces différentes pour concevoir les dents et les pièces polaires. La poudre de fer est également appropriée pour l'utilisation à hautes fréquences malgré des performances magnétiques inférieures aux tôles.

Le prototype réalisé est une machine composée de 12 encoches, 8 pôles dans un diamètre extérieur de 259 mm pour obtenir à la vitesse nominale (6500 tr/min) un couple de 70 N.m, soit une puissance de 47 kW. Ces résultats sont encourageants pour cette machine innovante.



(a) Structure de la machine discoïde

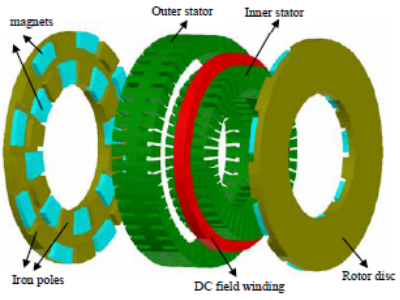


(b) Schéma de principe

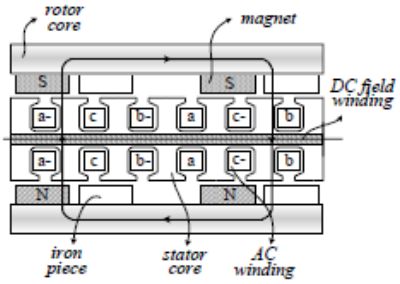
FIGURE I.16 – Machine discoïde à double entrefer [14]

I.3.c-ii Machine à flux axial à double excitation (MFADE)

A l'instar de la machine radiale, l'excitation constante dans une machine axiale à aimants permanents limite la vitesse maximale, ce qui restreint le domaine d'application de ces machines. L'excitation hybride par l'ajout des bobines est ainsi introduite dans des machines à flux axial [5] [6].



(a) Structure de la machine



(b) Schéma de principe

FIGURE I.17 – Machine à flux axial à double excitation [6]

La machine (Fig. I.17) est constituée de deux rotors externes avec des aimants de type NdFeB montés en surface et aimantés axialement. Les aimants dans le même rang (extérieur/intérieur) présentent la même polarité. Il faut noter que les pôles sont formés par l'aimant et la pièce magnétique consécutive. Le dispositif de réglage du flux, une bobine centrale alimentée en courant continu, est installé entre les deux stators (interne/externe). En faisant varier le courant d'excitation, le flux créé par la bobine renforce ou diminue le flux d'aimants dans l'entrefer avec le changement de la polarité des pôles conséquents (Fig. I.18).

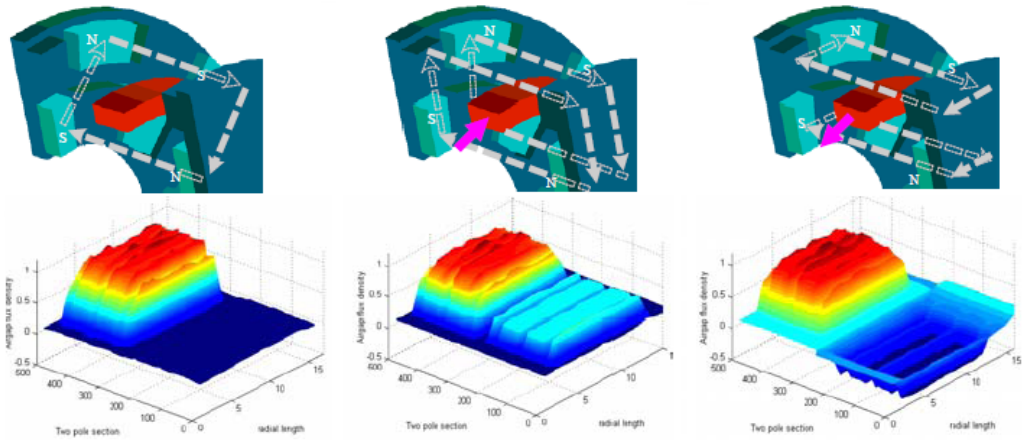


FIGURE I.18 – Différents modes de fonctionnement de la MFADE : sans courant d'excitation, courant positif, courant négatif (de gauche à droite) [5]

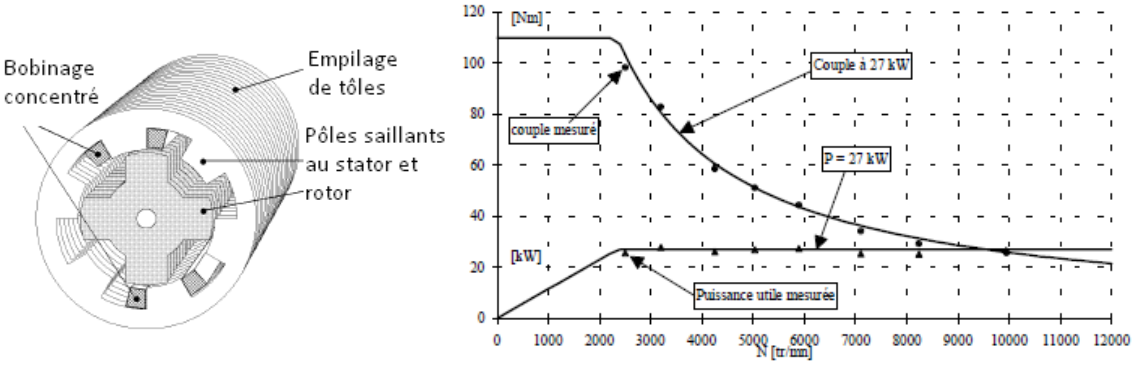
I.3.d Machine à réluctance variable à double saillance (MRVDS)

Le concept de la MRVDS est très simple (Fig. I.19.a). Le rotor ne possède aucune source d'excitation, le stator seul est excité par des courants en créneaux ou sinusoïdaux. On ne dispose dans ce cas que d'un couple purement réluctant (Eq. I.3). Afin d'augmenter la différence $L_q - L_d$, le stator et le rotor doivent être réalisés avec des matériaux à haute perméabilité.

$$C = \frac{3}{2}\, p\, (L_q - L_d)\, i_d\, i_q \tag{I.3}$$

Où, L_d est l'inductance dans l'axe d et L_q l'inductance dans l'axe q, i_d, i_q : les courants d'axes d et q.

Grâce à cette simplicité, les MRVDS présentent une robustesse et des performances comparables à celles des autres moteurs sans balais, et sont considérées comme une solution intéressante pour les véhicules.



(a) MRVDS de type 6/4

(b) Puissance et couple mesuré sous un bus continu 120 V

FIGURE I.19 – Prototype MRVDS réalisé au laboratoire SATIE

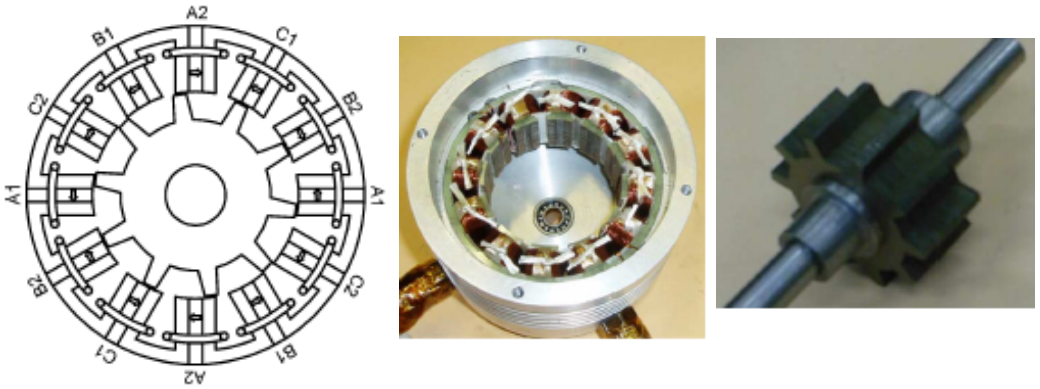
SATIE a prototypé une MRVDS de type 6/4 (4 pôles, 6 dents) pour répondre à un cahier des charges d'un entraînement de véhicule urbain [52]. La machine, d'un diamètre

extérieur de 250 mm et d'une longueur active de 150 mm, est capable de fournir 110 N.m de l'arrêt à 2500 tr/min et une puissance maximale de 27 kW jusqu'à 10000 tr/min (Fig. I.19.b). Un rendement supérieur à 93% à chaud est obtenu sur une large plage de fonctionnement.

Cependant, cette structure présente plusieurs inconvénients. L'ondulation du couple est très importante à haute vitesse, ce qui est un problème inhérent aux machines à réluctance variable. Les pertes magnétiques sont importantes à cause d'un taux d'harmoniques élevé avec un bobinage concentré au stator. De plus, le bruit magnétique ne donne pas un bilan favorable concernant l'aspect acoustique.

I.3.e Machine à commutation de flux (FSPM)

Les FSPM (Fig. I.20) conservent la simplicité du rotor de la machine à réluctance variable à double saillance, ce qui permet une réalisation à moindre coût. Le stator est composé des segments en U prennant en sandwich les aimants à aimantation orthoradiale et alternée. Le fait d'installer des aimants au stator permet au rotor de tourner à très grande vitesse. Le bobinage concentré permet d'augmenter le taux de remplissage d'encoche et de réduire la longueur des têtes de bobines. Les aimants sont utilisés sur le principe de concentration de flux. L'utilisation des aimants ferrites se justifie par des raisons économiques et aussi par la section réduite des dents.



(a) FSPM 12/10 (b) Stator 12 dents, toutes les dents bobinées (c) Rotor 10 pôles

FIGURE I.20 – Machine à commutation de flux [21]

Les inconvénients des machines à réluctance variable (le bruit acoustique, l'ondulation du couple) subsistent dans cette structure. Par ailleurs, placés dans le stator, les aimants sont soumis à un champ alternatif et peuvent être le siège des pertes supplémentaires.

I.4 Matériaux magnétiques dans les machines électriques

On ne s'intéresse ici qu'à deux groupes de matériaux ferromagnétiques que nous rencontrons couramment dans les machines électriques : les matériaux doux et les matériaux durs.

I.4.a Matériaux doux

Les matériaux doux se distinguent des matériaux durs par un faible champ coercitif, en général inférieur à 1000 A/m. Ce sont ceux qui sont situés au bas de la figure I.21. Par ailleurs, ils sont aussi caractérisés par une haute perméabilité, une induction à saturation élevée et une faible surface du cycle d'hystérésis (faibles pertes). On les utilise pour canaliser le flux magnétique dans les machines tournantes.

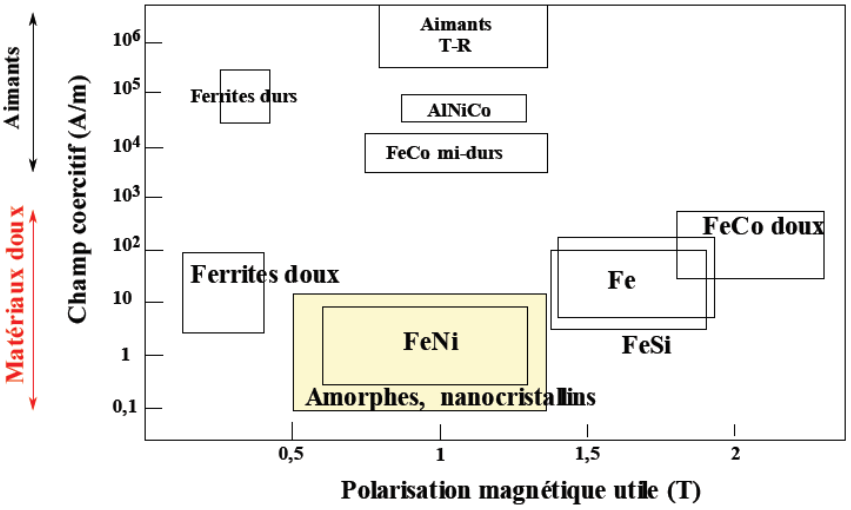


FIGURE I.21 – Principales familles [38]

I.4.a-i Tôles magnétiques en FeSi

Les tôles FeSi constituent le matériau le plus utilisé dans le domaine du génie électrique par leur bon rapport performance/coût. Par rapport à l'acier, l'ajout de Si permet :

- d'augmenter la dureté ;
- d'augmenter la résistivité électrique ($\rho_{Fe} = 10\ \mu\Omega \cdot cm$ et $\rho_{FeSi3\%} = 45\ \mu\Omega \cdot cm$), ce qui permet de diminuer donc les pertes magnétiques ;

Cependant, l'introduction de Si diminue l'induction à saturation à $J_{s,FeSi3\%} = 2.03\ T$ ($J_{s,Fe} = 2.16\ T$).

La gamme d'acier d'ArcelorMittal comporte un large spectre de nuances avec des propriétés magnétiques spécifiques [40] (Fig. I.22). Le choix de la tôle se fait en général en s'appuyant sur le niveau de pertes et le niveau d'induction visés.

- Les tôles à faibles pertes (M235-35A, M250-35A ...) sont spécialement adaptées pour les machines à forte puissance ;
- Les tôles à haute perméabilité et conductivité thermique améliorée sont utiles pour construire des petits moteurs et des machines à haut rendement. La perméabilité est une caractéristique très intéressante dans le cas où l'encombrement et la masse font partie des critères de choix. La bonne conductivité thermique est aussi importante pour des machines utilisées en traction électrique, par exemple : où la capacité d'évacuation de la chaleur vers l'extérieur limite la puissance de la machine.
- La gamme haute fréquence est conçue pour les utilisations haute fréquence et les applications MLI. Comparé aux signaux sinusoïdaux, les signaux MLI introduisent

des pertes bien élevées à cause de la distorsion de la forme de l'induction [19]. On utilise donc de préférence les tôles de faible épaisseur (0.2 mm) et à haute teneur en silicium.

– Les tôles à haute limite d'élasticité sont adaptées pour les machines à grande vitesse. La M470YS-50A dispose d'une limite d'élasticité de 500 MPa contre 350 MPa de son homologue standard (M470-50A), ce qui offre une meilleure résistance aux forces centrifuges ou électromagnétiques.

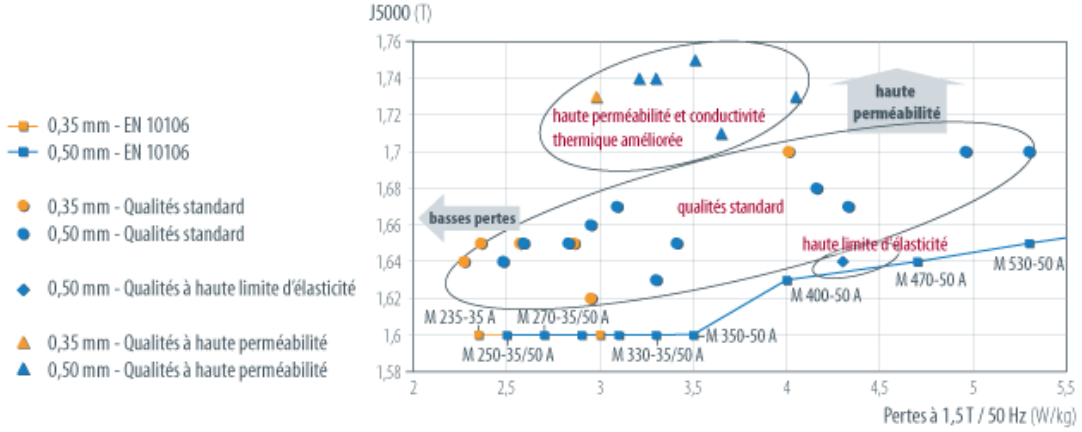
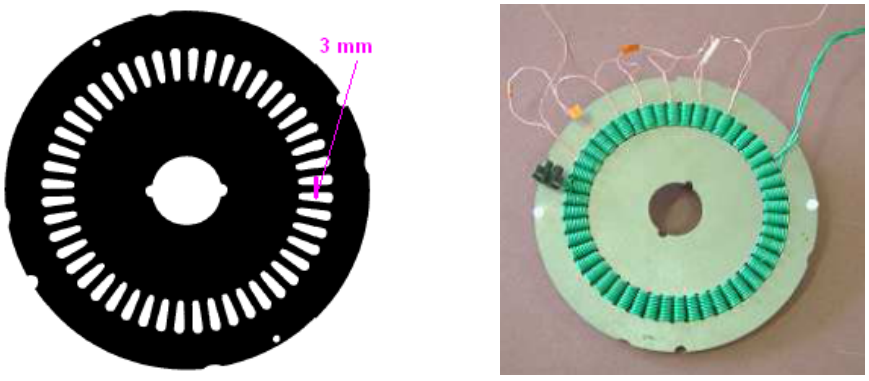


FIGURE I.22 – Gamme moyennes et faibles pertes des nuances d'aciers d'Arcelor [40]

I.4.a-ii Effet du processus de fabrication

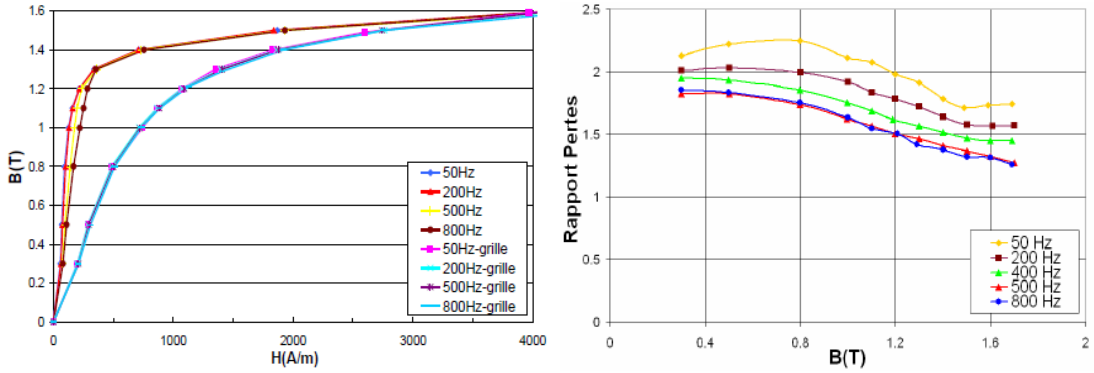
Les différents processus de fabrication tels que le découpage, le poinçonnage ainsi que le montage (serrage, emmanchement) introduisent des contraintes mécaniques dans les aciers électriques. Malheureusement, ces contraintes détériorent les propriétés magnétiques des matériaux. Un traitement thermique est nécessaire pour relâcher les contraintes mécaniques.



(a) Structure de grille poinçonnée (b) Grille bobinée

FIGURE I.23 – Structure de grille [33]

Pour évaluer l'effet du poinçonnage, des études ont été réalisées dans les travaux antérieurs [33] à l'aide d'une structure en grille spécifique (Fig. I.23), poinçonnée par l'outil de



(a) Evolution de la courbe B(H), mesures réalisées sur la grille et sur un échantillon Epstein

(b) Rapport de pertes $P_{grille}/P_{Epstein}$, M330-35A, largeur de dents de 3 mm

FIGURE I.24 – Effet du poinçonnage sur la nuance M330-35A [33]

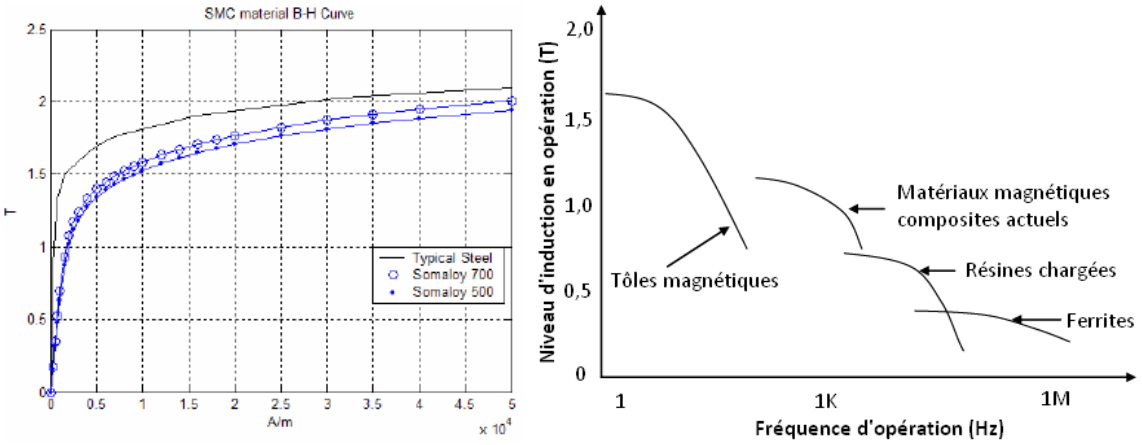
découpe industriel, qui ne comporte que des encoches. La largeur de dents est de 3 mm, proche de celle dans nos machines. D'après les mesures, l'effet de poinçonnage est moins important à haute induction car les parois ont disparu à l'approche de la limite de saturation. Par ailleurs, le rapport de pertes magnétiques est stabilisé pour toutes inductions à partir de 500 Hz. Ces observations ont été introduites dans un calcul éléments finis de la machine pour expliquer les écarts entre les pertes fer calculées et mesurées. Dans le stator, les pertes supplémentaires introduites par l'effet du poinçonnage ont été estimées à 15-30% (Fig. I.24) [39].

I.4.a-iii Matériaux composites ou en poudre

Les SMC (Soft Magnetic Composite) sont des matériaux ferromagnétiques doux, obtenus par un mélange de fines poudres de fer isolées ou non. Des particules de poudres de haute pureté et compressibilité, associées à l'amélioration des techniques de compactage permettent d'améliorer la densité des éléments et l'induction (Fig. I.25.a) qui dépend de la densité. Les progrès réalisés dans le procédé de fabrication permettent désormais de produire des matériaux SMC de haute qualité, qui attirent beaucoup d'attention dans le domaine des machines électriques.

Les avantages principaux des SMC sont [26] [48] [69] :

- Ce matériau est isotrope aussi bien en termes de propriétés magnétiques que thermiques ; Ceci est intéressant pour des machines ayant une répartition du flux 3-dimensionnelle comme dans une machine à griffes et souvent dans des machines discoïdes ;
- Le procédé de moulage permet de réaliser facilement des formes complexes en 3 dimensions ;
- Les éléments réalisés en SMC présentent des surfaces de très bon état qu'il est impossible d'obtenir avec les tôles. Ceci peut réduire le risque de blessure de fils par des angles vifs d'encoches.
- Bien qu'ils aient des pertes statiques élevées, les SMC produisent moins de pertes par courants induits. Par rapport aux matériaux traditionnels, ils sont plus appropriés



(a) Courbes B(H) [69]

(b) Emplacement fréquentiel

FIGURE I.25 – SMC (soft magnetic composite)

pour fonctionner à haute fréquence (Fig. I.25.b) ;
- Ils sont facilement recyclables et peuvent à nouveau être compactés.

Cependant, les SMC présentent des inconvénients comme une perméabilité et une limite d'élasticité médiocres. La perméabilité relative du SOMALOY 500 est de 500, largement inférieure aux tôles. La limite d'élasticité, relativement basse à 100 MPa restreint les applications à grande vitesse.

I.4.b Aimants permanents

Les performances des aimants permanents sont caractérisées au deuxième quadrant du cycle, qui correspond à la courbe de désaimantation, dont les grandeurs principales sont (Fig. I.26) :
- B_r : induction magnétique rémanente ;
- H_{cJ} : champ coercitif de la polarisation magnétique qui correspond au champ indispensable pour l'annuler ;
- H_{cB} : champ coercitif de l'induction (champ démagnétisant appliqué pour annuler l'induction B) ;
- $(BH)_{max}$: produit d'énergie volumique maximale ;

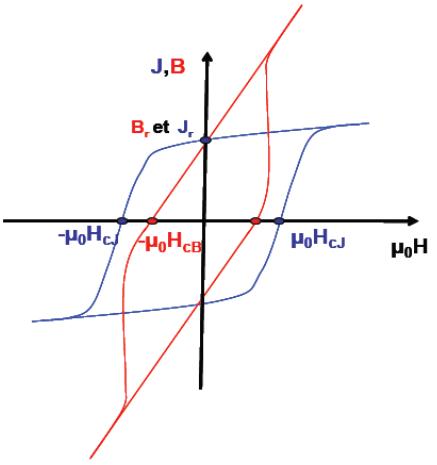
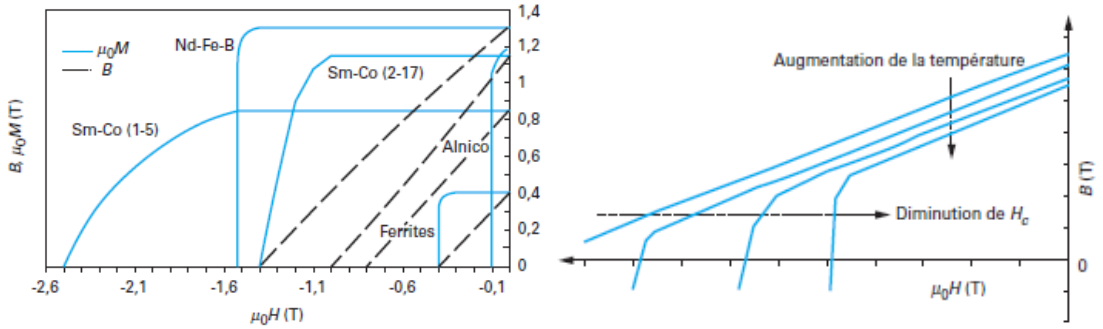


FIGURE I.26 – Cycle d'aimant permanent

La figure I.27 et Tab. I.1 illustrent les performances magnétiques de différents types d'aimants industriels [27] [43]. Les aimants NdFeB présentent les meilleures performances magnétiques avec une induction rémanente (B_r) élevée jusqu'à 1.3 Tesla et un produit d'énergie maximale $(BH)_{max}$ important. La découverte des aimants de type NdFeB dans les années 80 a permis le développement des machines électriques compactes.



(a) Courbes de désaimantation de différents aimants

(b) Influence de la température

FIGURE I.27 – Performances de différents types d'aimants [43]

Famille	B_r (T)	$(BH)_{max}$ (kJ/m^3)	H_{cJ} (kA/m)	$\Delta B_r/B_r$ (%/K)	T_{max} (^{o}C)	ρ ($\mu\Omega \cdot cm$)
Alnico	1.1/1.3	35.8/43.8	64/103	-0.02	450/550	60
Ferrites	0.38/0.46	25.5/40.6	200/400	-0.18/-0.2	250	10^{12}
SmCo 1-5	0.82/0.87	135.3/151.2	960/1600	-0.045/-0.05	250	53
SmCo 2-17	0.92/1.16	159.1/254.6	490/790	-0.030/-0.035	450/550	86
NdFeB	1.0/1.3	199.0/310.3	880/1990	-0.11/-0.13	80/180	130

TABLEAU I.1 – Caractéristiques des principales familles d'aimants à température ambiante [43]

NdFeB a une température de Curie assez faible (310°C) et ses propriétés magnétiques sont sensiblement variables en fonction de la température. Néanmoins, on trouve sur le marché, dans les nouvelles gammes, des aimants ayant une température de fonctionnement allant jusqu'à 200-220°C.

I.4.c Modélisation des matériaux doux

La puissance dissipée dans le circuit magnétique des machines fait l'objet de recherches de longue date. Cependant, elle reste toujours difficile à modéliser à cause de la complexité des phénomènes mis en jeu qui associent non-linéarité, anisotropie et hystérésis. La difficulté principale est la représentation des phénomènes microscopiques comme le mouvement des parois et la rotation des moments du processus de magnétisation. Pour des raisons de simplicité, il nous arrive encore souvent d'utiliser des coefficients empiriques.

Le modèle LS (Loss Surface), qui sera présenté plus en détail dans le chapitre V, est un modèle d'hystérésis dynamique scalaire. Ce modèle est fondé sur des caractérisations expérimentales et prend en compte naturellement tous les phénomènes dynamiques. Il s'appuie sur le terme dB/dt, comme dans la majorité des modèles proposés, et fournit un lien entre l'induction moyenne dans la section de la tôle et le champ appliqué [22] [33].

Il existe des différents modèles d'hystérésis dans la littérature. Bien qu'ils ne soient pas utilisés dans cette thèse, nous citons ici les modèles les plus rencontrés.

I.4.c-i Modèle de Preisach

Le modèle d'hystérésis scalaire de Preisach [7] [46], avec ses extensions développées depuis, est l'un des modèles les plus utilisés dans le domaine. Ce modèle, illustré à la Fig. I.28, suppose que le matériau magnétique est subdivisé en petites entités magnétiques indépendantes. La courbe d'aimantation est obtenue par la superposition des cycles rectangulaires définis par un champ de basculement de a vers l'état +1 et b vers l'état -1, avec a $\geq$ b.

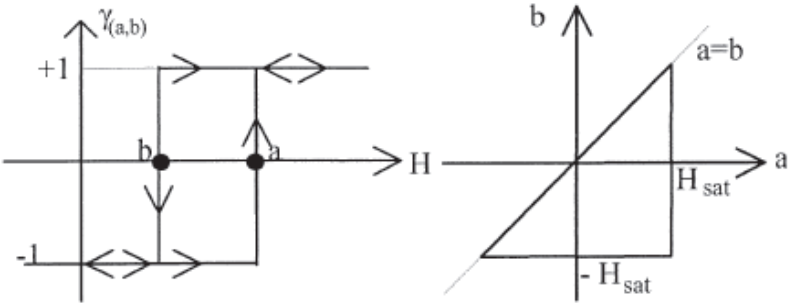


FIGURE I.28 – Principe du modèle Preisach

Le modèle de Preisach ne décrit à l'origine que l'hystérésis en quasi-statique. L'histoire de l'hystérésis n'est déterminée que par des valeurs extrêmes de champ magnétique. Un cycle mineur symétrique ou non est construit par les deux dernières valeurs de champ (H_1, H_2) en mémoire. La conclusion d'un cycle mineur efface le couple (H_1, H_2). Dans le cas où aucune valeur d'extrême n'est enregistrée, le cycle d'origine est suivi.

Un modèle de Preisach dynamique est décrit dans [51] par l'introduction de la dérivée dB/dt. L'effet dynamique est représenté par l'équation différentielle de dB/dt, dont l'ordre est choisi selon la précision recherchée. G.Bertotti en a donné une interprétation physique [10] [11] [12]. Le cycle élémentaire de Preisach devient déformable lors de la variation de dB/dt. L'approche est valable pour des basses fréquences.

I.4.c-ii Modèle de Stoner-Wolhfarth

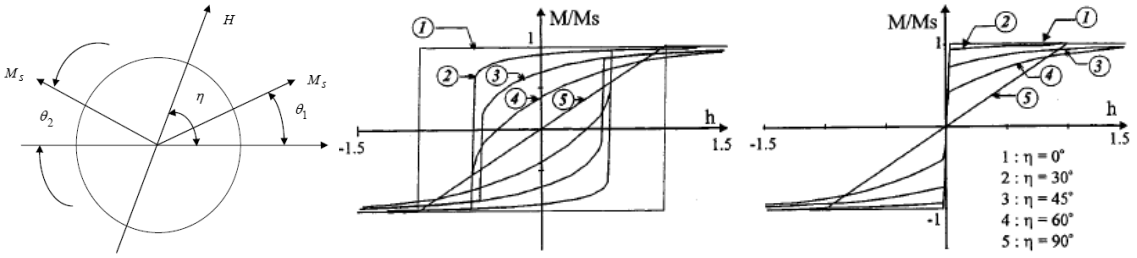
Le modèle de Stoner-Wolhfarth (S-W) décrit les courbes de magnétisation des matériaux polycristallins constitués d'un ensemble de particules mono-domaine avec une anisotropie uni-axiale. Ces particules sont considérées à une échelle inférieure à l'échelle de formation de parois. Dans le cas d'une simple particule (Fig. I.29.a), les angles θ et η sont respectivement l'angle entre le vecteur d'aimantation de la particule m et l'axe de facile aimantation, l'angle entre le champ appliqué H et l'axe de facile aimantation. L'aimantation est considérée d'amplitude constante et de direction variable. Cette dernière est déterminée par la minimisation d'énergie composée de deux termes : l'énergie magnétocristalline et l'énergie magnétostatique. L'énergie E peut s'exprimer par :

$$E = K_u sin^2\theta - \mu_0 m H cos(\eta - \theta) \tag{I.4}$$

Où, K_u est la constante d'anisotropie uni-axiale ; μ_0 : la perméabilité du vide.

Pour atteindre le minimum d'énergie, le couple produit par le champ d'anisotropie tend à réduire l'angle θ tandis que le champ appliqué tend à l'augmenter. L'hystérésis est introduite dans ce modèle par la création de positions à énergie minimum due à l'énergie

d'anisotropie. Les courbes d'aimantation pour différentes valeurs de l'angle η et les courbes anhystérétiques correspondantes aux points à l'énergie globale minimum sont montrées à la Fig. I.29.b.



(a) Diagramme d'une particule S-W

(b) Cycles d'hystérésis pour différentes orientations de l'axe de facile aimantation et courbes anhystérétiques pour la même particule

FIGURE I.29 – Principe du modèle S-W [7]

Le comportement du matériau peut être simulé par la somme des contributions de toutes ces particules. Les contributions anisotropiques ou isotropiques sont définies pour prendre en compte la texture du matériau. L'aimantation produite par un champ magnétique H à l'échantillon de volume V peut être déterminée par l'Eq. I.5, dont la fonction de distribution pour exprimer l'orientation préférentielle d'un cristal peut être la fonction de Gauss (Eq. I.6).

$$M = \frac{1}{V} \int_{\varphi=0}^{\varphi=2\pi} \int_{\eta=0}^{\eta=\pi} M_s \; cos(\eta - \theta) \; \rho(\eta, \varphi) \; sin(\eta) \; d\eta \; d\varphi \tag{I.5}$$

$$\rho(\eta) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} exp(\frac{-(\eta - \overline{\eta})^2}{2\sigma^2}) \tag{I.6}$$

Où, σ est la largeur effective de la distribution associée à l'angle moyen $\overline{\eta}$ entre la direction du champ et la direction globale des axes de facile aimantation de l'échantillon.

Les améliorations principales apportées au modèle sont :

- l'introduction de l'effet d'épinglage lié aux défauts dans le réseau cristallin ;
- l'introduction de l'interaction entre particules.

Au final, le modèle est déterminé par six paramètres dont trois sont mesurables et les trois autres sont des paramètres d'ajustement.

I.4.c-iii Modèle de Jiles-Atherton

Le modèle de Jiles-Atherton (J-A) est développé pour décrire le processus dynamique d'aimantation. Ce modèle est fondé sur la formulation macromagnétique qu'on peut trouver dans la littérature [7] [46]. Le modèle est décrit par l'Eq. I.7 - Eq. I.11 pour l'aimantation anhystérétique, l'aimantation irréversible, l'aimantation réversible et l'aimantation totale respectivement.

$$M = M_s(coth\frac{H + \alpha M}{a} - \frac{a}{H + \alpha M}) \tag{I.7}$$

$$\frac{dM_{irr}}{dH} = \frac{M_{an}(H_e) - M_{irr}}{k\delta - \alpha(M_{an}(H_e) - M_{irr})} \tag{I.8}$$

Où, δ est un paramètre directionnel et égale à +1 pour $dH/dt>0$ et -1 pour $dH/dt<0$.

$$M_{rev} = c\ (M_{an}(H_e) - M_{irr}) \tag{I.9}$$

$$M = M_{irr} + M_{rev} = (1-c)M_{irr} + c\ M_{an}(H_e) \tag{I.10}$$

$$\frac{dM}{dH} = (1-c)\frac{M_{an}(H_e) - M_{irr}}{k\delta - \alpha(M_{an}(H_e) - M_{irr})} + c\ \frac{dM_{an}(H_e)}{dH} \tag{I.11}$$

En résumé, le modèle est caractérisé par 5 paramètres physiques :
- l'aimantation spontanée à saturation du matériau M_s ;
- le coefficient d'épinglage représentant la densité des sites d'épinglage et caractérisant la largeur du cycle k ;
- le facteur de réversibilité caractérisant la composante réversible de l'aimantation c ;
- le couplage entre moments magnétiques α ;
- le paramètre caractérisant le comportement anhystérétique a.

La détermination de ces paramètres est expliquée dans [35].

I.4.c-iv Courants de Foucault dans les matériaux massifs

Il est actuellement reconnu que le rotor d'une machine à griffes, réalisé en matériau massif, est le siège des courants de Foucault, en particulier aux surfaces des griffes. Malheureusement, les pertes fer sont les plus difficiles à maîtriser parmi toutes les pertes, surtout, dans une géométrie aussi complexe. C'est la raison pour laquelle ces pertes n'ont jamais été calculées précisément. Cependant, plusieurs auteurs ont apporté leurs contributions à la compréhension du fonctionnement de ces machines et à l'amélioration de la méthodologie de calcul des courants induits pendant ces dernières années.

Viviane Christine Silva a traité, dans ses travaux de thèse soutenue en 1992 [62], les pertes par courants de Foucault dus aux fuites des têtes de bobines. Le problème a été implémenté dans un logiciel d'éléments finis en régime harmonique et linéaire. La formulation T-ϕ, potentiel vecteur électrique et magnétique scalaire, avec une seule composante T perpendiculaire au plan de la tôle, a été utilisée.

Georges Barakat [8] a utilisé, dans sa thèse, la méthode des impédances de surface pour résoudre le problème des pertes superficielles dans les pièces massives d'un rotor. Le rotor a été supposé à l'arrêt et sa rotation a été prise en compte en augmentant la fréquence des harmoniques.

Gerhard Henneberger a publié en 1997 [41], une étude de pertes dans des alternateurs à griffes, où il a confronté ses calculs éléments finis aux mesures expérimentales. Les pertes fer dans le rotor ont été déterminées par la méthode de séparation des pertes en soustrayant la puissance utile et toutes les autres pertes de la puissance absorbée. Il a obtenu un rapport de 1 : 2 pour les pertes fer dans le stator et le rotor.

Henneberger a publié en 2002 [36], les calculs de pertes fer dues aux courants induits dans les griffes massives. Les calculs ont été réalisés par la méthode des éléments finis en

prenant en compte le mouvement du rotor. La conductivité du matériau a été introduite en valeur réduite car la vitesse et la conductivité élevées conduisent à la divergence de l'algorithme. Une extrapolation est nécessaire afin de retrouver les pertes correspondantes aux vraies valeurs de conductivité et de vitesse.

Henneberger a publié à nouveau en 2004 [37], ses calculs de pertes fer dans le rotor massif en régime transitoire. Afin de prendre en compte la rotation du rotor, la formulation Galerkin pas à pas est utilisée avec un facteur de relaxation entre deux pas, combinée à un maillage adaptatif. Avec cette méthode sophistiquée, il a réussi à estimer les pertes fer dans le rotor d'une machine à griffes.

I.5 Conclusion

Les technologies des véhicules hybrides et électriques sont diverses. Il existe de nombreuses solutions, qui contribuent à la réduction de CO_2. Ces solutions introduisent différents coûts de fabrication. Les performances de ces véhicules dépendent en particulier de celles des machines électriques qu'ils embarquent. Il n'existe pas une machine universelle pour toutes ces applications. La machine doit être adaptée en fonction du profil de mission, de la puissance, de la plage de fonctionnement, de l'emplacement, de l'environnement, etc.

Les machines à aimants permanents enterrés ont une puissance massique élevée et un très bon rendement à puissance nominale. L'inconvénient est le contrôle et le défluxage de la machine dans une large plage de fonctionnement. D'ailleurs, le rendement à mi-puissance et à faible puissance à vitesse élevée se dégrade car une partie du courant stator est utilisée pour défluxer la machine. Elles peuvent même avoir une zone inaccessible à très grande vitesse et à faible puissance. Selon la configuration du véhicule et l'emplacement de la machine électrique, la plage peut être étendue. Pour une machine intégrée par le système à entraînement par courroie, à la place occupée par l'alternateur conventionnel, le rapport entre la vitesse maximale et la vitesse de base (V_{max}/V_b) est proche de 10. Pour une machine à aimants, la complexité du contrôle et de la sécurité (F.e.m. élevée à haute vitesse) peut conduire à un coût de l'électronique élevé.

Les machines à réluctance variable semblent aussi performantes que les autres machines brushless. La MRV à double saillance est robuste et bénéficie en plus de la simplicité du rotor. Elle nécessite toutefois une commande spécifique pour la contrôler. Une amélioration est également à apporter pour satisfaire les exigences acoustiques dans le domaine d'automobile.

Les structures innovantes discoïdes ont un très bon couple massique et sont très intéressantes en termes d'inertie. Elles sont encore peu exploitées en industrie. L'utilisation de poudres de fer peut être une solution pour répondre aux besoins techniques (répartition tridimensionnelle de flux) et économiques (mise en oeuvre, fabrication en grande série et recyclage). Par contre, les tôles FeSi constituent un choix pertinent pour des machines, dont le chemin de flux principal est bidimensionnel, en termes d'induction et de pertes. De plus, les progrès réalisés dans le process de la métallurgie permettent une meilleure maîtrise de la qualité des matériaux produits.

Le développement a ainsi eu lieu dans la modélisation de ces matériaux afin de mieux les comprendre et les utiliser, ce qui a fait l'objet de la dernière partie de ce chapitre.

La machine à double excitation combine les avantages de la machine à aimants permanents et de la machine à rotor bobiné. Elle présente un meilleur couple massique par rapport à une machine à rotor bobiné simple. De plus, elle bénéficie d'un degré de liberté supplémentaire non seulement dans le dimensionnement mais aussi pour le contrôle de la machine. Ce contrôle est facilité via le réglage du flux par le courant d'excitation. Néanmoins, la structure de la machine s'est rendue plus complexe par la présence du bobinage d'excitation et du système bagues/balais lorsque ce bobinage se situe au rotor. Ce type de machines, jugé intéressant pour la nouvelle application automobile, fera l'objet principal de ce mémoire.

Chapitre II

Machine à double excitation

Sommaire

II.1 Introduction 30
II.2 Présentation de la machine à double excitation 30
II.3 Modélisation 32
II.3.a Modèle magnétique 33
II.3.b Choix du modèle de pertes fer 42
II.3.c Modèle électrique 45
II.3.d Pertes et rendement 46
II.4 Optimisation 47
II.4.a Présentation du logiciel 48
II.4.b Optimisation du rendement à la vitesse de base 48
II.4.c Optimisation en plusieurs points de fonctionnement 50
II.4.d Détermination d'un compromis - courbe de Pareto 53
II.5 Conclusion 54

Résumé

Dans un contexte automobile visant à concilier écologie et autonomie, les véhicules hybride et électrique sont une solution d'avenir. Les performances de ces véhicules dépendent du rendement de la machine électrique qu'ils embarquent. Le rendement de la machine à griffes nous semble insuffisant pour cette application. Il est plus que jamais nécessaire de développer de nouvelles technologies en rupture pour répondre aux exigences d'amélioration du rendement.

La machine à double excitation présentée dans ce mémoire, l'homologue de la machine à griffes, semble prometteuse surtout dans le cadre de l'hybridation.

II.1 Introduction

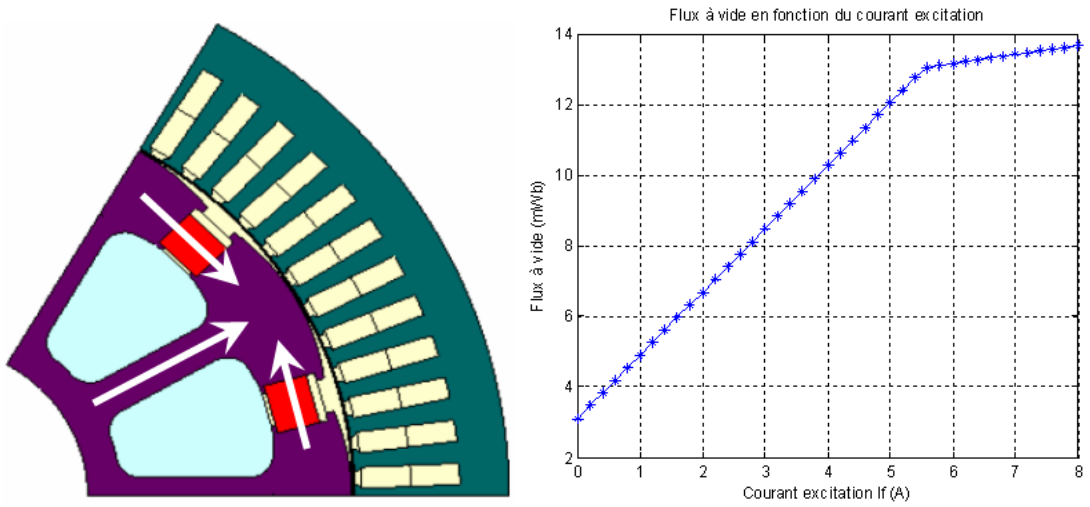
Dans une machine à double excitation, le flux est produit par deux types de sources : une excitation par des aimants permanents et une autre par des bobines. Lorsqu'elles sont bien dimensionnées, les machines à double excitation conjuguent les avantages des machines à aimants permanents et ceux des machines à rotor bobiné en termes de puissance massique et facilité du contrôle [4].

Une étude est menée dans ce chapitre sur une nouvelle structure de machine à double excitation. Les différents modèles seront présentés. Une méthodologie de dimensionnement et d'optimisation vis-à-vis d'un cahier des charges automobile sera ensuite décrite.

II.2 Présentation de la machine à double excitation

La machine à griffes est aujourd'hui la machine la plus utilisée dans l'automobile grâce à sa fabrication simple et son faible coût. Pour les générations récentes, des aimants permanents sont insérés entre les griffes. Il s'agit en effet d'une machine à double excitation. Ce type de machine, ayant des performances améliorées, est actuellement utilisé en tant qu'alterno-démarreur séparé dans les véhicules.

Dans les véhicules hybride et électrique, la machine électrique joue un rôle plus important en termes de puissance. Le rendement d'une machine à griffes n'est pas suffisant pour cette nouvelle application. Le rotor d'une machine à griffes, étant en acier massif, est le siège des courants de Foucault. Les pertes fer, produites par ces courants, difficiles à estimer actuellement, sont responsables du sur-échauffement de la machine. Afin de réduire les pertes fer, la nouvelle structure proposée est composée d'un stator et d'un rotor en tôles feuilletées.



(a) Structure de la machine (b) Flux à vide en fonction du courant d'excitation

FIGURE II.1 – Machine à double excitation

La structure de la nouvelle machine est illustrée à la figure II.1.a. Les aimants permanents dans la région inter-polaire sont orientés orthoradialement. Les bobines d'excitation

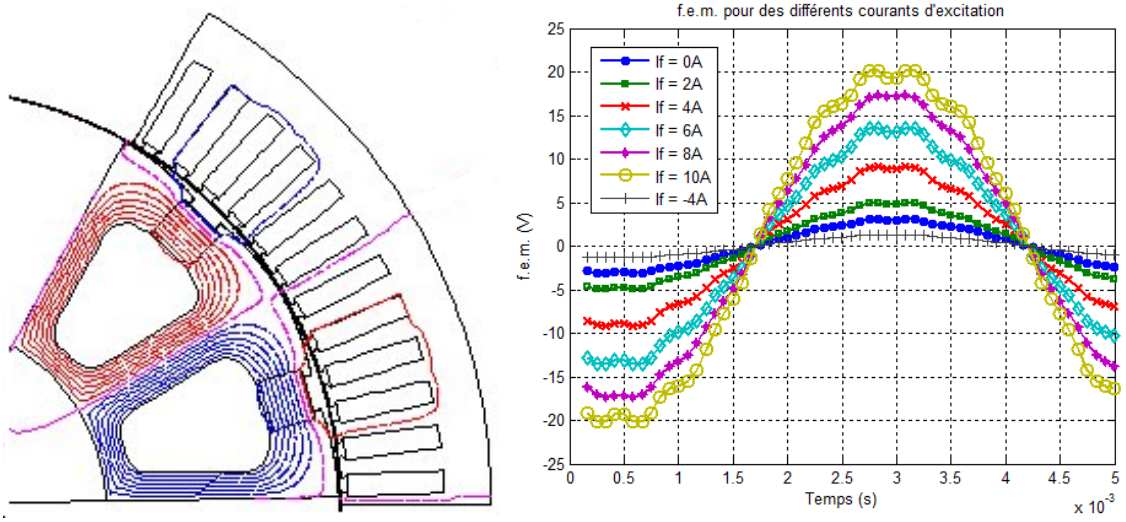
sont alimentées de façon à ce que le flux produit s'oppose au flux produit par les aimants dans le noyau des pôles respectifs. Le comportement de cette machine est donc proche de celui de la machine à griffes. La présence du bobinage au rotor nécessite des contacts tournants. On se limite dans la gamme du système bagues/balais des machines à griffes dont la technique est bien maîtrisée chez Valeo.

Comme toutes les machines à double excitation, cette machine produit une puissance pouvant varier entre trois niveaux possibles :

- une puissance de base, produite par les aimants permanents seuls ;
- une puissance maximale, produite par les aimants et les bobines ;
- une puissance nulle ou quasi-nulle en cas de défluxage complet en inversant le sens du courant d'excitation.

Le comportement d'une machine à double excitation est caractérisé par la quantité d'aimants au rotor, ce qui détermine le flux résiduel à courant d'excitation nul (Fig. II.1.b). Le choix de la taille des aimants est important pour une bonne utilisation de cette machine, qui doit être fait selon l'environnement auquel la machine est destinée. Souvent, la machine est dimensionnée pour fournir la puissance demandée, au point de fonctionnement le plus sollicité, sans courant ou avec un faible courant dans les bobines d'excitation, afin d'optimiser le rendement.

En réalité, un alterno-démarreur doit assister le moteur thermique lors de la fonction "Stop & Start", et également dans les phases critiques de ce dernier. La machine fonctionne principalement en alternateur à faibles puissances à grande vitesse car un fort débit n'est pas désiré lorsqu'on roule sur l'autoroute. La configuration proposée (Fig. II.1.a) est adaptée car en annulant le courant d'excitation, le flux créé par les aimants est pratiquement court-circuité par le rotor (Fig. II.2.a). La Fig. II.2.b montre un exemple, où la f.e.m. devient très faible en annulant le courant dans les bobines. Elle peut être entièrement annulée en injectant un faible courant en sens inverse par l'intermédiaire d'un pont en H par exemple.



(a) Equi-flux à l'excitation nulle

(b) F.e.m. en fonction du courant d'excitation

FIGURE II.2 – Capacité de défluxage

Un autre critère, qui intervient dans le choix de la machine, est le coût de fabrication.

La concurrence dans le secteur automobile est très sévère ; c'est par conséquent un domaine en développement permanent. Les constructeurs et équipementiers automobile travaillent à réduire le coût. La structure de cette machine reste relativement simple comparée à certaines machines à double excitation existant dans la littérature [49]. On peut considérer que l'industrialisation de cette machine est envisageable.

En résumé, les avantages principaux de cette machine à double excitation, *appelée MSDE* dans les prochaines sections, sont :

- amélioration de la capacité de défluxage à travers le contrôle total de flux ;
- une zone de fonctionnement à puissance constante plus large ;
- faibles pertes en charge partielle grâce à la décroissance du courant d'excitation ;
- amélioration du rendement de la chaîne de traction car la machine peut être dimensionnée de telle manière que son meilleur rendement coïncide avec la zone de fonctionnement la plus sollicitée.

II.3 Modélisation

La machine électrique représente un domaine complexe, qui réunit les aspects magnétique, électrique, le phénomène thermique et en plus des contraintes mécaniques. On cherche à travers la modélisation à exprimer les grandeurs électromécaniques qui nous intéressent par des paramètres géométriques plus ou moins influents. En général, les modèles peuvent être classés en trois catégories (Fig. II.3) :

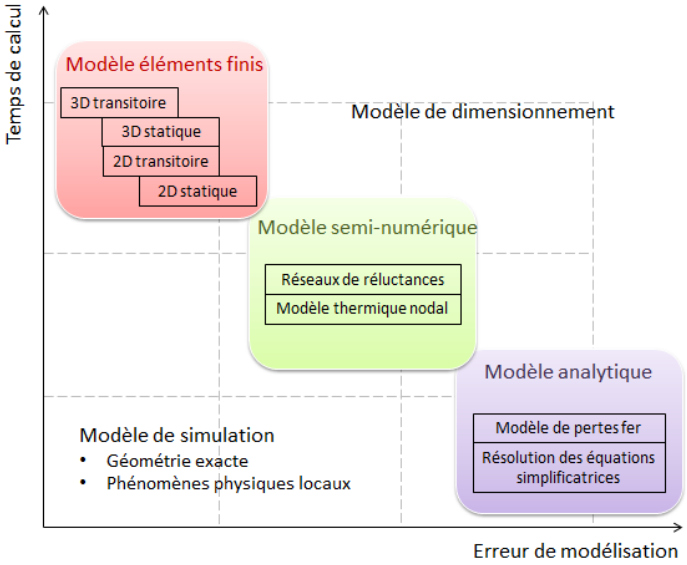


FIGURE II.3 – Emplacement de différents modèles

- les modèles analytiques, basés sur certaines hypothèses simplificatrices, sont très avantageux en temps de calcul mais la mise au point de ces modèles est souvent longue.
- les modèles numériques, basés sur la méthode des éléments finis, permettent de prendre en compte la géométrie exacte de la structure et de résoudre localement des lois physiques ; Ces modèles sont bien précis mais coûteux en temps de calcul.

– les modèles semi-numériques, conjuguent la rapidité de la méthode analytique et la précision de la méthode des éléments finis par la prise en compte d'une bonne partie des phénomènes physiques locaux.

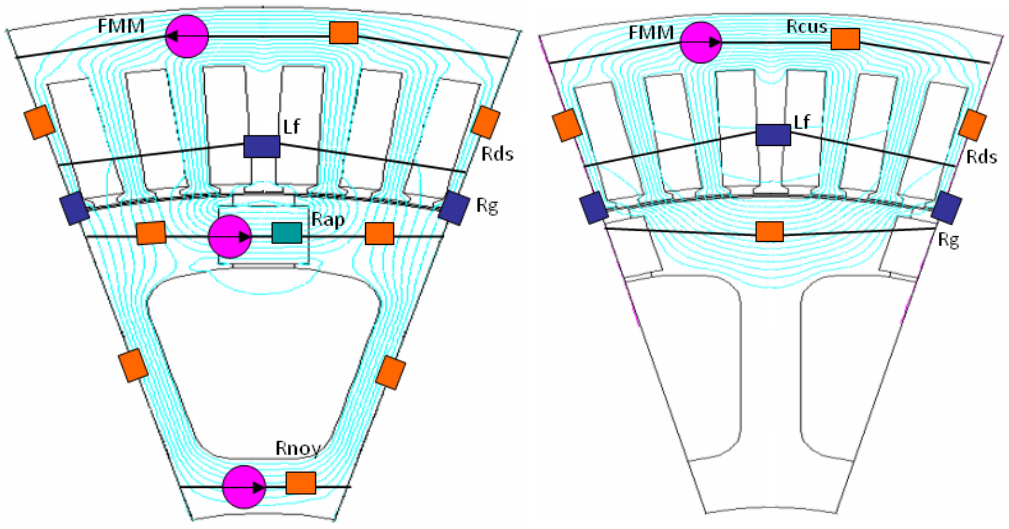
On présente dans ce qui suit les différents modèles que nous avons utilisés. Dans cette étude, nous avons adopté deux modèles magnétiques semi-numériques : modèle par réseaux de réluctances et modèle par cartographies. Le logiciel Reluctool, développé au G2elab, est utilisé pour résoudre les circuits de réluctances. Et la méthode de cartographies de flux est entièrement développée sous Matlab. Deux modèles de pertes fer seront ensuite comparés en termes de temps de calcul et de l'intégration dans le dimensionnement de la machine.

La méthode des éléments finis pure, avec le logiciel Flux, est utilisée pour la validation finale et la compréhension des phénomènes locaux.

II.3.a Modèle magnétique

II.3.a-i Modèle par réseaux de réluctances

Grâce à son analogie avec les circuits électriques résistifs, les circuits magnétiques peuvent être représentés par un schéma électrique équivalent (Fig. II.4). L'analyse par réseaux de réluctances consiste à décomposer un circuit magnétique en sous-éléments (réluctances ou sources de potentiel). La résolution de ce circuit, comme un circuit électrique, en utilisant les lois de Kirchhoff donne les flux dans toutes les branches du circuit. Toutes les gradeurs électromagnétiques sont calculées à partir des valeurs de flux.



(a) Réseau d'axe d (b) Réseau d'axe q

FIGURE II.4 – Représentation des réseaux de réluctances

Cette méthode, économique en temps de calcul, peut être très efficace pour le pré-dimensionnement de la machine. Cependant, la mise au point du modèle est souvent longue et fastidieuse. La résolution des réseaux de réluctances n'est pas évidente lorsqu'il s'agit d'une géométrie complexe. Pour s'affranchir de ces difficultés, on a adopté un outil de modélisation, Reluctool (Fig. II.5) développé par le laboratoire G2elab [29] [31]. Cet outil, dédié à l'analyse par réseaux de réluctances, permet la prise en compte de la courbe B(H),

la mise en équation automatique et la génération des dérivées. En utilisant des équations symboliques, le modèle établi permet de réaliser des calculs rapides. Il peut être facilement couplé avec un algorithme d'optimisation déterministe.

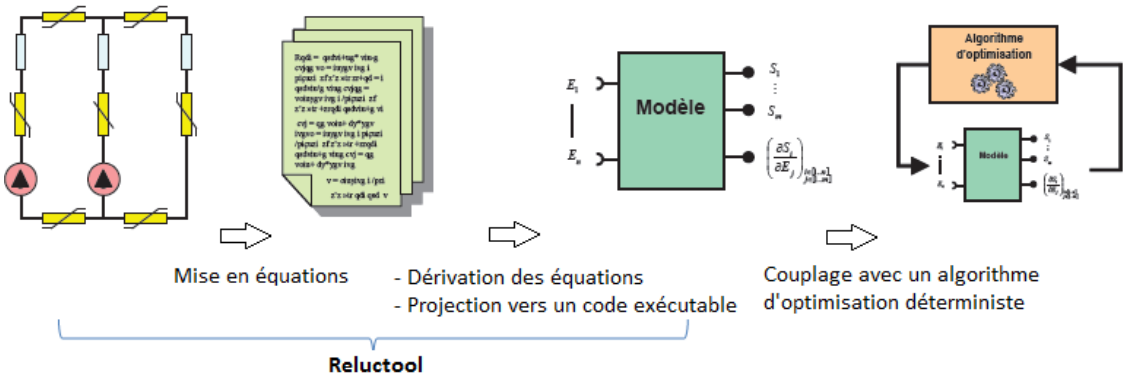


FIGURE II.5 – Génération du modèle de dimensionnement

A ce jour, on n'effectue que des calculs statiques dans l'environnement Reluctool. Il est toutefois possible de prendre en compte la rotation du rotor en introduisant la périodicité, les conditions aux limites, et la commutation de flux au niveau de l'entrefer dans une prochaine étude [57] [65].

Le fait que le modèle obtenu par Reluctool soit facilement importable dans un optimiseur permet de réduire de façon drastique le temps de calcul lors d'une optimisation. On a donc adopté la modélisation statique, où la machine est représentée par deux réseaux de réluctances, dont l'un est dans l'axe direct et l'autre dans l'axe quadrature.

1. Calcul des réluctances

Le point critique de la modélisation repose sur la distribution de l'induction dans l'entrefer. Ici on obtient sa valeur crête avec laquelle on déduit l'état magnétique de différentes parties de la machine. La réluctance de l'entrefer est largement supérieure aux autres composants dans le circuit en régime linéaire, où elle régule le flux résultant et où elle influence la précision du modèle. On utilise souvent le coefficient de Carter pour prendre en compte la variation de perméance liée à l'encochage et travaille par la suite avec un entrefer lisse. On obtient la valeur corrigée de la réluctance d'entrefer ($l_{gc} = K_c\ l_g$) [2] [13] :

$$K_c = \frac{t_d}{t_d - \frac{t_e^2}{t_e + 5\,l_g}} \tag{II.1}$$

Où, t_d est le pas dentaire, t_e l'ouverture d'encoche et l_g : la largeur d'entrefer.

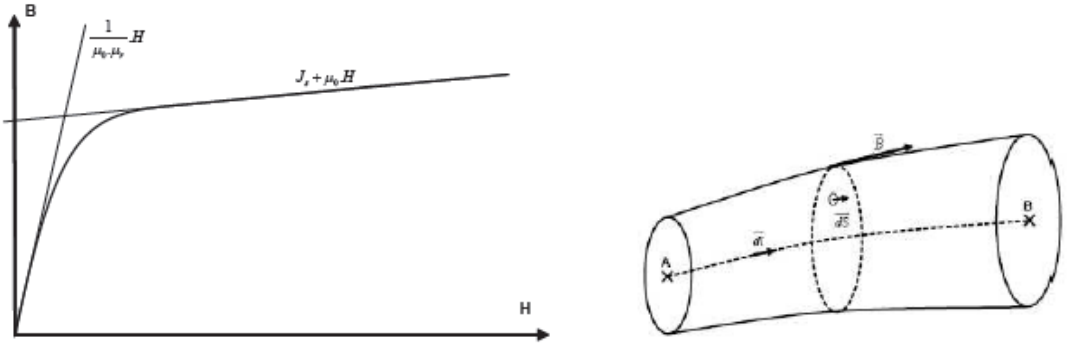
Le matériau ferromagnétique comme le fer canalise bien le flux en régime non saturé. Dès l'apparition de la saturation, la perméabilité relative est décroissante et sa réluctance, n'étant plus négligeable par rapport à celle de l'entrefer, devient plus difficile à estimer. Pour pouvoir attribuer à chaque sous-composant, issu de la discrétisation, sa propre perméabilité relative en fonction de son état magnétique, la relation (Eq. II.2) est introduite dans l'outil Reluctool [31], avec laquelle on est en mesure de transformer le problème en une série d'équations implicites non linéaires qui tiennent compte de la saturation du circuit magnétique par l'Eq. II.3 (Fig. II.6.a).

$$R(\Phi) = \frac{L}{\Phi} H(\frac{\Phi}{S}) \tag{II.2}$$

Où, L : longueur du tube de flux ; S : section du tube de flux ; Φ : flux traversant le tube.

$$H(B) = \frac{(\mu_r - 2a + 1)B - \mu_r J_s - J_s(2a - \mu_r)\sqrt{(\frac{(\mu_r - 1)B}{J_s(2a - \mu_r)})^2 - \frac{4a(a - \mu_r)}{(2a - \mu_r)^2}}}{2\mu_0(\mu_r - a)} \tag{II.3}$$

Où, μ_0 : la perméabilité magnétique du vide ; μ_r : la perméabilité relative propre au matériau ; J_s : la polarisation magnétique à saturation ; a : un coefficient permettant le réglage du coude.



(a) Forme de la B(H) (b) Tube de flux

FIGURE II.6 – Modélisation d'un sous-composant saturable [31]

Avec cette approche, la réluctance d'un composant ferromagnétique est caractérisée par la longueur et la section du tube de flux associé (Fig. II.6.b). Par exemple, la réluctance de la culasse (R_{cus}) peut être exprimée par :

$$R_{cus}(\Phi_{cus}) = \frac{L_{cus}}{\Phi_{cus}} H(\frac{\Phi_{cus}}{S_{cus}}) \tag{II.4}$$

$$L_{cus} = \frac{\pi(r_{es} + r_{fdenc})}{2\,p} \tag{II.5}$$

$$S_{cus} = (r_{es} - r_{fdenc})\, l_{zs} \tag{II.6}$$

Avec, r_{es} rayon extérieur du stator, r_{fdenc} rayon du fond d'encoche, l_{zs} longueur active du stator, p nombre de paires de pôles.

Le calcul des inductances de fuites est très important si l'on veut étendre le domaine de validité du modèle en régime saturé. Cependant, les fuites ne sont pas faciles à modéliser à cause d'une mauvaise maîtrise du chemin de flux dans l'air. Dans le cas d'un stator, elles sont couramment modélisées par des inductances constantes et décomposées en inductance de fuites d'encoche (ℓ_{enc}), inductance de fuites zig-zag (ℓ_{zz}) et inductance de fuites des têtes de bobines (ℓ_{tb}) qui dépendent de la forme d'encoche, la forme des têtes de bobines, la technique de bobinage, etc. Ces fuites, qui peuvent présenter jusqu'à 10%-15% du flux total, peuvent être estimées par des formules analytiques [32]. Ces valeurs peuvent être également obtenues par des calculs éléments finis spécifiques. On peut se limiter dans un

premier temps aux fuites statoriques dans une machine 2D comme celle étudiée ici. Le modèle est toutefois évolutif tout au long de cette étude.

La force magnétomotrice est modélisée par deux sources d'ampères-tours équivalentes dans les axes d et q. Pour un bobinage à une encoche par pôle et par phase, l'amplitude du fondamental de la F.M.M. d'une phase est :

$$A_{FMM} = \frac{2}{\pi}\, N_c\, I_s \tag{II.7}$$

Avec, I_s la valeur crête du courant, N_c le nombre de conducteurs en série dans une encoche.

Pour une machine à 6 paires de pôles et deux encoches par pôle et par phase, les conducteurs d'une phase sont répartis dans deux encoches consécutives décalées de 30 degrés électriques. La F.M.M. résultante d'une phase devient 2 $A_{FMM}\ cos(\pi/12)$ et la F.M.M. totale des phases a pour expression :

$$At_{FMM} = \frac{6}{\pi}\, N_c\, I_s\, cos(\frac{\pi}{12}) \tag{II.8}$$

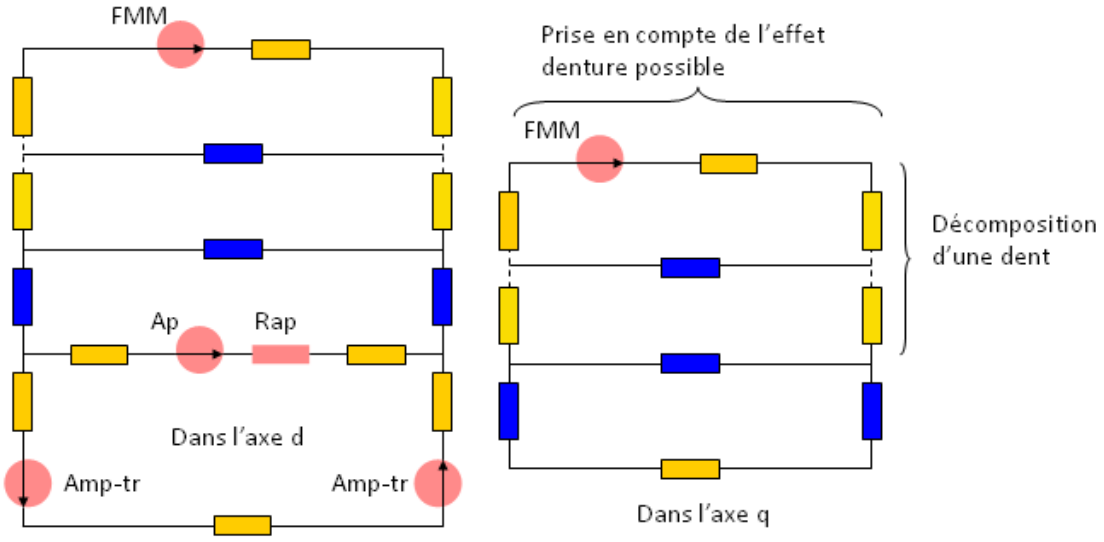


FIGURE II.7 – Réseaux de réluctances dans les axes d et q pour la MSDE

Ces réseaux de réluctances (Fig. II.7), qui prennent en compte la propriété non linéaire du matériau magnétique, forment un système implicite. On peut le résoudre par des algorithmes d'optimisation déterministes en annulant ces équations implicites (Eq. II.9) lors d'une optimisation.

$$(f_i\ (\phi_i\ \ldots\ \phi_n) = 0)_{i=1\ldots\ n} \tag{II.9}$$

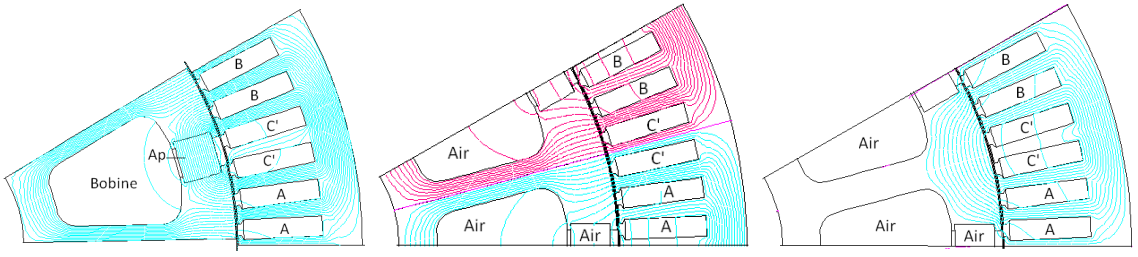
Où, $\phi_i\ \ldots\ \phi_n$: flux dans chaque branche du réseau.

Cette approche est relativement lourde lorsqu'il s'agit d'une optimisation d'un système complexe car le système n'est pas résolu avant l'optimisation. Les N équations implicites du système s'ajoutent aux équations de contraintes de cette optimisation. La deuxième approche améliorée consiste à intégrer dans le modèle, l'algorithme de minimisation de norme de ce système implicite par la méthode de Newton-Raphson. Le modèle du système

est résolu indépendamment de l'optimisation du système. Ces approches sont expliquées dans [30]. De plus, le fait de fournir les dérivées (jacobien) peut rendre l'optimisation plus efficace par la suite.

2. Validation du circuit magnétique

La validation est effectuée d'abord sur la f.e.m. à vide, l'inductance en axe direct (L_d) et en axe quadrature (L_q). Avec les calculs éléments finis, on peut constater que les lignes de flux de fuites se situent essentiellement dans l'encoche et aux pieds des dents (Fig. II.8). Pour calculer L_d et L_q, les bobines rotoriques ne sont pas alimentées et les aimants sont remplacés par l'air. La comparaison (Fig. II.9) entre les inductances calculées par le modèle de réluctances et celles estimées par la méthode des éléments finis montre une bonne cohérence.



(a) A vide (b) Calcul L_d (c) Calcul L_q

FIGURE II.8 – Validation par la méthode des éléments finis Flux

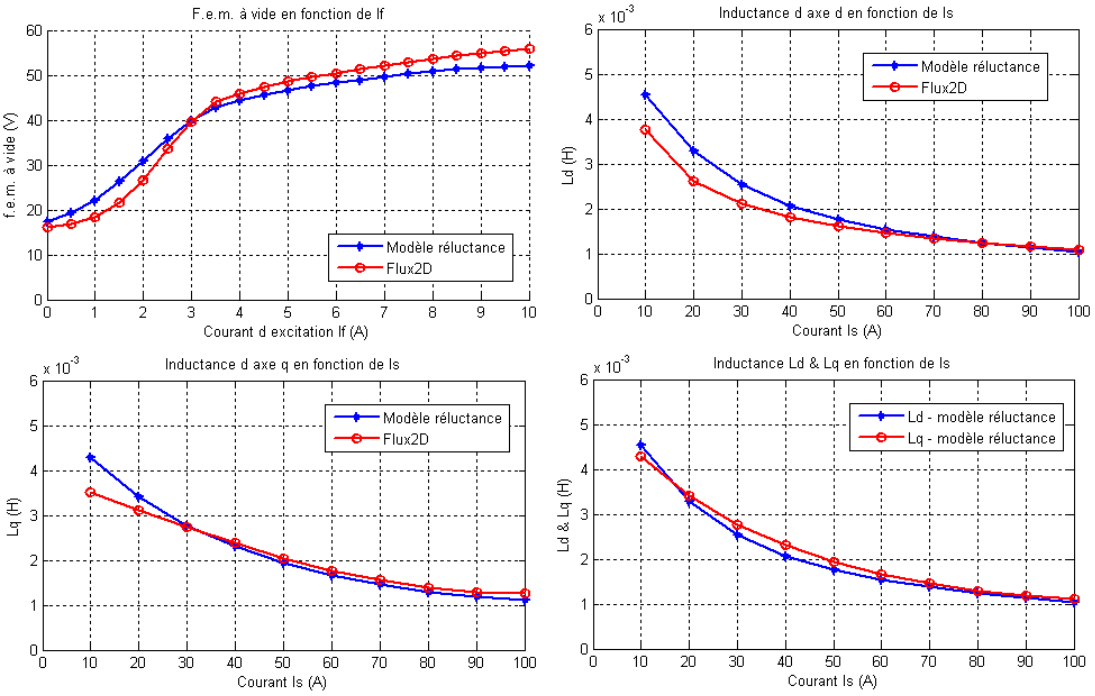
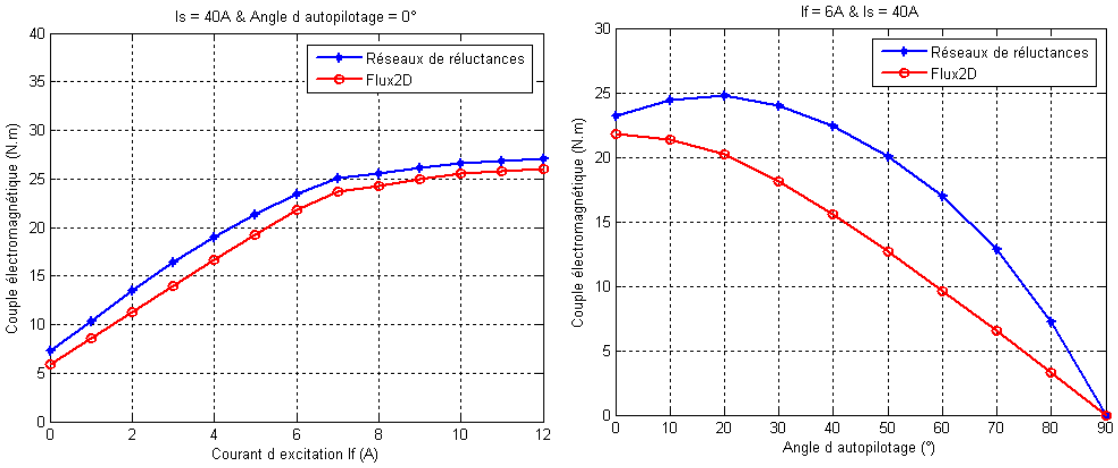


FIGURE II.9 – Validation du modèle de réseaux de réluctances par la méthode des éléments finis (F.e.m. à vide en fonction du courant I_f, L_d et L_q en fonction du courant I_s)

Le couple électromagnétique est évalué par la méthode des réseaux de réluctances (Fig. II.10) à partir de l'Eq. II.10, ainsi que par la méthode des éléments finis.

$$C_{em} = \frac{3}{2}\, p\, (\Psi_d\, i_q - \Psi_q\, i_d) \tag{II.10}$$

Avec, Ψ_d et Ψ_q : flux total d'axes d et q calculés à partir du flux d'entrefer, i_d et i_q : courants d'axes d et q.



(a) En fonction du courant d'excitation pour I_s = 40 A et $\varphi = 0^o$

(b) En fonction de l'angle d'autopilotage pour I_f = 6 A et I_s = 40 A

FIGURE II.10 – Evolution du couple

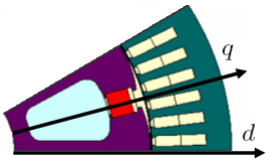
Le modèle est relativement précis sur une large zone de fonctionnement. Toutefois, il semble moins performant en faisant varier l'angle d'autopilotage. Ceci est dû, d'une part, à la séparation des réseaux d'axes d et q, et donc à la non prise en compte de la saturation croisée (ce qui se passe dans un axe n'est pas sans conséquence sur l'autre). D'autre part, pour ce type de machine avec un entrefer variable, l'angle du couple optimal (l'addition d'un couple synchrone et d'un couple réluctant) varie en fonction du courant d'excitation, ce qui n'est pas évident à inclure dans un modèle de réseaux de réluctances. On reviendra sur ce phénomène dans la prochaine section.

II.3.a-ii Modèle par cartographies de flux

Cette méthode [20] est fondée sur la transformation de Park, où on ne conserve que le fondamental de f.m.m. dans l'entrefer et où on néglige, dans un premier temps, les pertes fer. Ces pertes seront traitées par des modèles a posteriori. Pour ce faire, nous avons besoin de connaître les valeurs de flux dans chaque axe, en fonction des courants qui leur donnent naissance. Ces calculs sont réalisés par la méthode des éléments finis, où la géométrie exacte de la machine est décrite en considérant la présence des aimants inter-polaires et des bobines d'excitation. L'avantage de cette méthode est qu'en passant par la transformation de Park, un seul calcul éléments finis en régime statique suffit pour chaque triplet de (i_d, i_q, i_f). De plus, les calculs éléments finis et le traitement des données peuvent être entièrement automatisés sous Matlab.

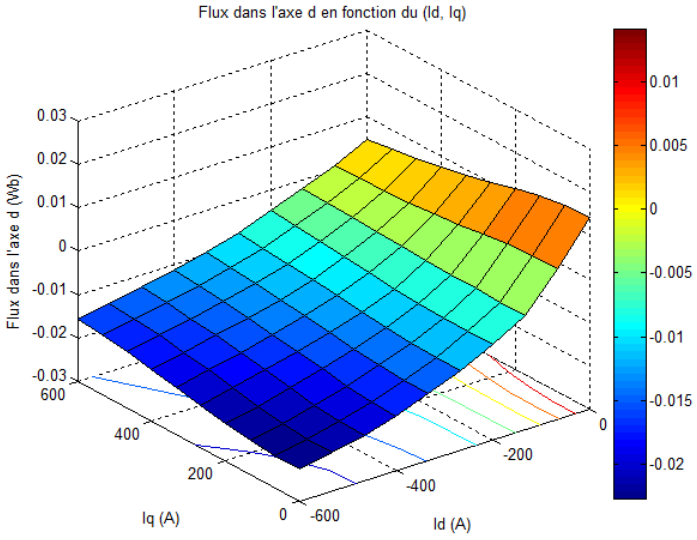
$$\begin{bmatrix}\Psi_d\\ \Psi_q\\ \Psi_0\end{bmatrix} = \frac{2}{3}\begin{bmatrix} cos(\theta) & cos(\theta-\frac{2}{3}\pi) & cos(\theta+\frac{2}{3}\pi)\\ -sin(\theta) & -sin(\theta-\frac{2}{3}\pi) & -sin(\theta+\frac{2}{3}\pi)\\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\Psi_a\\ \Psi_b\\ \Psi_c\end{bmatrix} \tag{II.11}$$

$$\begin{bmatrix} i_d\\ i_q\end{bmatrix} \xrightarrow{Park^{-1}} \begin{bmatrix} i_a\\ i_b\\ i_c\end{bmatrix} \rightarrow$$

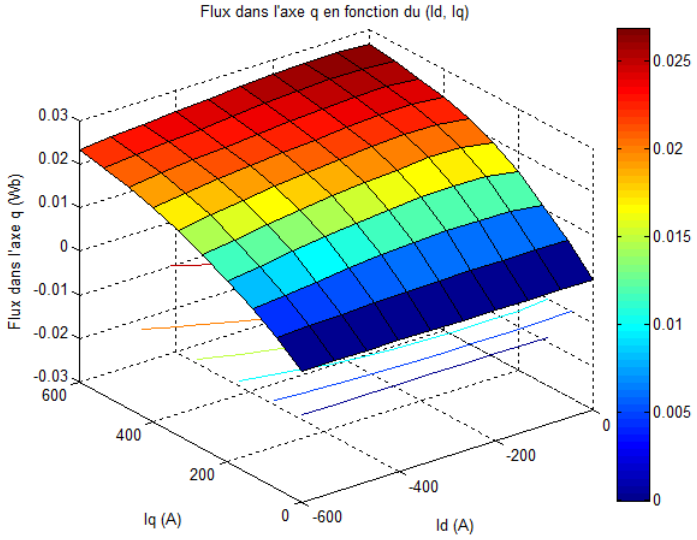


$$\rightarrow \begin{bmatrix}\Psi_a\\ \Psi_b\\ \Psi_c\end{bmatrix} \xrightarrow{Park} \begin{bmatrix}\Psi_d\\ \Psi_q\end{bmatrix}$$

FIGURE II.11 – Modèle par cartographies de flux [20]



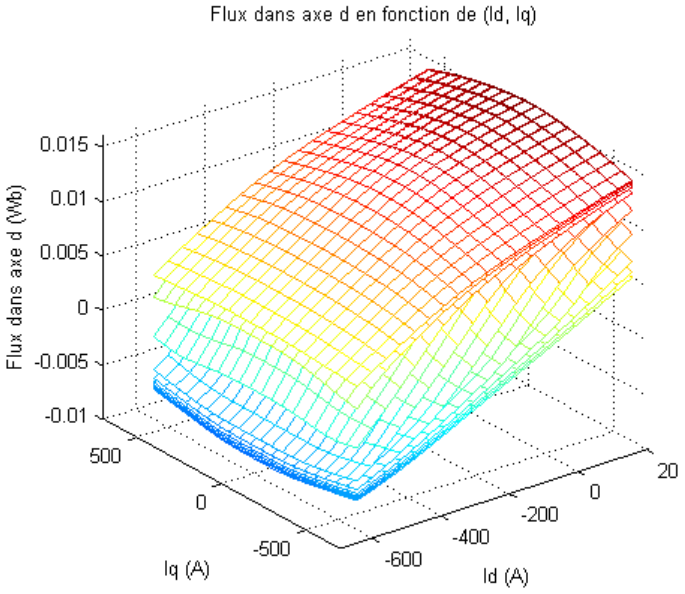
(a) Flux d'axe d en fonction des courants i_d, i_q



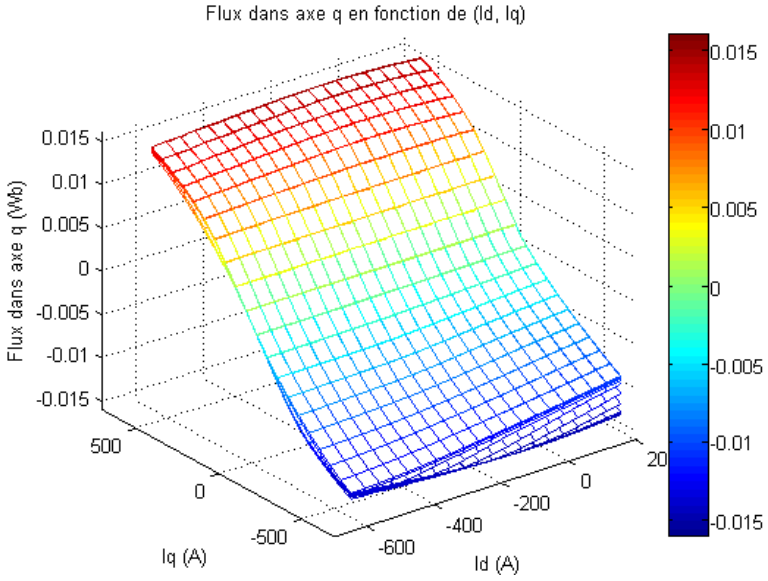
(b) Flux d'axe q en fonction des courants i_d, i_q

FIGURE II.12 – Cartographies de flux dans deux axes pour $I_f = 8.9$ A

La transformation de Park utilisée est présentée dans l'Eq. II.11. Cette relation est aussi valable pour le courant et la tension. Le principe de ce modèle est illustré à la Fig. II.11. Connaissant la position du rotor, la transformation inverse de Park nous donne (i_a, i_b, i_c) à imposer dans les enroulements statoriques pour chaque combinaison de (i_d, i_q). On obtient le flux dans chaque phase en fonction de (i_d, i_q, i_f) grâce aux simulations éléments finis. La transformation de Park permet de les ramener dans le repère d-q.



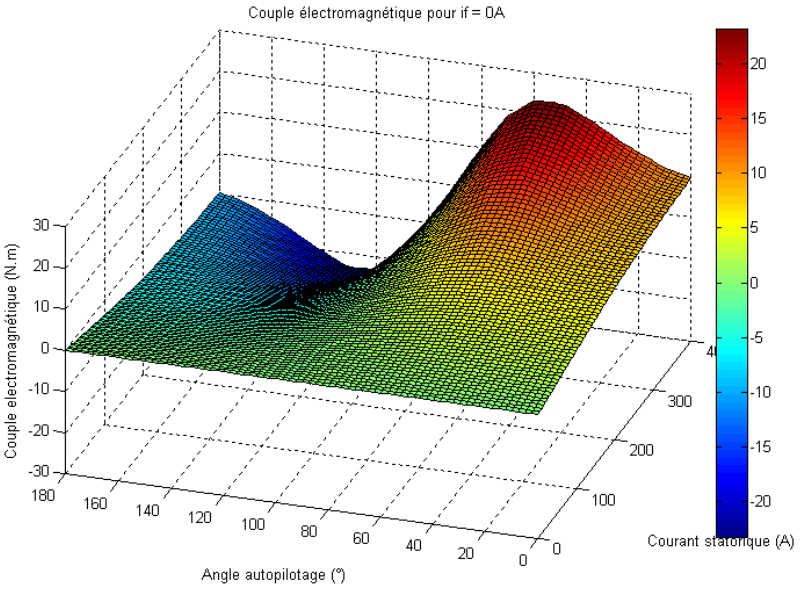
(a) Flux d'axe d



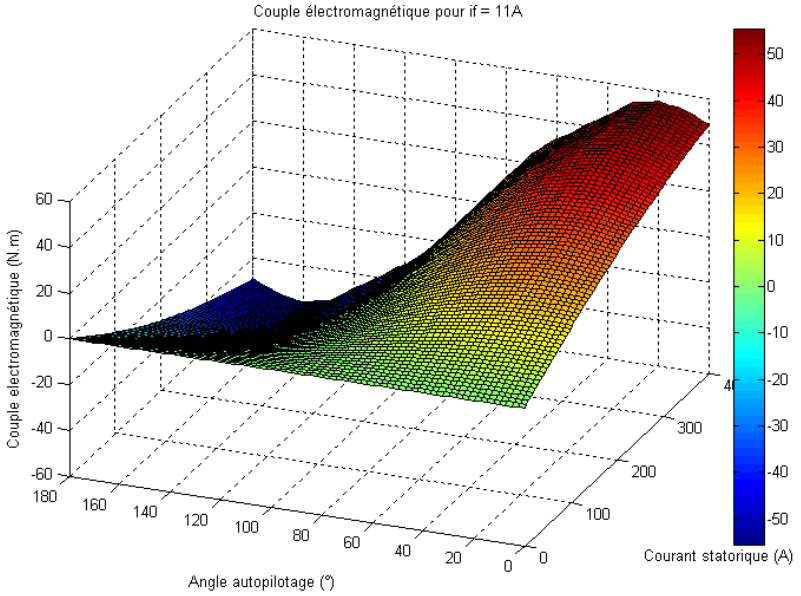
(b) Flux d'axe q

FIGURE II.13 – Cartographies de flux dans deux axes en fonction de (i_d, i_q) pour différents courants d'excitation

Un exemple de surfaces de flux dans les axes d et q en fonction des courants est présenté à la Fig. II.12. Avec un courant d'excitation de 8.9 A, une légère saturation est constatée



(a) $i_f = 0$ A



(b) $i_f = 9.5$ A

FIGURE II.14 – Couple électromagnétique en fonction du courant statorique et de l'angle d'autopilotage pour deux valeurs du courant d'excitation

dans l'axe d en fonctionnement à vide (i_d, $i_q = 0$). En injectant un courant négatif dans l'axe d, la création d'une réaction d'induit démagnétisante réduit le flux et la saturation dans ce même axe. L'effet de la saturation croisée est observé dans les deux axes, c'est-à-dire, ce qui se passe dans un axe n'est pas sans conséquence sur l'autre. Par exemple, le courant d'axe q fait changer le flux d'axe d pour des courants i_d et i_f donnés. Ce phénomène est moins important dans l'axe q, cependant on voit toujours une légère variation de flux dans l'axe q, pour un courant i_q donné, lorsqu'on fait varier le courant i_d. L'avantage de cette méthode est aussi le non-découplage des axes d et q, ce qui permet de prendre en considération

naturellement la saturation croisée. La saturation du matériau ferromagnétique même est prise en compte par l'introduction de la courbe $B(H)$.

Nous ne prenons que le sens positif du courant d'excitation dans cette application, néanmoins le changement de sens est envisageable avec un hacheur en H. Pour ces surfaces (Fig. II.12), i_d est supposé toujours négatif et les courbes sont symétriques pour les valeurs négatives de i_q :

$$\Psi_d(i_d, i_q, i_f) = \Psi_d(i_d, -i_q, i_f) \quad \forall i_d < 0,\ i_q \in \Re \ et\ i_f > 0 \tag{II.12}$$

$$\Psi_q(i_d, i_q, i_f) = -\Psi_q(i_d, -i_q, i_f) \quad \forall i_d < 0,\ i_q \in \Re \ et\ i_f > 0 \tag{II.13}$$

Concrètement, le modèle par cartographies de flux est constitué d'un ensemble de surfaces de flux bien défini comme à la figure II.13. A partir de ces courbes, une simple interpolation en 3 dimensions permet de retrouver les valeurs de flux correspondantes à une combinaison quelconque des courants. Le couple électromagnétique peut être exprimé par l'Eq. II.14.

$$C_{em} = \frac{3}{2}\, p\, \left(\Psi_d(i_d, i_q, i_f)\ i_q - \Psi_q(i_d, i_q, i_f)\ i_d\right) \tag{II.14}$$

A partir de cette équation, on peut tracer les courbes du couple électromagnétique en fonction des courants et de l'angle d'autopilotage (Fig. II.14). L'angle d'autopilotage est défini comme l'angle entre le courant I_s et l'axe q. Pour cette MSDE, comme toutes les autres machines à double excitation, le couple électromagnétique est la somme d'un couple de réluctance et d'un couple synchrone, et ce dernier augmente avec le courant d'excitation quand la machine n'est pas complètement saturée. A excitation nulle ou à faible excitation, on a observé un effet de saillance. L'angle du couple optimal, qui correspond au couple maximal par ampère (I_s), se trouve vers 45 degrés électriques. Cet angle est ramené, par l'addition d'un couple synchrone et d'un couple réluctant, vers 15-20 degrés électriques (Fig. II.14.b) avec un courant d'excitation plus élevé. Ce phénomène peut être facilement observé par des calculs éléments finis, cependant son intégration dans un modèle analytique n'est pas évidente.

II.3.b Choix du modèle de pertes fer

Les pertes fer sont un type de pertes qu'on maîtrise le moins dans la machine électrique, pourtant elles ont une influence non négligeable sur le rendement. Les modèles analytiques, fondés sur certaines hypothèses simplificatrices, sont relativement faciles à mettre en oeuvre mais ils ne sont en général pas suffisamment précis. Les modèles d'hystérésis dynamiques, ayant une meilleure précision, qui prennent en compte les phénomènes physiques locaux, nécessitent un temps de calcul assez conséquent. On cherche un modèle assez précis, raisonnable en temps de calcul et qui peut être facilement intégré dans la procédure d'optimisation. On cherche également à comprendre ce phénomène de pertes à l'aide de la modélisation.

II.3.b-i Modèle de Bertotti

Le modèle de pertes fer le plus utilisé actuellement dans le dimensionnement de la machine est le modèle de Bertotti grâce à sa simplicité et à sa rapidité de calcul. Le

premier modèle proposé en 1988, donne des très bons résultats pour une excitation en induction sinusoïdale (Eq. II.15). Bertotti a décomposé les pertes totales en pertes d'hystérésis statiques, pertes par courants induits et pertes par excès et attribué une interprétation physique à chaque partie (Fig. II.15).

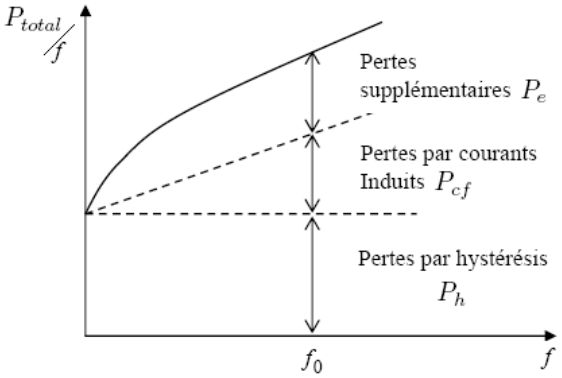


FIGURE II.15 – Décomposition des pertes totales par cycle

$$P_{fer} = K_h f B_M^{\alpha} + K_{cf}(fB_M)^2 + K_e(fB_M)^{3/2} \tag{II.15}$$

Où, K_h, K_{cf} et K_e sont des coefficients propres au matériau.

$$K_{cf} = \frac{\pi^2 d^2}{6\rho m_v} \tag{II.16}$$

Avec, d : l'épaisseur de la tôle, ρ : la résistivité et m_v : masse volumique.

Ce modèle a comme défaut de ne considérer que l'induction sinusoïdale. Or c'est rarement le cas dans les machines électriques. Pour s'affranchir de ce défaut, le modèle de Bertotti amélioré, prenant en compte la forme de l'induction, est décrit par :

$$P_{fer} = K_h f B_M^{\alpha} + \frac{d^2}{12\rho}\frac{1}{T}\int_0^T (\frac{dB}{dt})^2 dt + K_e \frac{1}{T}\int_0^T (\frac{dB}{dt})^{3/2} dt \tag{II.17}$$

Le coefficient K_h est identifié par un cycle d'hystérésis statique de basse fréquence et d'induction maximale B_M. Le coefficient K_{cf} peut être obtenu à partir des paramètres physiques tels que la résistivité, la densité et l'épaisseur des tôles. La détermination de K_e, les pertes par excès, nécessite des caractérisations spécifiques pour des fréquences et inductions souhaitées. D'ailleurs, on peut constater que l'identification des paramètres et l'utilisation du modèle nécessitent la connaissance a priori sur l'induction dans la machine.

II.3.b-ii Modèle Loss Surface (LS)

Le modèle LS, détaillé dans le chapitre V, est un modèle d'hystérésis dynamique scalaire, fondé sur le terme dB/dt et la fréquence d'excitation. Ce modèle, représenté sous forme de surface H_{dyn} (Fig. II.16), fournit un lien entre le champ et (B, dB/dt).

La construction du modèle pour un matériau considéré nécessite des essais spécifiques. On insiste sur l'importance de cette caractérisation en vue de la création du modèle qui permet aussi de connaître les propriétés exactes du matériau. Une fois le modèle est identifié, les pertes fer peuvent être facilement estimées à partir de la forme de l'induction

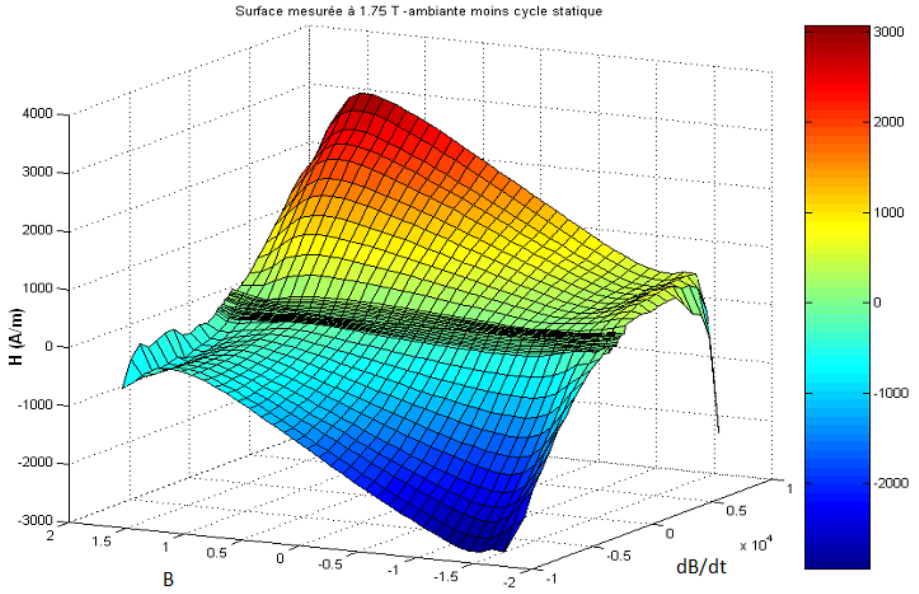


FIGURE II.16 – Surface $H_{0,dyn}(B, dB/dt)$ mesurée à 1.75 Tesla, nuance M330-35A [33]

B(t). Les utilisateurs n'ont pas besoin de se procurer les caractéristiques complètes du matériau : les courbes B(H) pour différentes fréquences d'excitation, les pertes magnétiques sous différentes excitations en induction sinusoïdale et sous différentes fréquences.

II.3.b-iii Comparaison et bilan des modèles de pertes fer

Une comparaison est effectuée entre les deux modèles couplés aux calculs éléments finis transitoires en deux points de fonctionnement représentatifs de la MSDE :

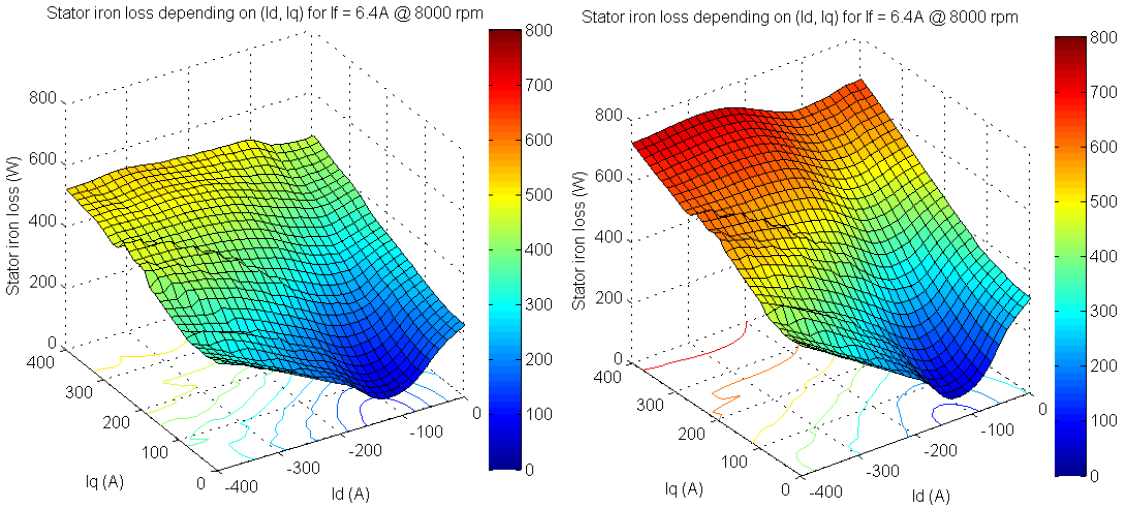
- point au démarrage : 50 N.m, 2000 tr/min, qui est un point de fonctionnement à basse fréquence, mais à forte induction car les forts courants sont injectés pour produire le couple.
- point de défluxage à vitesse maximale : 8 kW, 16000 tr/min ; Ceci est un point de fonctionnement à haute fréquence et riche en harmoniques à cause du défluxage.

On obtient des résultats assez proches (Tab. II.1), pour les deux vitesses, sur les pertes fer au stator. Par contre, les écarts sur les pertes fer rotoriques sont importants. Dans cette configuration, avec un rotor feuilleté et un bobinage réparti à 2 encoches par pôle et phase, les pertes fer au rotor doivent être relativement faibles. On suppose que la surestimation de pertes au rotor par le modèle analytique est due à la non prise en compte de la composante continue de l'induction.

		Modèle Bertotti		Modèle LS	
Vitesse (tr/min)		2000	16000	2000	16000
Pertes fer (W)	Stator	91	876	63	720
	Rotor	30	278	6	66

TABLEAU II.1 – Comparaison entre les pertes fer calculées par le modèle LS et le modèle de Bertotti en deux points de fonctionnement

Dans l'optimisation de la MSDE, la méthode des éléments finis pure comme présentée ci-dessus n'est pas adéquate à cause du temps de calcul. Les modèles peuvent être utilisés, d'une manière plus simple mais efficace, sous forme de cartographies de pertes en fonction des courants i_d, i_q, i_f et de la vitesse de rotation, dont un exemple est donné à la figure II.17. Les deux modèles présentent des résultats semblables avec un temps de calcul comparable. Cette méthode simplifiée, qui réduit davantage le temps de simulation, sera décrite plus en détail dans le dernier chapitre.



(a) Modèle LS (b) Modèle Bertotti

FIGURE II.17 – Pertes fer statoriques en fonction des courants (i_d, i_q) avec $i_f = 6.4$ A et @ 8000 tr/min

II.3.c Modèle électrique

Les tensions statoriques phase-neutre sont issues de la loi d'Ohm avec les résistances de pertes Joule et fer à l'aide de la transformation de Park (Fig. II.18). Les expressions de tensions dans les axes d et q sont :

$$v_d = R(T_{cu})i_d - \omega_e \psi_q(i_d, i_q, i_f) \tag{II.18}$$

$$v_q = R(T_{cu})i_q + \omega_e \psi_d(i_d, i_q, i_f) \tag{II.19}$$

Où, R(T_{cu}) prend en compte l'influence de la température cuivre T_{cu} ; ω_e est la pulsation électrique ; les flux des axes d et q sont issus du modèle magnétique en tenant compte de la saturation du matériau.

La résistance d'une phase statorique est calculée à partir de l'Eq. II.20.

$$R(T_{cu}) = \rho_{(T_{cu})} \cdot 2p \cdot Nb_{enc\ pol\ ph} \cdot Nb_{sp\ enc} \cdot l_{cus\ pol}\ /(Nb_{//}\ S_{fil}) \tag{II.20}$$

Où, p est le nombre de paires de pôles ; $Nb_{enc\ pol\ ph}$ le nombre d'encoches par pôle et par phase ; $Nb_{sp\ enc}$ le nombre de spires par encoche ; $l_{cus\ pol}$ la longueur du cuivre par pôle ; $Nb_{//}$ le nombre de fils en parallèle ; S_{fil} la section du fil.

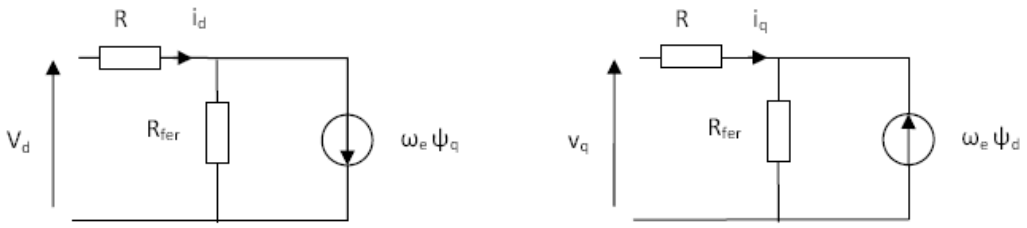


FIGURE II.18 – Schéma électrique équivalent de l'axe d et de l'axe q

$$l_{cus\ pol} = l_{zs} + 2\, l_{tetb} + \pi/p\, (r_{si} + h_{ds}/2) \tag{II.21}$$

Où, l_{zs} est la longueur du paquet du stator ; l_{tetb} : la longueur des têtes de bobines ; r_{si} : le rayon intérieur du stator ; h_{ds} : la hauteur des dents.

La puissance utile (Fig. II.19) est calculée en retranchant les pertes fer et les pertes mécaniques (les pertes aérauliques) de la puissance électromagnétique calculée auparavant.

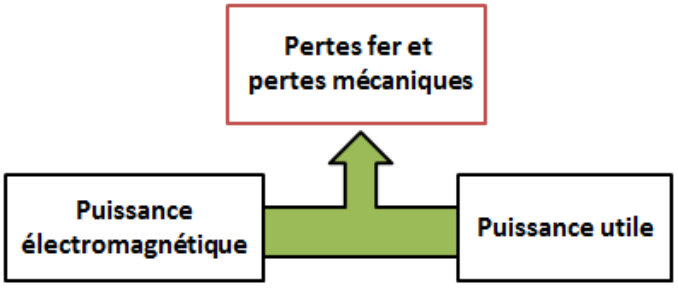


FIGURE II.19 – Bilan de puissance

Autrement dit, le couple mécanique sur l'arbre (C_{util}) peut être calculé en retranchant le couple de pertes fer et le couple de pertes mécaniques (aérauliques) du couple électromagnétique.

$$C_{util} = C_{em} - \frac{P_{fer}}{\Omega} - \frac{P_m}{\Omega} \tag{II.22}$$

Où, P_m : pertes mécaniques et Ω est la vitesse de rotation ; P_{fer} : pertes fer ; C_{em} : couple électromagnétique.

Le Tab. II.2 montre une comparaison entre les estimations issues du modèle de cartographies de flux, du modèle électrique et les résultats de simulation par éléments finis en 4 points de fonctionnement représentatifs de toute la plage couple-vitesse. On constate que ces modèles sont très satisfaisants en termes de précision.

II.3.d Pertes et rendement

La machine électrique fonctionnant en mode moteur transforme la puissance électrique du bus continu, par l'intermédiaire d'un onduleur, en puissance mécanique. La différence entre ces deux puissances est expliquée par les pertes dissipées lors de la transformation. La puissance d'excitation P_{ex} est prélevée sur la puissance électrique d'entrée. Dans ce cas, le rendement de la machine est calculé par :

	Cas 1		Cas 2		Cas 3		Cas 4	
	Modèle	Flux	Modèle	Flux	Modèle	Flux	Modèle	Flux
Courant i_d (A)	0		-35		-35		-25	
Courant i_q (A)	35		0		35		43	
Couple (N.m)	22	21	0	0	17.1	17.4	22.6	23.2
Tension ph-n (V)	165	167	21	20	126	125	144	144

TABLEAU II.2 – Comparaison entre les calculs par le modèle de cartographies de flux et les calculs éléments finis (Flux)

$$\eta = \frac{P_{util}}{P_{util} + P_{js} + P_{fer} + P_m + P_{ex}} \tag{II.23}$$

Où, P_{util} est la puissance mécanique ; P_{js} : pertes Joule statoriques ; P_{fer} : pertes fer ; P_m : pertes mécaniques.

On adopte la convention de signe du mode moteur, pour les deux modes de fonctionnement, moteur ou alternateur.

II.4 Optimisation

Le processus d'optimisation est très utile, dans les phases de conception. Il est souvent pratique de coupler les modèles, permettant de réaliser des calculs rapides, aux algorithmes d'optimisation. Cette procédure permet d'exploiter un large espace de solutions possibles.

En général, un problème d'optimisation sous contraintes peut être formulé par l'Eq. II.24. Les contraintes incluent :

- le respect d'un cahier des charges en termes de dimension, inertie, courant, tension etc. ;
- la cohérence géométrique ;
- le processus de fabrication : la forme d'encoche spécifique liée à la technique de bobinage et le taux de remplissage par exemple.

Dans une optimisation, il est important de bien formuler le problème car une définition correcte des contraintes facilite la convergence du problème vers une solution optimale vis-à-vis d'un cahier des charges.

$$\begin{cases} min\ f_{obj}(y) \\ \quad g_k(y) \leq 0 \\ \quad h_l(y) = 0 \end{cases} \tag{II.24}$$

Avec, $g_k(y)$: les contraintes d'inégalité et $h_l(y)$ les contraintes d'égalité.

On présente dans ce qui suit, les différentes optimisations qu'on a effectuées au cours de cette étude : l'optimisation en un point de fonctionnement, en plusieurs points de fonctionnement, et l'interprétation de la courbe de Pareto qui peut aider les concepteurs à décider. On veut démontrer également, à travers ces optimisations, l'influence de la formulation du

problème sur la solution optimale et la stratégie qui nous semble la plus adaptée pour un cahier des charges d'automobile.

II.4.a Présentation du logiciel

CADES [28] (Fig. II.20), développé au G2elab, est un outil de dimensionnement et d'optimisation dédié aux modèles analytiques ou semi-numériques. Le système à étudier peut être modélisé par des équations multi-physiques ou par des réseaux de réluctances. Les composants créés par le générateur CADES, contenant des codes exécutables, peuvent être facilement importés par un optimiseur. Cet outil fournit, dans les composants standards, les gradients des paramètres de sortie (grandeurs électromécaniques telles que le couple, la tension, etc.) en fonction des paramètres d'entrée (grandeurs géométriques telles que : le diamètre extérieur, la longueur active, etc.). Ces composants peuvent être utilisés pour des études de sensibilité ou des optimisations en couplant avec un algorithme d'optimisation déterministe de type SQP (sequential quadratic programming).

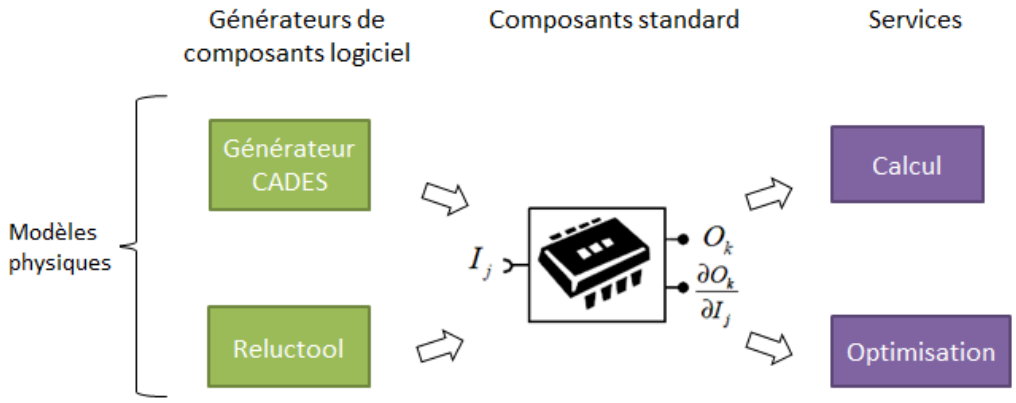
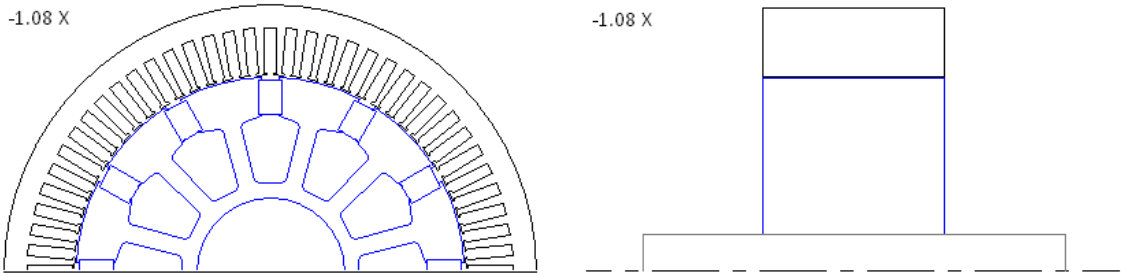


FIGURE II.20 – Plateforme du logiciel CADES

II.4.b Optimisation du rendement à la vitesse de base

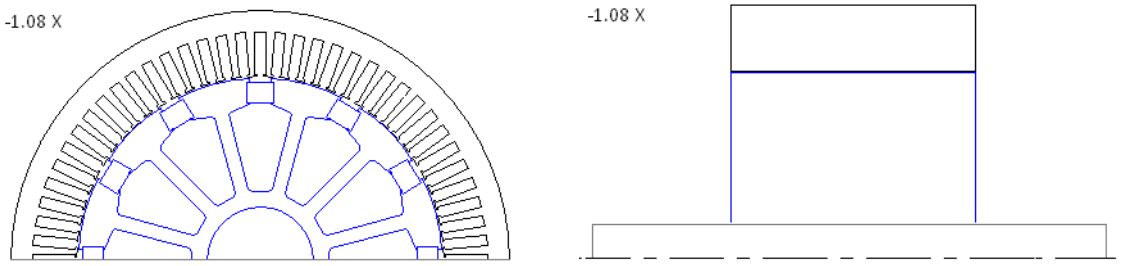
Le point de base, limitant la zone du fonctionnement à couple constant et celle à puissance constante, est traditionnellement un point de dimensionnement de la machine. Le premier cahier des charges consiste à optimiser le rendement sur ce point de base en respectant le couple demandé, le courant d'onduleur maximal, la tension du bus continu et le diamètre extérieur du stator. La géométrie initiale (Fig. II.21) est issue d'une étude paramétrique et correspond dans notre cas au premier pas d'itérations.

La géométrie issue de la première optimisation est donnée à la Fig. II.22. On peut constater que la hauteur de l'aimant est réduite, ce qui prouve que l'introduction des aimants dans ce type de structure ne garantit pas nécessairement une amélioration du rendement (Fig. II.23). Le pourcentage cuivre/aimant est un facteur critique dans le dimensionnement comme dans toutes les machines à double excitation. Le flux des aimants a tendance à re-boucler par le rotor sans courant d'excitation. Le flux des bobines, lorsqu'elles sont alimentées, s'oppose au flux des aimants et force ce dernier à traverser l'entrefer, comme ce qui est montré dans la section II.2. Dans la géométrie initiale, le flux créé par les ampères-tours n'est pas suffisant pour faire changer le parcours du flux des aimants.



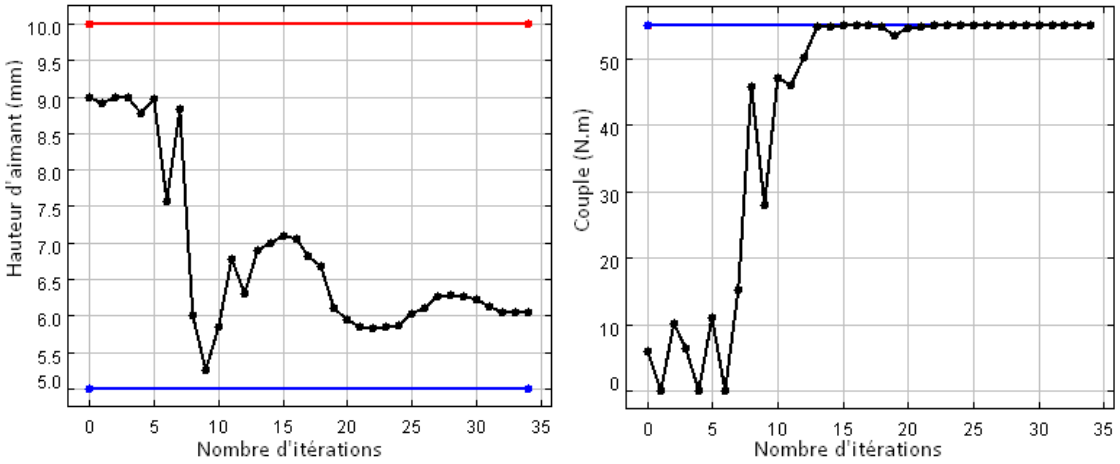
(a) Vue radiale (b) Vue axiale

FIGURE II.21 – Géométrie initiale de la MSDE



(a) Vue radiale (b) Vue axiale

FIGURE II.22 – Géométrie optimale de la MSDE



(a) Hauteur de l'aimant (b) Couple

FIGURE II.23 – Evolution des paramètres au cours de l'optimisation

Afin de réduire les pertes Joule dans le rotor, la surface d'encoche a été élargie pour loger plus de spires avec un diamètre de fil supérieur. En travaillant en résistance constante, il est possible de réduire le courant d'excitation d'une part pour réduire les pertes et d'autre part pour s'éloigner de la valeur limite du courant transmissible par le système bagues-balais.

On a aussi remarqué que la longueur active de la MSDE a été augmentée. Les pertes (3 $R_s I_s^2$) ont été diminuées malgré l'augmentation de la résistance. Cependant, cette nouvelle

longueur peut ne pas correspondre aux attentes des constructeurs automobile, qui cherchent à réduire l'encombrement de la machine et à augmenter sa puissance massique.

L'inconvénient de cette stratégie d'optimisation est que la machine n'est dimensionnée que pour le point de base. Or la plupart du temps, un alterno-démarreur ne fonctionne pas en ce point. La méthode apporte peu de visibilité sur le comportement global de la machine sur l'ensemble de la plage couple-vitesse. Il semble plus judicieux d'optimiser la machine en plusieurs points de fonctionnement. Ceci fera l'objet de la partie suivante.

II.4.c Optimisation en plusieurs points de fonctionnement

En connaissant l'enveloppe de la plage couple-vitesse, trois points de fonctionnement sont identifiés :

- le couple de démarrage à faible vitesse ;
- le couple maximal à vitesse maximale, qui dépend la capacité de défluxage ;
- mi-puissance à la vitesse de base, qui se situe dans la zone la plus sollicitée de la machine.

L'objectif est d'optimiser le rendement de la machine, dans un encombrement donné (diamètre extérieur, longueur active), sur le point le plus sollicité de la machine en sachant que la zone du meilleur rendement s'élargit autour de ce point. L'idée est de faire coïncider la zone du meilleur rendement de la machine avec la zone la plus sollicitée pour utiliser au mieux la MSDE.

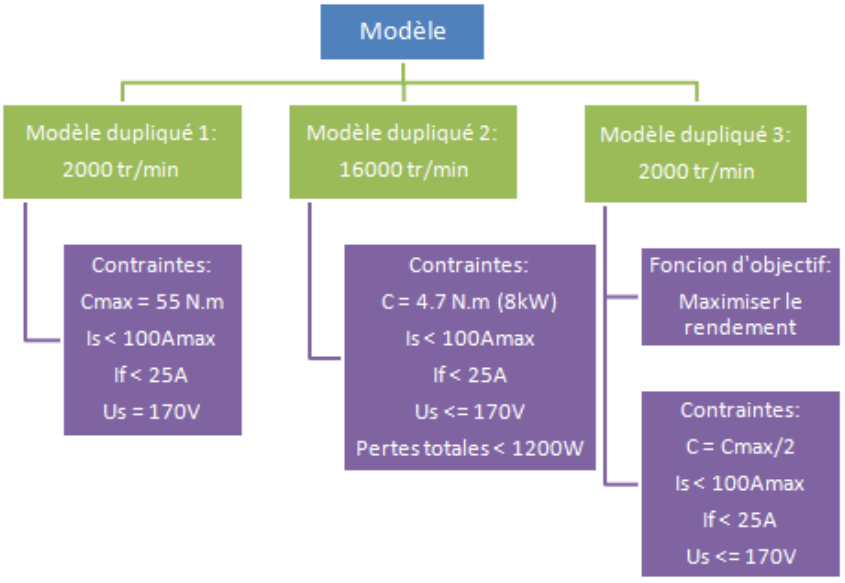
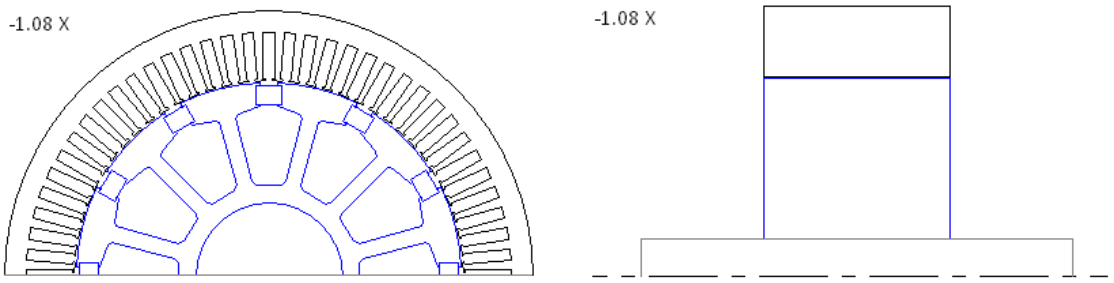


FIGURE II.24 – Duplication du modèle pour différents points de fonctionnement

Pour ce faire, on a dupliqué le modèle (Fig. II.7) trois fois pour représenter les différents points de fonctionnement à l'aide de l'outil CADES, dédié à l'optimisation. Ces trois modèles ont des paramètres géométriques strictement identiques mais des différents paramètres électriques, électromécaniques (courant, tension, couple, vitesse, rendement ...).

En effet, l'optimisation en différents points de fonctionnement consiste à maximiser le rendement sur le point identifié, comme étant le plus sollicité, tout en respectant le besoin



(a) Vue radiale (b) Vue axiale

FIGURE II.25 – Optimisation en trois points de fonctionnement

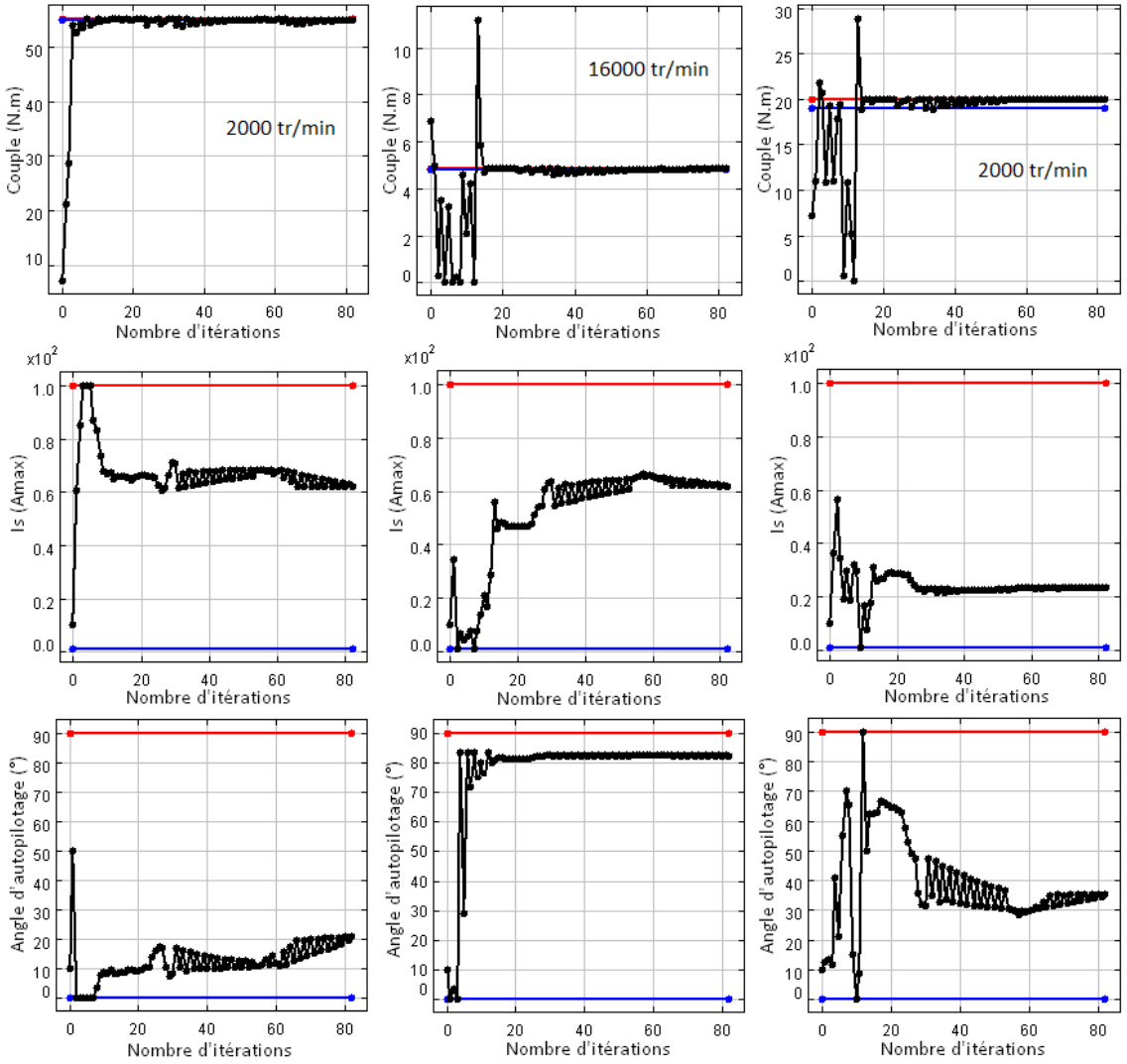
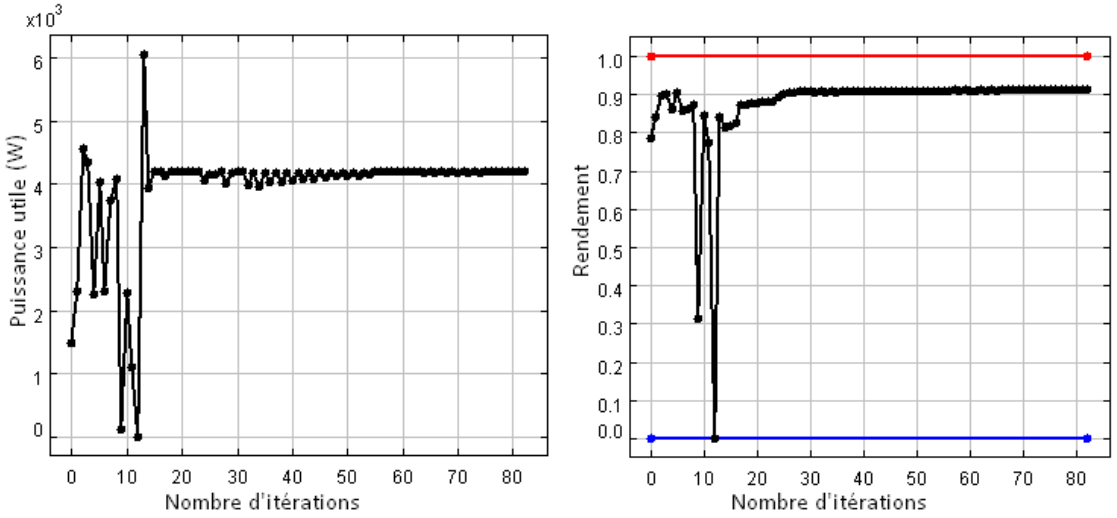


FIGURE II.26 – Evolution des paramètres au cours de l'optimisation : couple, courant, angle d'autopilotage (de haut en bas), point de fonctionnement 1-3 (de gauche à droite)

du couple au démarrage et de la puissance nécessaire à grande vitesse qui dépend de la capacité de défluxage et de l'aspect thermique (Fig. II.24). L'aspect thermique est exprimé,

dans un premier temps, par la densité du courant et la capacité d'évacuation de chaleur par des ventilateurs. D'après les données empiriques, les ventilateurs ciblés sont en mesure d'évacuer 1200 W de pertes à 16000 tr/min sous une température ambiante de 100°C. De plus, on contraint le diamètre extérieur et la longueur active de la machine.



(a) Puissance utile (b) Rendement

FIGURE II.27 – Evolution des paramètres au cours de l'optimisation (le point le plus sollicité)

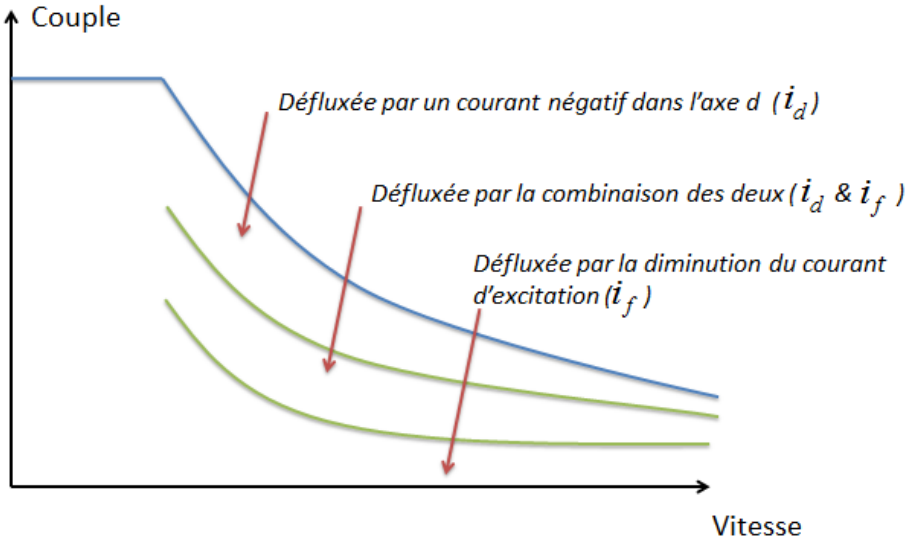


FIGURE II.28 – Défluxage dans les trois zones identifiées

Avec une géométrie telle que celle de la figure II.25, les courants dont on a besoin au point de base (Fig. II.26 1ère colonne) et à 16000 tr/min (2ème colonne) sont semblables mais avec les valeurs d'angle d'autopilotage différentes. Une partie du courant est utilisée dans l'axe d pour défluxer la machine à 16000 tr/min. On a décomposé la plage en 3 zones en fonction du principal mode de défluxage (par le stator ou le rotor). En effet, le passage d'une zone à l'autre est progressif et continu (Fig. II.28). On a également remarqué

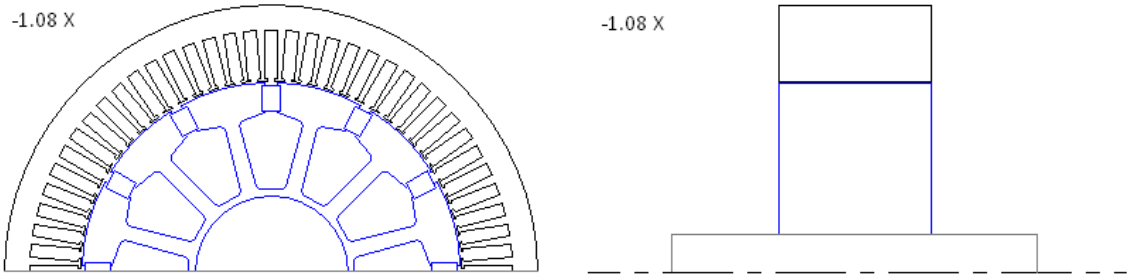
que pour assurer le défluxage dans la zone proche de la puissance maximale (l'enveloppe extérieure), il est nécessaire d'établir un courant négatif dans l'axe d. Le défluxage est assuré par la diminution du courant d'excitation dans la zone mi-puissance et faible puissance. C'est la raison pour laquelle la MSDE présente un meilleur rendement dans ces zones de fonctionnement. Pour le 3ème point de fonctionnement à 2000 tr/min et 4 kW choisi, on obtient un rendement de 90% (Fig. II.27).

II.4.d Détermination d'un compromis - courbe de Pareto

Dans le contexte actuel, on cherche à optimiser le rendement de la machine électrique pour d'une part diminuer la consommation et par conséquent réduire les émissions de CO_2 et d'autre part améliorer la puissance massique. La courbe de Pareto est utile lorsqu'on s'intéresse à deux paramètres ayant des effets opposés (l'amélioration de l'un se fait au détriment de l'autre) et peut aider les concepteurs à décider. Le principe de la courbe de Pareto est très simple. Il s'agit d'effectuer une série d'optimisations bien définies dans un espace bidimensionnel tel que le rendement et la masse, la longueur de machine et le rendement par exemple. Ce procédé est automatisé dans l'environnement CADES.

II.4.d-i Détermination de l'espace d'optimisation

La limite inférieure de l'espace est déterminée en minimisant la masse totale de la partie active de la machine. L'optimisation est réalisée en plusieurs points de fonctionnement de la même manière que dans la section précédente, les paramètres dimensionnels (rayon extérieur r_{se}, longueur active l_{zs}, etc) étant libres (Fig. II.29).

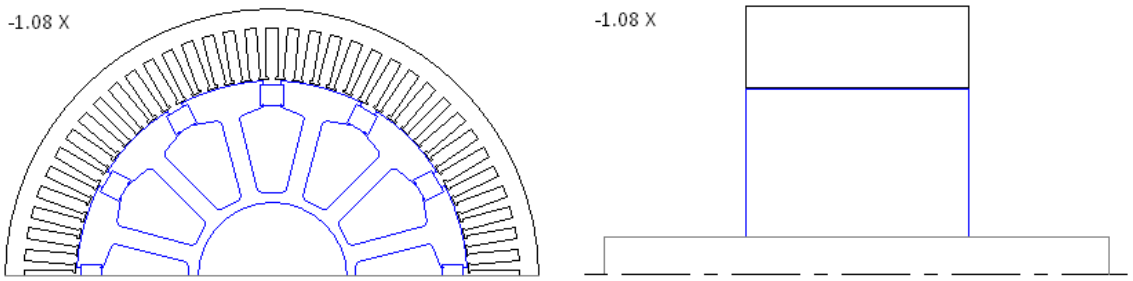


(a) Vue radiale (b) Vue axiale

FIGURE II.29 – Détermination de l'espace - minimisation de la masse

La limite supérieure est déterminée par une optimisation en maximisant le rendement sur le point le plus sollicité dans le cycle du fonctionnement, les dimensions et donc la masse étant là aussi non contraintes (Fig. II.30). On peut constater que la surface d'encoche est élargie pour pouvoir loger des conducteurs du diamètre supérieur. La machine est allongée afin de réduire le courant statorique nécessaire pour fournir la puissance demandée. Ces deux points agissent dans le même sens et permettent de diminuer les pertes Joule.

On obtient, avec la géométrie de la figure II.29, une machine de 4.3 kg et 91% de rendement sur le point de fonctionnement le plus sollicité et avec celle de la figure II.30, une machine de 7 kg mais un rendement de 94%.



(a) Vue radiale (b) Vue axiale

FIGURE II.30 – Détermination de l'espace - maximisation du rendement

II.4.d-ii Courbe de Pareto

Pour tracer la courbe de Pareto (Fig. II.31), plusieurs optimisations ont été effectuées en maximisant le rendement en fonction de la masse dans l'espace défini auparavant. Cette courbe expose une vision claire : dans la zone 1, il est possible d'améliorer le rendement sans trop modifier la masse. Dans la zone 2 se trouve le meilleur compromis entre le rendement et la masse. Dans la zone 3, on peut augmenter encore le rendement mais ceci reste peu intéressant car la masse s'accroît très vite en contrepartie.

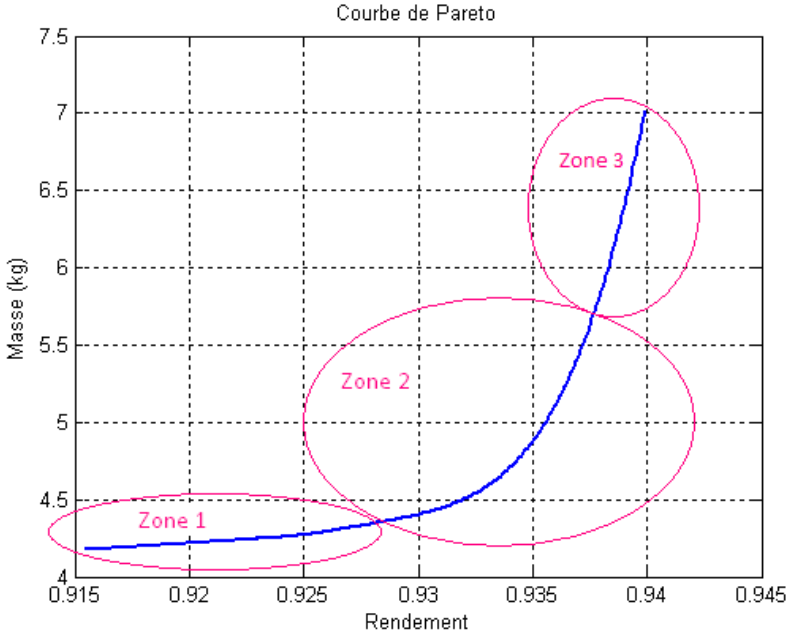


FIGURE II.31 – Courbe de Pareto : rendement vs. masse

II.5 Conclusion

Une nouvelle structure de machine à double excitation est présentée dans ce chapitre et ses principaux avantages sont démontrés. Le contrôle de flux devient plus aisé grâce à la possibilité du réglage du flux rotorique par le courant d'excitation. Ceci est intéres-

sant du point de vue énergétique, car il suffit d'annuler le courant d'excitation lors du fonctionnement à faibles charges, on a donc moins de pertes Joule. Pour une machine purement à aimants permanents, il faut injecter des courants statoriques pour défluxer la machine, ce qui crée des pertes Joule et des pertes fer supplémentaires. En terme du coût de l'électronique, la MSDE est avantageuse. L'annulation du courant d'excitation permet de quasiment annuler la F.e.m.. De plus, dans le cas d'un alternateur, il est possible de dimensionner la machine pour fonctionner avec un simple redresseur à diodes.

La méthode de réseaux de réluctances est utilisée pour modéliser le comportement de la MSDE. L'idée est d'avoir un modèle, permettant de réaliser des calculs rapides, couplé aux algorithmes d'optimisation, afin d'exploiter un large espace de solutions possibles. Cette méthode, étant moins précise que la méthode des éléments finis, apporte plus de transparence sur la sensibilité des paramètres de sortie (couple, rendement) en fonction des paramètres de conception (dimension, limite du courant et de la tension). Ceci est très important dans la phase de conception préliminaire.

Ensuite, les différentes optimisations sont présentées, à travers desquelles on a pu démontrer l'importance de la formulation du problème dans le processus d'optimisation. La géométrie finale vers laquelle l'algorithme converge dépend fortement de la définition des contraintes. L'optimisation en 3 points de fonctionnement semble la stratégie la plus adaptée dans notre application. Elle permet de faire coïncider la zone du meilleur rendement de la machine à la zone la plus sollicitée et donc de profiter au mieux les avantages de la MSDE.

Les premières optimisations sont effectuées par rapport aux paramètres géométriques principaux de la machine vis-à-vis d'un cahier des charges exprimé par la plage couple-vitesse. Deux types de paramètres ne sont pas inclus :

- paramètres discontinus : la technique de bobinage réparti ou concentré (nombre de pôles, nombre d'encoches) ;
- caractéristiques secondaires : ondulation du couple/courant, taux d'harmoniques.

Pour des raisons de temps de calcul et de difficulté de modélisation, ces paramètres sont traités en dehors de l'optimisation globale présentée dans ce chapitre. Une étude plus approfondie sur la structure de la MSDE proposée et son amélioration fait l'objet du prochain chapitre.

Chapitre III

Vers une amélioration des performances de la MSDE

Sommaire

III.1 Introduction 58
III.2 Choix de la polarité 58
III.3 Machine à 10 pôles et machine à 12 pôles 58
III.4 Différentes techniques de bobinage 60
III.4.a Bobinage à pas fractionnaire 60
III.4.b Bobinage à pas raccourci 61
III.4.c Bobinage concentré 61
III.4.d Application à la MSDE 62
III.5 Compensation de la réaction d'induit 65
III.5.a Aimants de compensation 65
III.5.b Entrefer progressif 68
III.6 Conclusion 69

Résumé

Dans une application d'alterno-démarreur, outre le rendement, les aspects vibratoire et acoustique ont leur importance. L'objectif de ce chapitre est d'étudier des voies possibles pour une amélioration des performances de la machine vis-à-vis de ces aspects.

III.1 Introduction

On a étudié, dans le chapitre précédent, le comportement de la MSDE et aussi les stratégies de dimensionnement en vue d'optimiser le rendement de la machine. Cependant, tous les aspects ne peuvent pas être inclus dans cette procédure d'optimisation pour des raisons de temps de calcul (l'aspect d'harmoniques, l'ondulation du couple, l'aspect acoustique, etc.), ni la discontinuité du problème telle que le nombre de pôles et d'encoches, etc. Ces aspects seront analysés dans les prochaines sections.

III.2 Choix de la polarité

Le nombre de paires de pôles a une influence significative sur le comportement de la machine. Cette dernière a tendance à être plus compacte avec un nombre de pôles élevé, car ceci permet de réduire le volume des circuits magnétiques du retour de flux et la longueur des têtes de bobines. Il est possible d'améliorer la puissance massique de la machine en augmentant le nombre de paires de pôles (p).

Cependant l'accroissement du nombre de pôles n'est pas systématique, ce choix est conditionné par plusieurs paramètres : la fréquence d'alimentation, les pertes magnétiques et aussi le processus de fabrication. Le fonctionnement à haute fréquence, qui est imposé par le nombre de paires de pôles p et la vitesse de rotation n (tr/min), conduit à une augmentation des pertes magnétiques dans la machine :

$$f = \frac{n \cdot p}{60} \tag{III.1}$$

De plus, un nombre de pôles élevé entraîne une augmentation de la fréquence de découpage du convertisseur d'alimentation et par conséquent de son coût.

On insiste aussi sur l'importance de la prise en considération du processus de fabrication. Ce dernier point est souvent ignoré lors du dimensionnement de la machine bien que ce point soit très important en vue de l'industrialisation. Dans le cas de la MSDE, un nombre de pôles élevé peut rendre le bobinage au rotor plus délicat, car cela signifie une perte de surface d'encoche due aux espaces réservés au passage de l'aiguille.

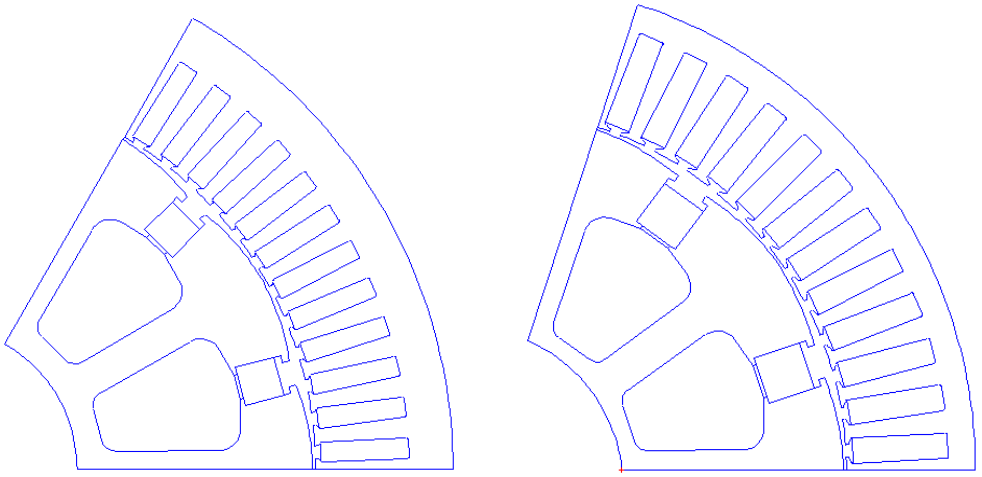
Pour toutes raisons, on a décidé de se limiter à 7 paires de pôles au maximum.

III.3 Machine à 10 pôles et machine à 12 pôles

En tenant compte des paramètres ci-dessus, on compare les performances de ces deux machines, 10 et 12 pôles, d'une manière globale.

Pour une première comparaison, les machines 12 pôles et 10 pôles (Fig. III.1) ont le même diamètre extérieur, le même diamètre d'alésage afin de pouvoir utiliser les ventilateurs standards, et la même longueur active. Les caractéristiques dimensionnelles sont présentées au Tab. III.1.

Pour une machine refroidie par air, le stator est relativement bien refroidi via les ventilateurs fixés au rotor et placés en face des têtes de bobines. Les chignons rotoriques se refroidissent en brassant l'air. Les pertes au rotor sont généralement plus difficiles à évacuer qu'au stator. La puissance de ce type de machines est souvent conditionnée par la capacité

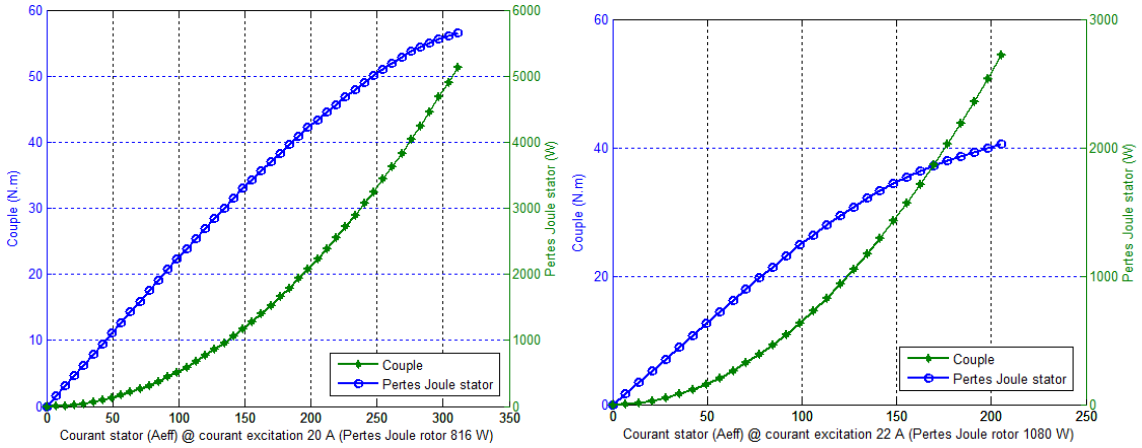


(a) Machine 12 pôles (b) Machine 10 pôles

FIGURE III.1 – Deux géométries de MSDE

	Machine 1	Machine 2
Nombre de pôles	12	10
Nombre d'encoches	72	60
Diamètre extérieur (mm)	144	

TABLEAU III.1 – Comparaison dimensionnelle entre la machine 12 pôles et celle à 10 pôles



(a) Machine 1 : 12 pôles (b) Machine 2 : 10 pôles

FIGURE III.2 – Comparaison du couple de démarrage et des pertes Joule stator

d'évacuation de chaleur au rotor. On fixe le même niveau de pertes Joule au rotor, l'évolution du couple au démarrage à 900 tr/min en fonction du courant statorique est tracée pour les deux machines. Les pertes Joule sont calculées avec l'hypothèse que la température du cuivre est à 180 ^{o}C (démarrage à chaud) (Fig. III.2). La machine 1 présente un meilleur comportement à fort courant, un couple plus élevé avec un courant acceptable, car la culasse et les dents sont moins saturées.

Le deuxième point de fonctionnement à évaluer est le point à 16000 tr/min en régime transitoire. La machine électrique assiste le moteur thermique et joue un rôle de *Boost* (8 kW) pendant une courte période (d'une vingtaine de secondes).

On ne calcule pas la puissance en régime permanent car ceci dépend de l'état thermique de la machine, fonction de la puissance maximale dissipable par les ventilateurs. Or, au stade actuel, nous ne sommes pas en mesure d'en estimer l'importance, pour une telle nouvelle structure, sans passer par des mesures expérimentales. D'après le tableau récapitulatif (Tab. III.2), calculé à une température du cuivre de 180 ^{o}C et sous la tension du bus continu de 60 V, la machine 1 montre des meilleures performances non seulement au démarrage mais aussi en mode de défluxage. Ces deux points de fonctionnement se trouvent sur l'enveloppe extérieure de la plage couple-vitesse, qui représente un mode de fonctionnement transitoire (de courte durée).

Point de fonctionnement	900 tr/min		16000 tr/min	
	Machine 1	Machine 2	Machine 1	Machine 2
Couple (N.m)	55	50	4.7	
Courant stator Is (Aeff)	318	280	137.3	149.5
Angle d'autopilotage φ (^{o})	8.5	22	80	84
Courant d'excitation I_f (A)	20	26	16	23
Pertes Joule d'excitation (W)	784	1418	504	1118
Pertes Joule stator (W)	5372	5091	1001	1449
Pertes fer stator (W)	24	31	630	952
Pertes mécaniques (W)	1	1	550	550
Puissance utile (W)	5178	4707	7870	7870
Rendement	0.46	0.42	0.75	0.66

Tableau III.2 – Récapitulatif en deux points de fonctionnement à 180°C sous la tension du bus continu 60 V pour les machines 12 et 10 pôles

III.4 Différentes techniques de bobinage

Jusqu'à ce jour, le bobinage à nombre entier d'encoches par pôle et par phase est utilisé dans la plupart des machines électriques dans l'industrie automobile en raison de l'insertion mécanique des bobines complètement automatisée. Le bobinage peut être développé et inséré en une seule fois. Néanmoins, beaucoup d'harmoniques sont présents dans l'induction avec ce type de bobinage. Ces harmoniques, l'origine de pertes, d'oscillation du couple et du bruit acoustique, peuvent être atténués ou supprimés en utilisant un bobinage adapté.

Dans cette section, les différentes solutions de bobinage seront évaluées en vue d'amélioration des performances de la MSDE.

III.4.a Bobinage à pas fractionnaire

Le bobinage à pas fractionnaire est surtout utilisé dans le cas des machines à grand nombre de pôles. Dans ces machines, un nombre entier d'encoches par pôle et par phase

peut conduire à un nombre d'encoches très élevé et par conséquent des dents très fines, ce qui rend la réalisation de machine difficile. La possibilité de choisir un rapport $N_{z1}/6$p (N_{z1} : nombre d'encoches, p : nombre de paires de pôles) non entier peut rendre des dimensions d'encoches acceptables. Néanmoins, certaines règles doivent être respectées pour que l'enroulement soit réalisable : si le nombre de pôles est multiple de 3^n, le nombre d'encoches devra être multiple de 3^{n+1} [60].

On s'est intéressé à ce type de bobinage car il permet d'atténuer les harmoniques de denture et le couple reluctant. Pour une machine à pas fractionnaire, si l'axe d'un pôle est en face d'une dent, celui du pôle suivant peut se trouver en face d'une encoche, ce qui réduit efficacement la variation de réluctance.

III.4.b Bobinage à pas raccourci

Le bobinage à pas diamétral est riche en harmoniques. Et, le bobinage à pas raccourci permet, grâce à un degré de liberté supplémentaire, d'améliorer sensiblement le taux d'harmoniques d'espace global ou de supprimer certains harmoniques gênants. Le coefficient de raccourcissement est exprimé par [17] :

$$K_{brh} = sin\frac{h\delta\pi}{2} \tag{III.2}$$

Avec h : harmonique de rang h ; δ : pas de bobinage/pas diamétral.

Les valeurs de δ couramment utilisées sont :

- 2/3 : annulation de l'harmonique de rang 3 ;
- 3/4 : minimisation des harmoniques de rang 3 et 5 ;
- 5/6 : minimisation des harmoniques de rang 5 et 7 ;
- 8/9 : minimisation de l'harmonique de rang 9.

Ce type de bobinage est utile surtout pour des machines fonctionnant à haute fréquence, dans lesquelles les pertes fer générées par ces harmoniques peuvent être importantes. L'effet négatif d'un bobinage à pas raccourci est que l'amplitude du fondamental est réduite en même temps que celles des harmoniques ciblés. Le pas raccourci de 2/3 annule l'harmonique de rang 3 mais réduit aussi l'amplitude du fondamental, ce qui doit être compensé par plus de cuivre (13 % environ). Ceci peut dégrader les performances de la machine à basse vitesse lorsque des forts courants sont nécessaires pour le démarrage.

III.4.c Bobinage concentré

Le bobinage concentré est plus simple à réaliser par rapport au bobinage réparti, ce qui peut être intéressant en termes d'industrialisation. Ce type de bobinage est intéressant car les têtes de bobines sont plus courtes, ce qui permet de réduire les pertes Joule et également l'encombrement de la machine. Généralement, on peut atteindre un taux de remplissage bien élevé avec un bobinage concentré. Ce dernier présente aussi plus de souplesse en nombre de spires par rapport à son homologue. Ceci signifie que la machine est facilement adaptable aux différentes tensions d'alimentation lors du dimensionnement. Cependant, une machine avec un bobinage concentré est très riche en harmoniques, ce qui peut engendrer des pertes fer bien élevées à haute fréquence. En même temps, certains harmoniques peuvent être des sources de bruit acoustique et de vibration. Il ne s'agit pas d'une solution miracle

mais tout dépend de l'environnement dans lequel la machine sera installée. Contrairement à un bobinage à pas raccourci, ce bobinage est favorable pour des machines dont la vitesse maximale est généralement inférieure à 8000 tr/min avec un nombre de paires de pôles inférieur à 6.

Pour une machine avec un bobinage concentré, on peut avoir :

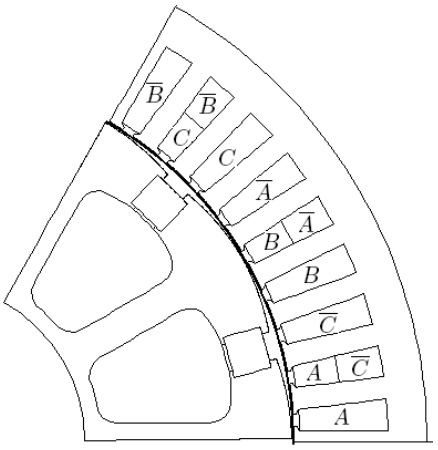
$$N_{z1} = \frac{2p}{\delta} \; ou \; N_{z1} = \frac{2p}{2-\delta} \tag{III.3}$$

Où, p est le nombre de paires de pôles ; δ : pas de bobinage/pas diamétral ; Le nombre d'encoches N_{z1} doit être multiple du nombre de phases, sinon l'enroulement est impossible.

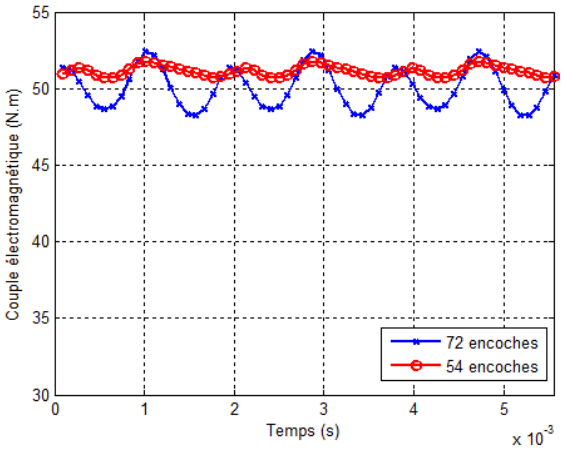
III.4.d Application à la MSDE

III.4.d-i Machine 12 pôles, 54 encoches

Cette configuration concerne un bobinage imbriqué à 2 couches avec 1.5 encoche par pôle et par phase. Le plan de bobinage est présenté à la figure III.3.a. La périodicité du motif se fait désormais sur une paire de pôles.



(a) Bobinage à 1.5 encoche par pôle et phase



(b) Couple électromagnétique à 900 tr/min

FIGURE III.3 – Bobinage à pas fractionnaire

Avec cette technique de bobinage, l'ondulation du couple électromagnétique est fortement réduite : 9% pour la machine 72 encoches et 2% pour la machine 54 encoches. Ce taux d'ondulation est intéressant dans le cas d'un alterno-démarreur, où le constructeur d'automobile exige une faible ondulation du couple pour des raisons mécanique et acoustique.

Cependant, l'induction dans l'entrefer devient dissymétrique à cause de la non équidistance des parties bobinées : un pas de 4 encoches en alternance avec un pas de 5 encoches dans les couches inférieures et supérieures des encoches (Fig. III.3). Ce bobinage est un peu plus riche en termes d'harmoniques (Fig. III.4). Des harmoniques pairs ont ainsi été observés. Par contre, les harmoniques de denture de rang 11 et 13 ont bien été atténués.

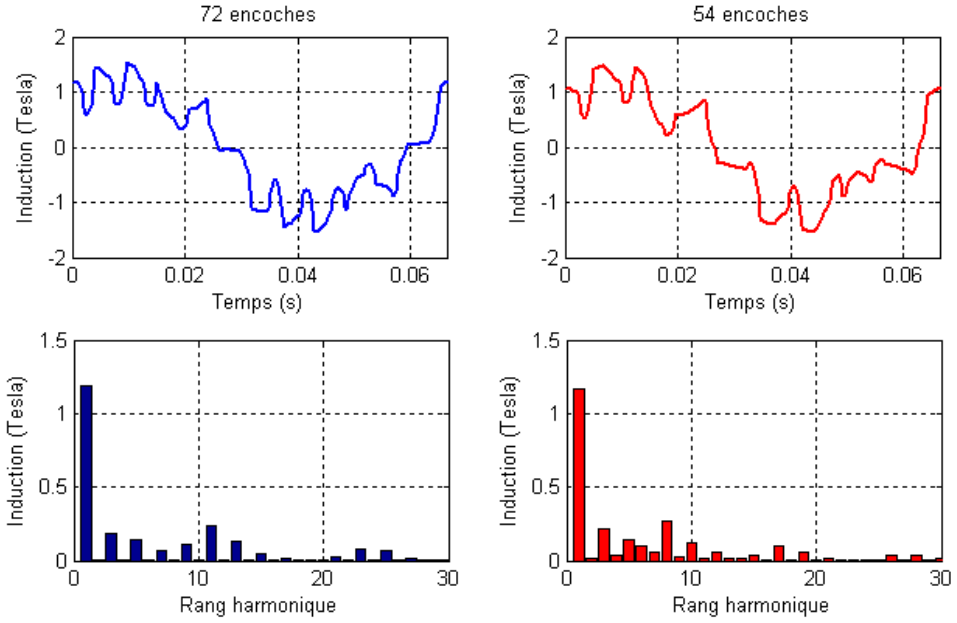


FIGURE III.4 – Induction dans l'entrefer et FFT

III.4.d-ii Machine à bobinage concentré

De nombreux travaux [25] [55] sont menés sur les machines à aimants permanents avec ce type de bobinage. La réduction des têtes de bobines et un taux de remplissage amélioré sont favorables en termes de pertes Joule. De plus, la réalisation d'un bobinage concentré est plus aisée par rapport au bobinage réparti, ce qui est, pour les constructeurs, un point intéressant.

On étudie, dans ce qui suit, les différentes configurations du bobinage potentiellement intéressantes pour l'application de la MSDE. On se limite dans cette étude à 4-7 paires de pôles, car un nombre de pôles élevé rend difficile la réalisation de la machine et risque de conduire à des pertes fer prohibitives à grande vitesse. Les combinaisons sont présentées au Tab. III.3. On s'est intéressé au pré-dimensionnement de ces machines et une comparaison a été faite en termes de taux d'ondulation du couple, taux d'harmoniques et pertes fer.

Nombre de pôles	8	10	12	14	
Nombre d'encoches	12	12	18	12	18

TABLEAU III.3 – Différentes configurations du bobinage

La répartition du champ magnétique dans l'entrefer d'un bobinage concentré présente des phénomènes plus complexes que ceux du bobinage réparti à cause de la superposition de trois champs dont la forme est plus ou moins carrée. Avec un tel taux d'harmoniques (Fig. III.5), l'hypothèse, que les pertes fer au rotor sont négligeables, doit être revue.

La comparaison est présentée au tableau récapitulatif (Tab. III.4). Les calculs sont effectués avec des densités de courant de 8 A/mm^2 au rotor et 12 A/mm^2 au stator pour 3000 tr/min. Le PPCM (plus petit commun multiple) et le PGCD (plus grand commun diviseur) sont deux indicateurs de l'ondulation du couple. Plus la valeur de PPCM est

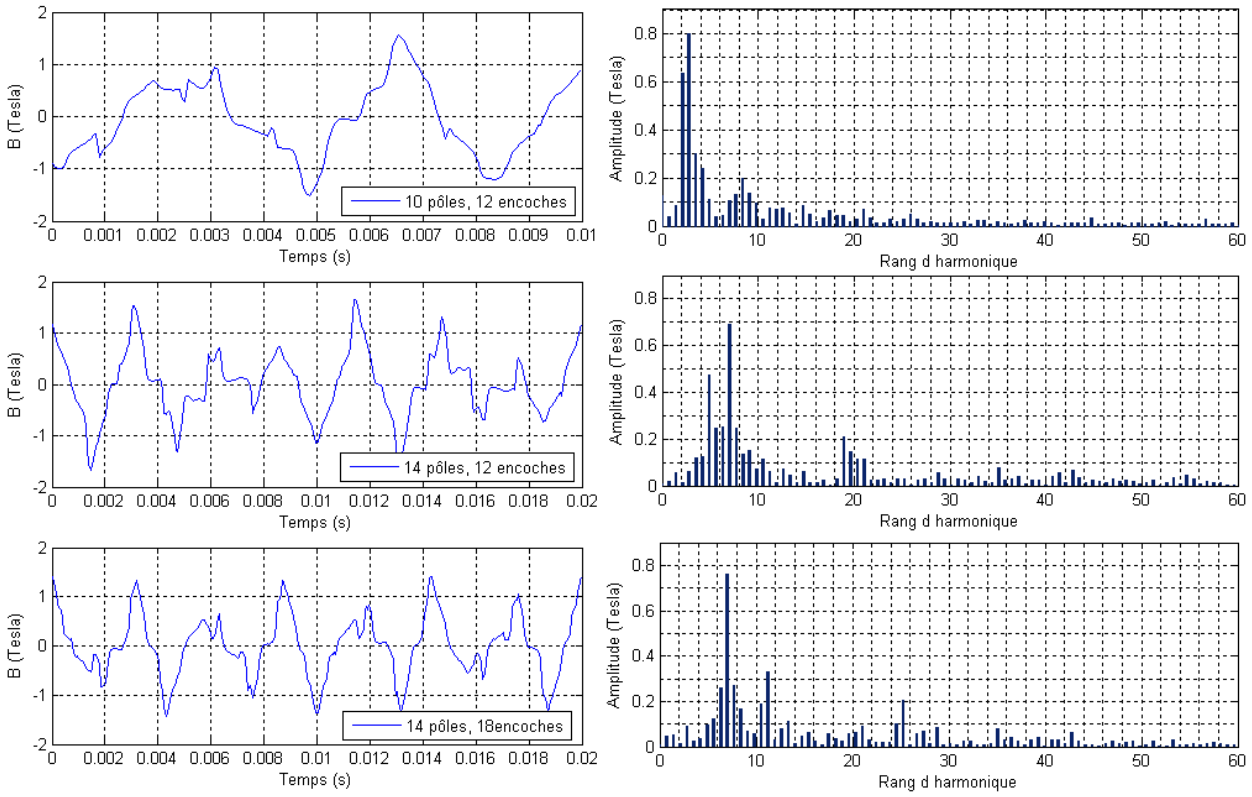


FIGURE III.5 – Induction dans l'entrefer pour différents bobinages

grande et plus la valeur de PGCD petite, plus faible est l'ondulation du couple. On voit que les machines à 10 pôles et 14 pôles disposent les meilleurs taux d'ondulation.

Nombre de pôles	8	10	12	14	
Nombre d'encoches	12	12	18	12	18
Pas de raccourcissement	2/3	5/6	2/3	5/6	7/9
PPCM	24	60	36	84	126
PGCD	4	2	6	2	2
Taux d'ondulation (%)	22	6	11	6.5	3.5
Pertes fer stator (W)	53	62	66	120	64
Pertes fer rotor (W)	13	13	9	91	34

TABLEAU III.4 – Tableau récapitulatif (les pertes sont calculées pour 3000 tr/min)

Les pertes fer augmentent avec la fréquence d'excitation. Le nombre de pôles a évidemment un impact sur ces pertes. Une augmentation importante de pertes fer a été observée au rotor lorsqu'on passe d'un bobinage réparti à un bobinage sur dents. Le rotor, tournant à la même vitesse que le champ magnétique statorique, n'est sujet qu'aux harmoniques de denture. Avec un bobinage réparti, les pertes générées par ces harmoniques sont généralement de l'ordre de quelques watts même à grande vitesse. Or, ce n'est pas le cas avec un bobinage concentré à cause de l'abondance des harmoniques. Pour les deux machines à 14 pôles, les pertes fer au rotor commencent à prendre l'importance à 3000 tr/min. On ob-

tient presque 100 W de pertes magnétiques au rotor pour la machine à 12 dents. En mode moteur, cette machine est entraînée par l'harmonique de rang 7 (Fig. III.5). La présence d'un harmonique de rang 5 élevé est sans doute responsable de ces pertes.

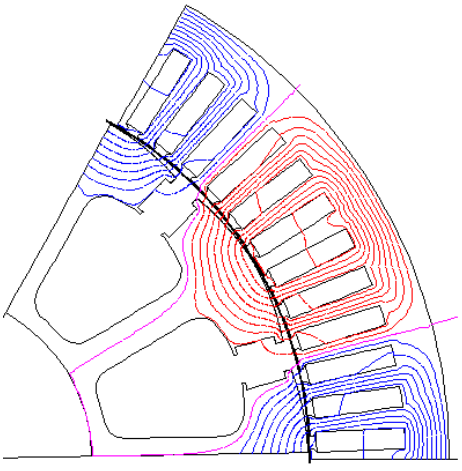
L'optimisation de ces machines revient à la recherche d'un compromis entre les pertes Joule et les pertes fer. Malgré le gain en pertes Joule avec un bobinage concentré, les pertes fer risquent d'être trop élevées dans une application dont la vitesse peut atteindre 18000 tr/min, ce qui nécessite une étude plus approfondie.

III.5 Compensation de la réaction d'induit

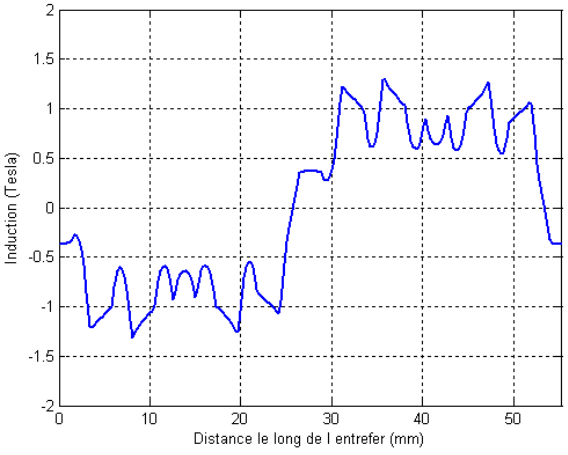
Dans une machine synchrone, le couple est obtenu par l'interaction entre un champ d'inducteur produit par des aimants permanents ou des courants d'excitation ou par les deux, comme dans le cas de la MSDE, et un champ d'induit produit par les courants d'alimentation. Dû au déphasage entre les champs inducteur et induit, le champ traversant le pôle est renforcé d'un coté et affaibli de l'autre, ce qui dégrade les performances de la machine. On propose deux méthodes d'amélioration basées sur le principe de la compensation de réaction d'induit.

III.5.a Aimants de compensation

Dans les machines à courant continu, les bobinages auxiliaires sont répartis à la surface de pôles. Les conducteurs sont parcourus par des courants DC et ils sont alimentés de telle manière que leur flux s'opposent à la réaction d'induit pour réduire son effet. Aussi, on peut retrouver cette conception dans le brevet [42]. En s'appuyant sur le même principe, nous allons placer des aimants permanents à la surface des pôles de la MSDE. On a choisi les aimants permanents pour la simple raison de ne pas ajouter des bobines supplémentaires dans la partie tournante de la machine, ce qui nécessite un système du contact bagues/balais.

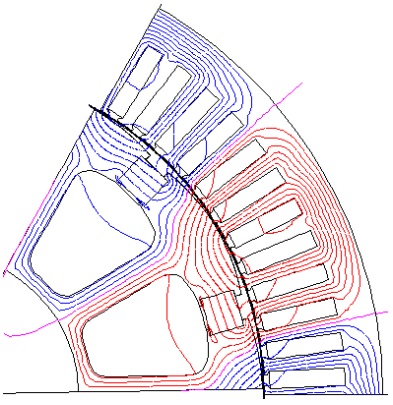


(a) Equi-flux de la réaction d'induit

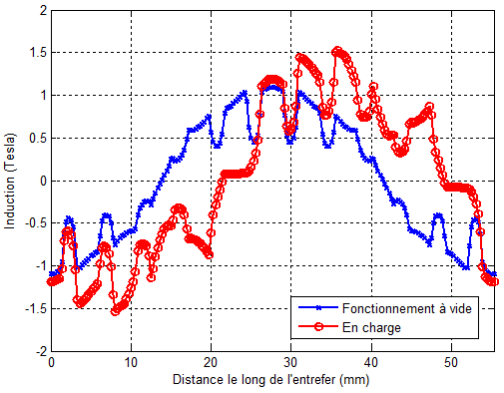


(b) Induction dans l'entrefer

FIGURE III.6 – Réaction d'induit

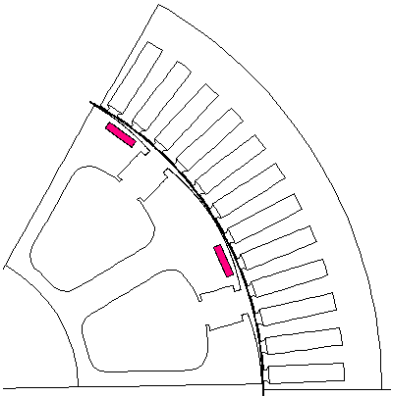


(a) Equi-flux en charge

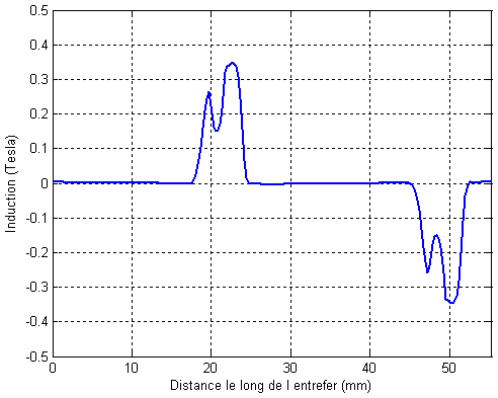


(b) Induction dans l'entrefer à vide et en charge

FIGURE III.7 – Effet de la réaction d'induit

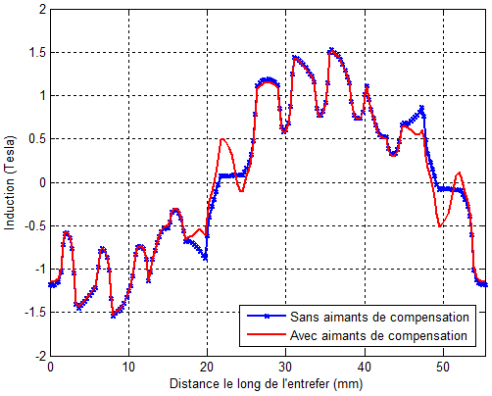


(a) Emplacement des aimants de compensation

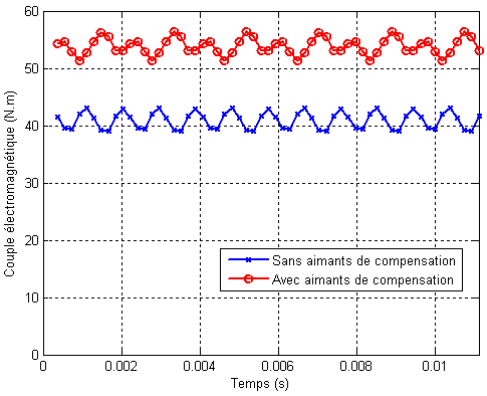


(b) Induction produite par des aimants dans l'entrefer

FIGURE III.8 – Aimants de compensation



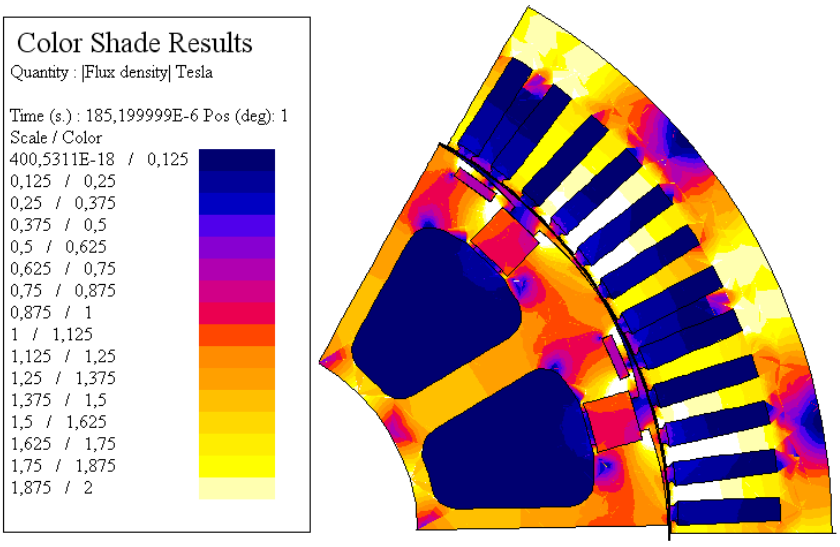
(a) Induction dans l'entrefer



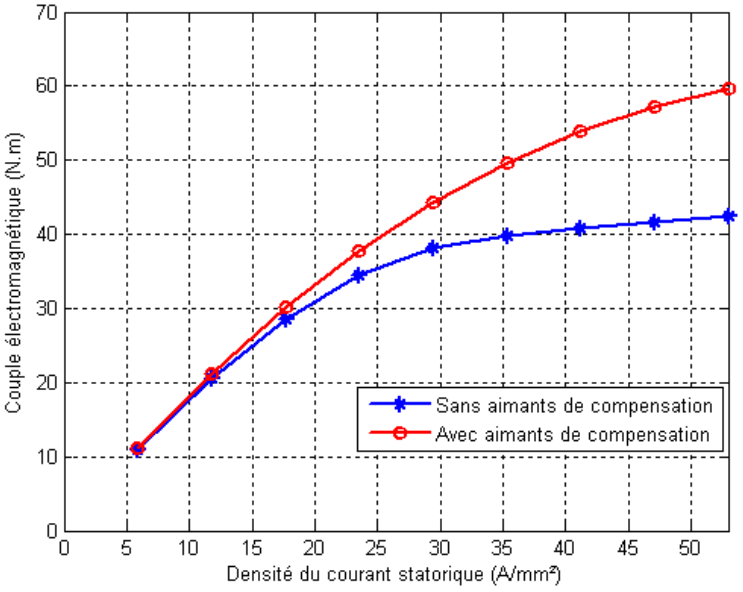
(b) Couple électromagnétique

FIGURE III.9 – Fonctionnement avec une densité du courant d'excitation de 8.7 A/mm^2 et 40 A/mm^2 au stator à 900 tr/min

On a effectué un calcul éléments finis en n'alimentant que le stator. La réaction d'induit, qui peut être observée à la Fig. III.6, balaie la surface des pôles d'une manière quasi-constante. Elle a un effet magnétisant en entrant dans un pôle et un effet démagnétisant en sortant de ce pôle. Par conséquent, l'induction devient dissymétrique le long de l'entrefer. Le flux total sous un pôle reste inchangé lorsque la machine n'est pas saturée mais le flux par pôle sera diminué dès l'apparition de la saturation et il en est de même pour le couple résultant (Fig. III.7).



(a) Dégradé de l'induction à 40 A/mm^2



(b) Couple électromagnétique en fonction de la densité du courant statorique

FIGURE III.10 – Fonctionnement avec une densité du courant d'excitation de 8.7 A/mm^2 à 900 tr/min

Afin de palier cet effet gênant, les aimants permanents sont introduits à la surface

des pôles (Fig. III.8). Les aimants sont orientés de telle manière que leur flux s'opposent à celui de la réaction d'induit. Les simulations ont montré que l'induction est bien compensée du coté démagnétisant des pôles, ce qui contribue à une amélioration du couple électromagnétique (Fig. III.9).

D'ailleurs, les aimants de compensation présentent un autre phénomène intéressant lorsqu'on augmente le courant d'induit de 4 A/mm^2 jusqu'à 45 A/mm^2, au delà duquel le risque de désaimantation et de sur-échauffement devient important. Le couple peut être augmenté de 50% avec les aimants de compensation lorsque la densité du courant statorique atteint momentanément 45 A/mm^2 (Fig. III.10). L'effet de la réaction d'induit est proportionnel aux courants induits. La saturation importante lors d'une densité du courant de 45 A/mm^2 accentue l'effet de la réaction d'induit. C'est aussi le moment où l'influence de ces aimants devient importante. Ce phénomène est important dans une application d'alterno-démarreur lors d'un besoin de sur-couple instantané. Souvent un très fort courant de cet ordre est injecté pour produire ce couple.

L'effet de compensation des aimants permanents est valable pour un seul sens de rotation de la machine. Les aimants de compensation sont donc utiles dans le cas où une direction prépondérante est identifiée dans tout le cycle comme dans certaines applications du véhicule hybride.

III.5.b Entrefer progressif

A cause de la réaction d'induit, une dissymétrie est créée le long de l'entrefer car l'un coté du pôle est plus saturé que l'autre. Afin de rompre cette dissymétrie, un entrefer variable est adopté [47]. Le coté saturé de l'entrefer est élargi et l'autre coté diminué tout en conservant la même largeur moyenne de l'entrefer. Par exemple, un entrefer de 0.4 mm est remplacé par un entrefer tangentiel, dont la largeur maximale est de 0.5 mm et la largeur minimale de 0.3 mm (Fig.III.11).

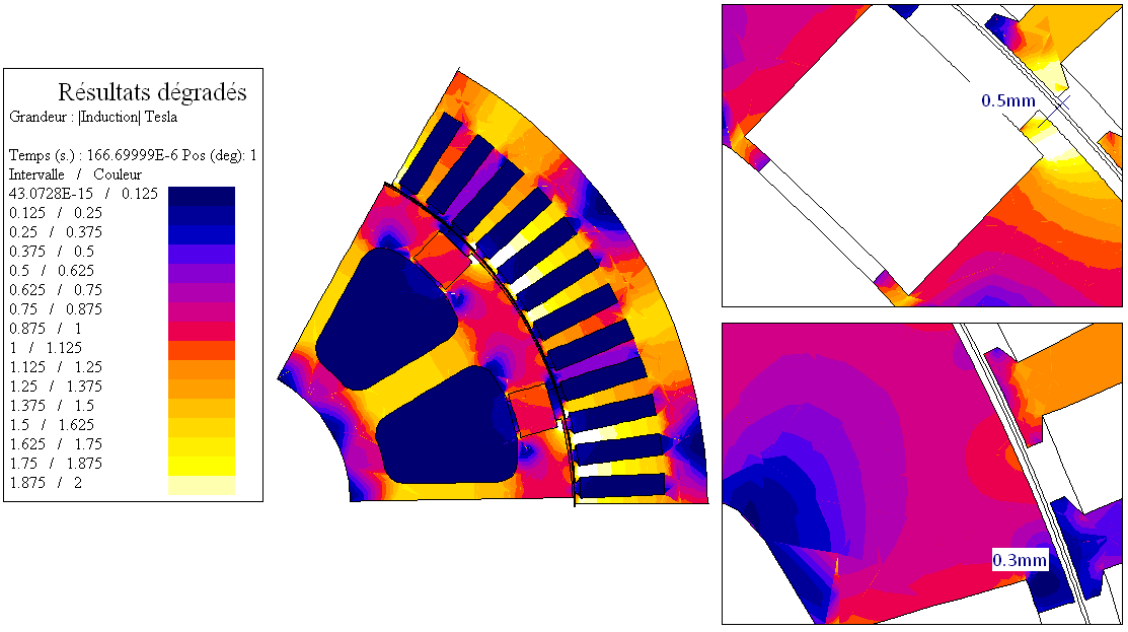
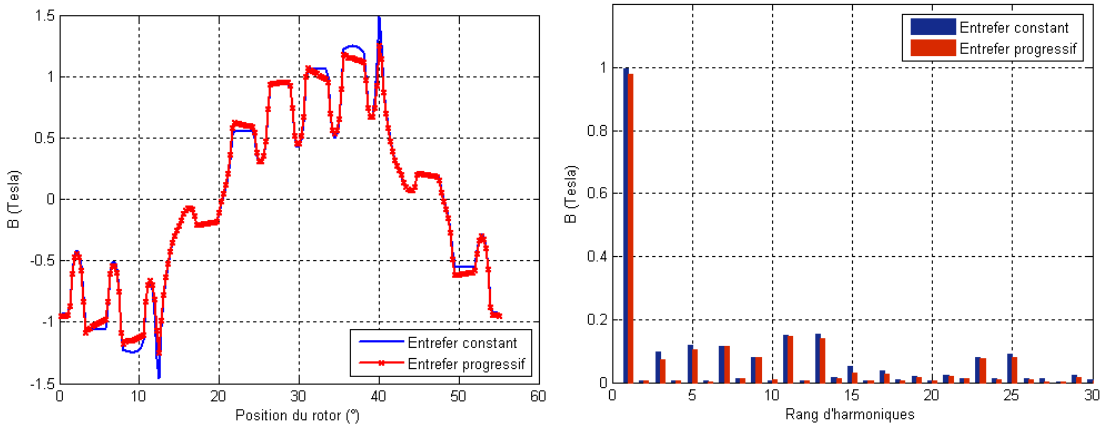


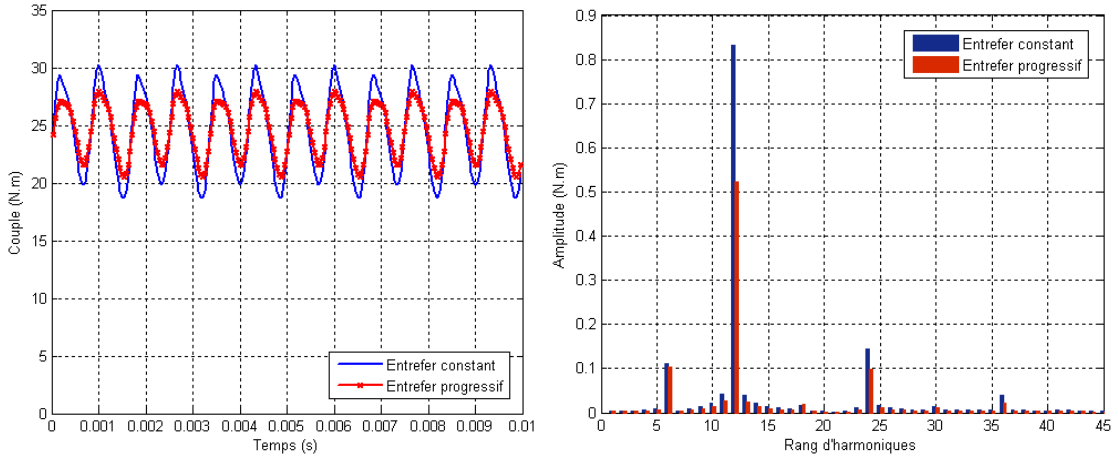
FIGURE III.11 – Entrefer variable

D'après les simulations, l'induction est améliorée tout le long de l'entrefer et sa répartition est plus homogène (Fig. III.12). Cette réduction de l'effet de réaction d'induit conduit à une amélioration de l'ondulation du couple de 17%. Ce taux d'ondulation est passé de 44% à 27% (Fig. III.13).



(a) Induction le long de l'entrefer (b) Analyse spectrale

FIGURE III.12 – Induction dans l'entrefer et FFT



(a) Couple instantané (b) Analyse spectrale

FIGURE III.13 – Couple électromagnétique

III.6 Conclusion

Plusieurs possibilités ont été étudiées dans ce chapitre dans le but d'améliorer les performances de la machine. La compensation de la réaction d'induit montre des résultats très intéressants avec les aimants de compensation. Le taux d'ondulation du couple est amélioré de 17% avec un entrefer progressif. Il est à noter que cette étude ne marque qu'un début. Ces propositions n'ont pas pu être intégrées dans les prototypes, qui seront présentés dans le prochain chapitre, par manque de temps et aussi à cause de leur mise en œuvre difficile

dans le process de fabrication de la machine.

L'utilisation du bobinage concentré entraîne une augmentation importante de pertes fer au rotor. On a pu montrer que ces pertes prennent de l'importance à partir de 3000 tr/min. L'hypothèse de dimensionnement, que ces pertes sont négligeables, n'est plus valable dans ces machines à bobinage concentré. Pour aller plus loin dans cette analyse et conclure d'une manière plus pertinente, il serait utile de mener une étude comparative de pertes entre une machine à bobinage concentré et l'autre à bobinage réparti.

Chapitre IV

Prototypes et essais

Sommaire

IV.1 Introduction 72
IV.2 Présentation des prototypes 72
IV.2.a Cahier des charges 72
IV.2.b Caractéristiques principales de la MSDE optimisée 73
IV.3 Validation expérimentale 79
IV.3.a Essais mécaniques 80
IV.3.b Essais thermiques 81
IV.3.c Essais fonctionnels 85
IV.4 Conclusion 94

Résumé

Plusieurs prototypes ont été réalisés dans le cadre de cette thèse. Ils ont pour objectif de valider les tenues mécanique et thermique, de confirmer le fonctionnement et les caractéristiques principales de la MSDE.

La configuration sélectionnée est une machine 12 pôles, 72 encoches. On présente dans ce chapitre les caractéristiques dimensionnelles et fonctionnelles de ces prototypes obtenues par les simulations. La deuxième partie présente les principaux essais pour caractériser les performances de cette machine. Une comparaison sera faite entre les simulations et les essais.

IV.1 Introduction

Ce chapitre est consacré aux prototypes de MSDE, au dimensionnement, à la réalisation et à l'expérimentation. Nous l'aborderons par la description des contraintes et des besoins traduits par le cahier des charges. Nous passerons par la suite à la réalisation de la machine dimensionnée. On présente les caractéristiques principales des prototypes par simulations et par essais pour connaître au mieux les performances de la MSDE et valider la méthodologie du dimensionnement.

IV.2 Présentation des prototypes

IV.2.a Cahier des charges

Le cahier des charges d'un alterno-démarreur se présente comme un ensemble d'exigences qu'on peut traduire par la courbe de la figure IV.1. :

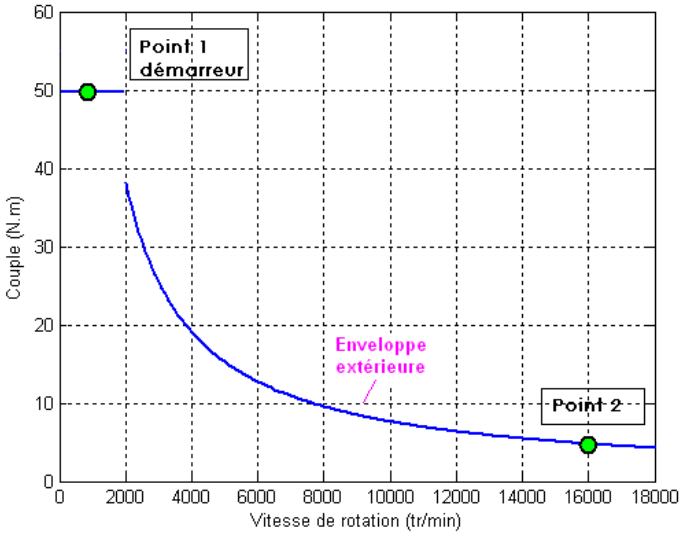


FIGURE IV.1 – Plage de couple-vitesse demandée

Plus précisément :

- Point démarreur : 50 N.m ; Pour ce point de fonctionnement, les puissances injectées dans les phases et les bobines d'excitation sont relativement élevées. Dans ces phases, les ventilateurs, tournant à la même vitesse que le rotor, ne sont pas encore efficaces.
- Point 2 : 4.7 N.m à 16000 tr/min, ce qui présente 8 kW ; Les pertes fer et mécaniques, qui augmentent davantage avec la vitesse, s'ajoutent aux pertes Joule.
- Diamètre extérieur inférieur à 144 mm ;
- Longueur active fer inférieure à 50 mm.

Le mode «Boost», dans lequel la machine fonctionne sur l'enveloppe iso-puissance ou près de cette enveloppe, n'est disponible que pendant une courte durée. Pour la majorité du temps, cette machine fonctionne à faible et moyenne puissance et à haute vitesse. Il est donc important d'avoir un bon rendement dans cette zone.

Dans la phase de dimensionnement, on estime que les ventilateurs évacuent 1200 W de pertes à 16000 tr/min, sous réserve d'une validation expérimentale. La nuance M330-35A

est utilisée pour le stator et le rotor pour ses propriétés magnétiques et mécaniques. Selon la norme EN 10106 :2007, cette tôle de 0.35 mm d'épaisseur, dissipe 3.3 W/kg de pertes à 1.5 Tesla et sous 50 Hz. Elle dispose d'une limite d'élasticité (R_e) de 370-410 MPa et d'une limite de résistance à la traction (R_m) de 500-540 MPa. Pour des raisons de procédure de fabrication, le bobinage réparti est adopté. En général, la machine à 2 encoches par pôle et par phase présente des bonnes caractéristiques en termes de l'ondulation du couple et des harmoniques.

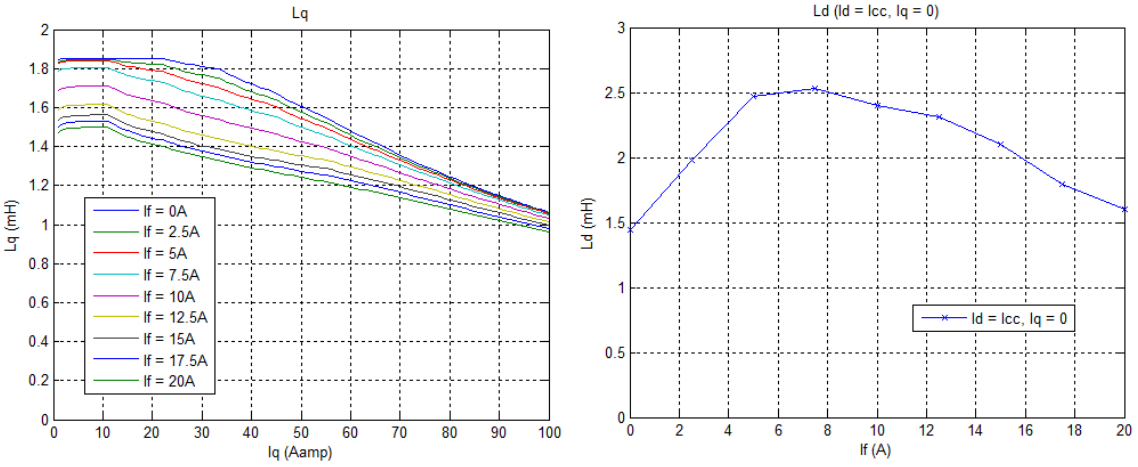
IV.2.b Caractéristiques principales de la MSDE optimisée

Les caractéristiques principales du prototype, dont la procédure d'optimisation est présentée au chapitre II, sont listées au Tab. IV.1.

Résistance par phase à 25°C (Ω)	0.23
Résistance du rotor à 25°C (Ω)	0.81
Inertie du rotor complet (kg/mm^2)	4.18$\cdot$ 10^{-3}
Vitesse de base (tr/min)	2500

TABLEAU IV.1 – Caractéristiques principales du prototype

Les inductances d'axes d et q sont présentées à la Fig. IV.2. Pour $I_d = 0$, l'inductance L_q varie en fonction du courant d'excitation et du courant d'axe q (Fig. IV.2.a). L'inductance d'axe d présente des phénomènes plus complexes dus à la présence des aimants interpolaires, au changement de direction de flux dans les pôles, à la saturation et à l'effet rélutant. L'inductance L_d à la figure IV.2.b est obtenue avec $I_d = I_{cc}$ et $I_q = 0$ (I_{cc} : courant de court-circuit).



(a) L_q en fonction de I_q et I_f pour $I_d = 0$ (b) L_d en fonction de I_f pour $I_d = I_{cc}$ et $I_q = 0$

FIGURE IV.2 – Inductances d'axes d et q

IV.2.b-i Tableau récapitulatif

On présente les performances de cette machine en 4 points de fonctionnement représentatifs au Tab. IV.2, qui font l'objet d'une validation expérimentale dans les prochaines sections. Le premier point à 900 tr/min correspond au démarrage du véhicule. Le rendement est de 63% à cause des forts courants et des pertes Joule élevées. On a diminué le couple à 40 N.m au lieu de 50 N.m spécifié dans le cahier des charges (section IV.2.a) en raison du moyen d'essais car la durée de mesure n'est pas facile à contrôler pour ces valeurs de courants élevées.

On distingue le régime transitoire (2ème point de fonctionnement) du régime permanent (3ème point). Le premier correspond à un mode de fonctionnement de courte durée. En revanche, la puissance maximale qu'on peut obtenir en mode permanent est déterminée par l'aspect thermique, c-à-d, la machine doit pouvoir tenir ces courants de manière permanente. D'après les données empiriques sur les machines à griffes, nous décidons de limiter les pertes rotoriques de la MSDE à 100 W. Le courant d'excitation est diminué de 15.8 A à 9.2 A lorsqu'on passe du point (4.8 N.m, 16000 tr/min) au point (3.15 N.m, 16000 tr/min). Le courant statorique décroit aussi car moins de courant I_d négatif est nécessaire pour défluxer la machine. L'angle d'autopilotage est redressé, de 77 à 70 degré. Le rendement est autour de 80% pour ces deux points de fonctionnement. L'avantage de la MSDE est que le rendement est moins sensible aux charges par rapport à une machine à aimants permanents.

Le 4ème point se situe dans la zone du meilleur rendement et aussi la zone la plus sollicitée de la machine. Le rendement est de 91% grâce à un bon compromis entre le courant statorique et le courant rotorique.

Point de fonctionnement	900 tr/min	16000 tr/min		4000 tr/min
	Transitoire	Transitoire	Permanent	Permanent
Couple utile (N.m)	40	4.8	3.15	10
courant de phase Is (Aeff)	45	27.2	17.8	13.8
Angle d'autopilotage φ (^{o})	20.3	77	70	0
Tension phase-neutre V_s (V)	70.4	173.2	173.2	173.2
Courant d'excitation I_f (A)	20	15.8	9.2	9.4
Pertes Joule d'excitation (W)	516	323	109.3	113.2
Pertes Joule Stator (W)	2190	797	342.9	205.4
Pertes fer Stator (W)	22	578	356	76
Pertes mécaniques (W)	1	550	550	8
Puissance utile (W)	3770	8035	5273	4183
Rendement (%)	58	78	80	91

TABLEAU IV.2 – Performances en quatre points de fonctionnement à 180°C sous la tension du bus continu de 300 V

Le modèle par cartographies de flux présenté dans la section II.3.a-ii est utilisé pour effectuer les calculs ci-dessus. Pour chaque point de fonctionnement, il existe une possibilité infinie du triplet (I_s, φ, I_f) : le courant statorique, l'angle d'autopilotage (l'angle entre le

courant I_s et l'axe q) et le courant d'excitation. La combinaison du triplet est obtenue par une optimisation mono-objectif sous contraintes, dont la fonction objectif est de minimiser les pertes totales (P_t) (Eq. IV.1). L'optimisation est réalisée à l'aide de la fonction <fmincon> sous Matlab.

$$(I_s, \varphi, I_f) \rightarrow \begin{cases} min\ P_t \\ \begin{array}{rcr} C & = & C_p \\ \Omega & = & \Omega_p \\ I_f & \leq & I_{fmax} \\ I_s & \leq & I_{smax} \\ \varphi & \leq & \pi/2 \\ V_s & \leq & V_{dc}/\sqrt{3} \end{array} \end{cases} \tag{IV.1}$$

Où, C_p est le couple désiré à ce point de fonctionnement ; Le couple est calculé à partir des cartographies de flux ; Ω_p : la vitesse de rotation du point de fonctionnement actuel ; I_{smax} : le courant maximal délivré par l'onduleur ; I_{fmax} : le courant d'excitation maximal transmissible par le système bagues/balais. L'intervalle de l'angle d'autopilotage est défini comme $[0\ \pi/2]$; V_s : la tension simple aux bornes d'une phase ; V_{dc} : la tension du bus continu.

Les pertes fer stator sont estimées par le modèle LS, qui fait l'objet du chapitre prochain. Les pertes fer rotor, de l'ordre de quelques Watts, sont considérées comme négligeables.

IV.2.b-ii Cartographies du couple, des courants et des pertes

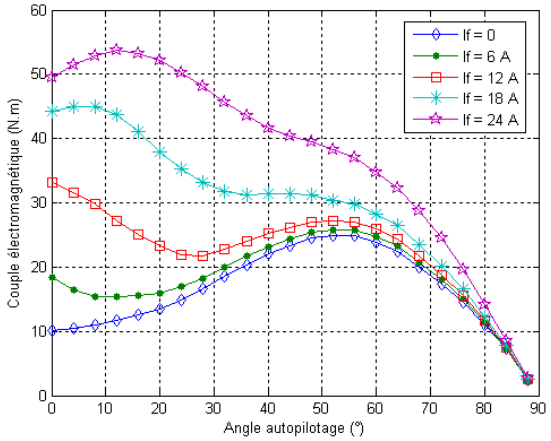
Dans le cas d'une machine à entrefer constant, la valeur de l'angle optimal, pour obtenir le meilleur rapport couple/courant (C/I_s), est nulle $\varphi = 0$. Pour une machine à saillance, le couple réluctant vient s'ajouter au couple synchrone. Le couple maximal à I_s donné ne se trouve plus à $\varphi = 0$. En cas d'une MSDE, qui possède un flux rotorique réglable, l'angle d'autopilotage optimal varie en fonction du courant d'excitation (Fig. IV.3.a). A faible excitation rotorique, le couple réluctant est prédominant et l'angle optimal est donc autour de 45°. Le couple synchrone commence à prendre de l'importance à partir d'un courant d'excitation de 8 A et devient prépondérant à 14 A. D'ailleurs, la saturation du circuit magnétique commence à apparaître à partir de 14 A de courant d'excitation, ce qui a tendance à lisser cet effet réluctant et à diminuer donc le couple réluctant. L'angle optimal est en ce moment redressé vers 20°.

Par conséquent, on a tout intérêt à optimiser le fonctionnement de la MSDE par le réglage de φ pour l'obtention d'un bon rapport C/I_s et d'un bon compromis avec le facteur de puissance.

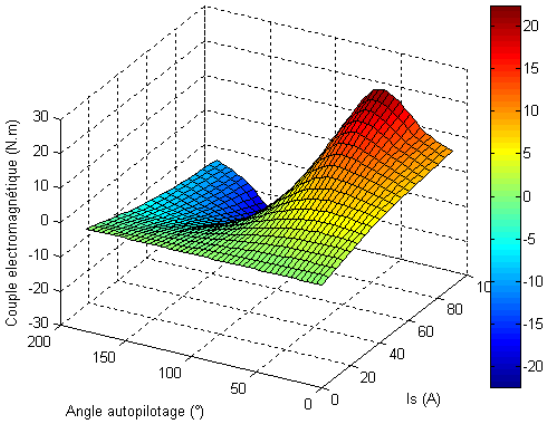
Observations sur les résultats On a remarqué que les limites de courants I_{smax} et I_{fmax} sont atteintes au démarrage (à basse vitesse), dont I_{smax} est le courant maximal que l'onduleur puisse délivrer et I_{fmax} le courant maximal que les balais puissent transmettre.

Le courant d'axe q à la figure IV.4.d a une répartition régulière et le courant appliqué est proportionnel au couple désiré.

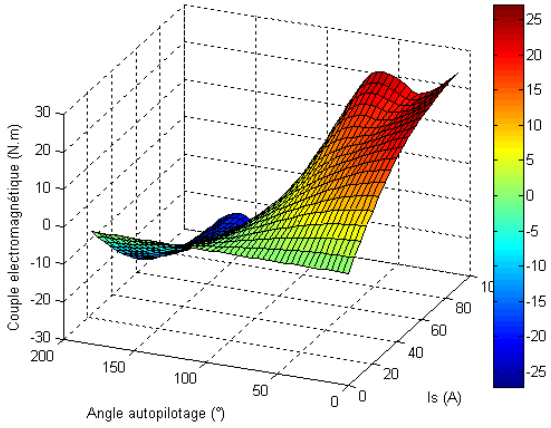
Contrairement à une machine à aimants permanents, dans laquelle le défluxage n'est assuré que par le courant d'axe d négatif, dans une MSDE, le défluxage est réalisé par ce



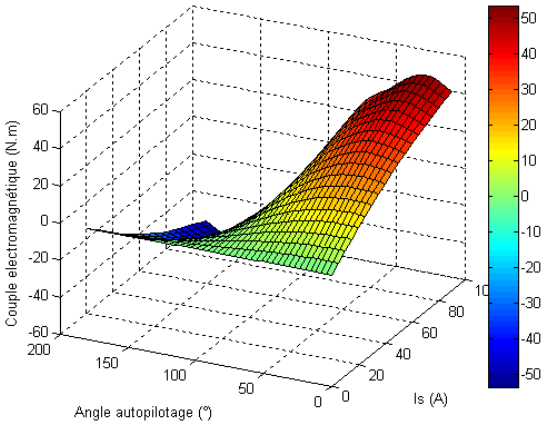
(a) Couple moyen en fonction de φ à $I_{s\ ap} = 100$ A pour différentes valeurs de I_f



(b) Couple en fonction de φ et I_s @ $I_f = 0$



(c) Couple en fonction de φ et I_s @ $I_f = 10$ A



(d) Couple en fonction de φ et I_s @ $I_f = 22$ A

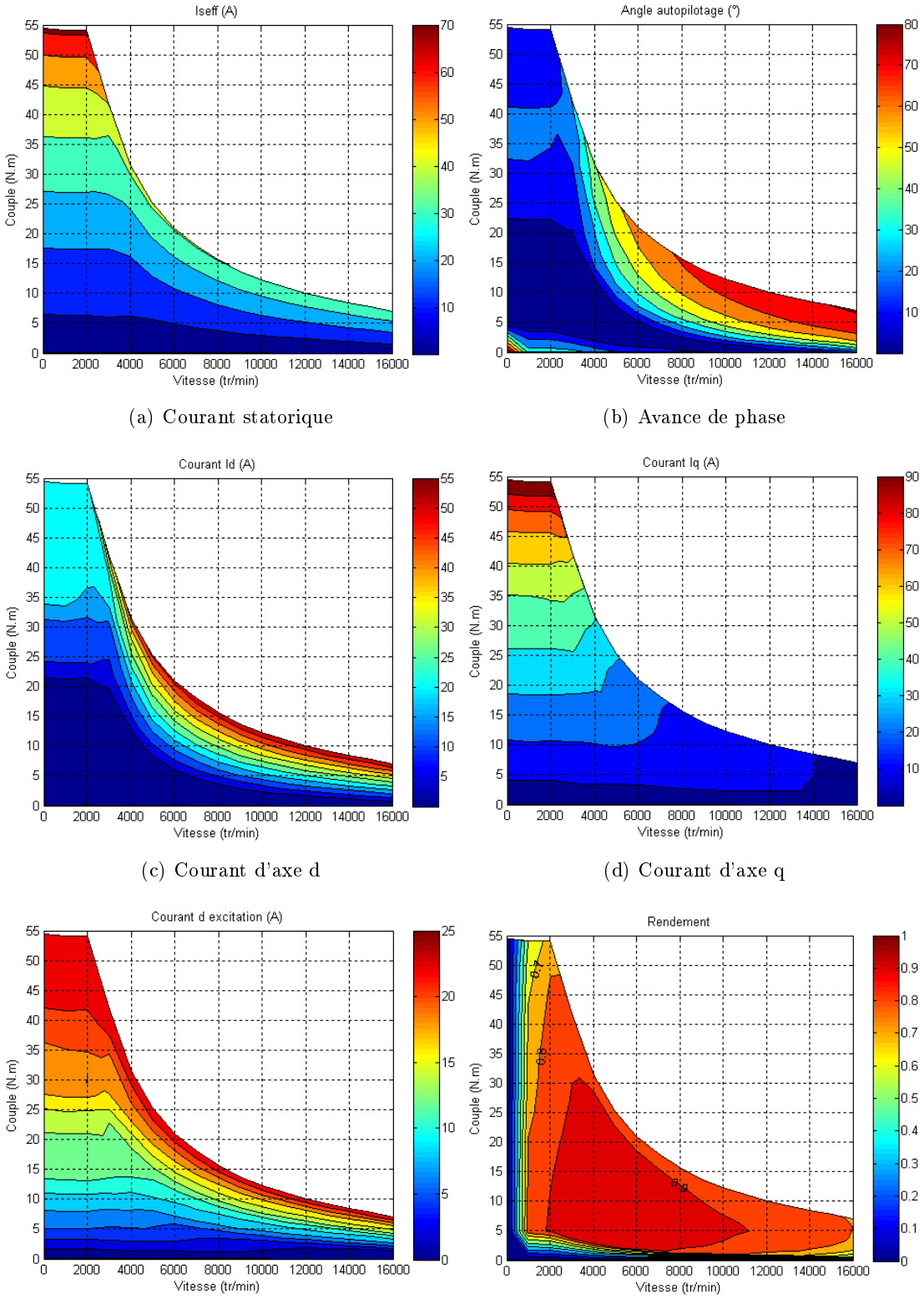
FIGURE IV.3 – Effet de saillance

courant d'axe d négatif, ou la diminution du courant d'excitation, ou la combinaison des deux.

Lors d'un point de fonctionnement à haute vitesse ($> V_b$) et à puissance élevée en régime transitoire (zone proche de l'enveloppe extérieure), le défluxage est effectué par le courant statorique seul en injectant un courant d'axe d négatif. On voit à la figure IV.4.e que le courant d'excitation atteint sa valeur maximale ou presque dans la zone proche de la puissance maximale. Le courant dans l'axe d négatif, utilisé pour le défluxage, est assez important dans cette zone (Fig. IV.4.c).

Lorsque la machine fonctionne à mi-puissance, l'algorithme cherche à avoir la moindre puissance dissipée possible à travers une bonne combinaison de i_d (Fig. IV.4.c) et i_f. Quant à faible puissance, la machine est desexcitée par l'annulation du courant rotorique. Une grande partie de flux des aimants se reboucle par le rotor, la partie qui traverse l'entrefer produit le couple nécessaire. Ce mode de fonctionnement, qui introduit le minimum de pertes Joule au rotor et aussi au stator, est très intéressant du point de vue énergétique pour le fonctionnement en alternateur.

La variation de l'avance de phase (Fig. IV.4.b) à basses vitesses ($< V_b$) est due à l'effet



(a) Courant statorique

(b) Avance de phase

(c) Courant d'axe d

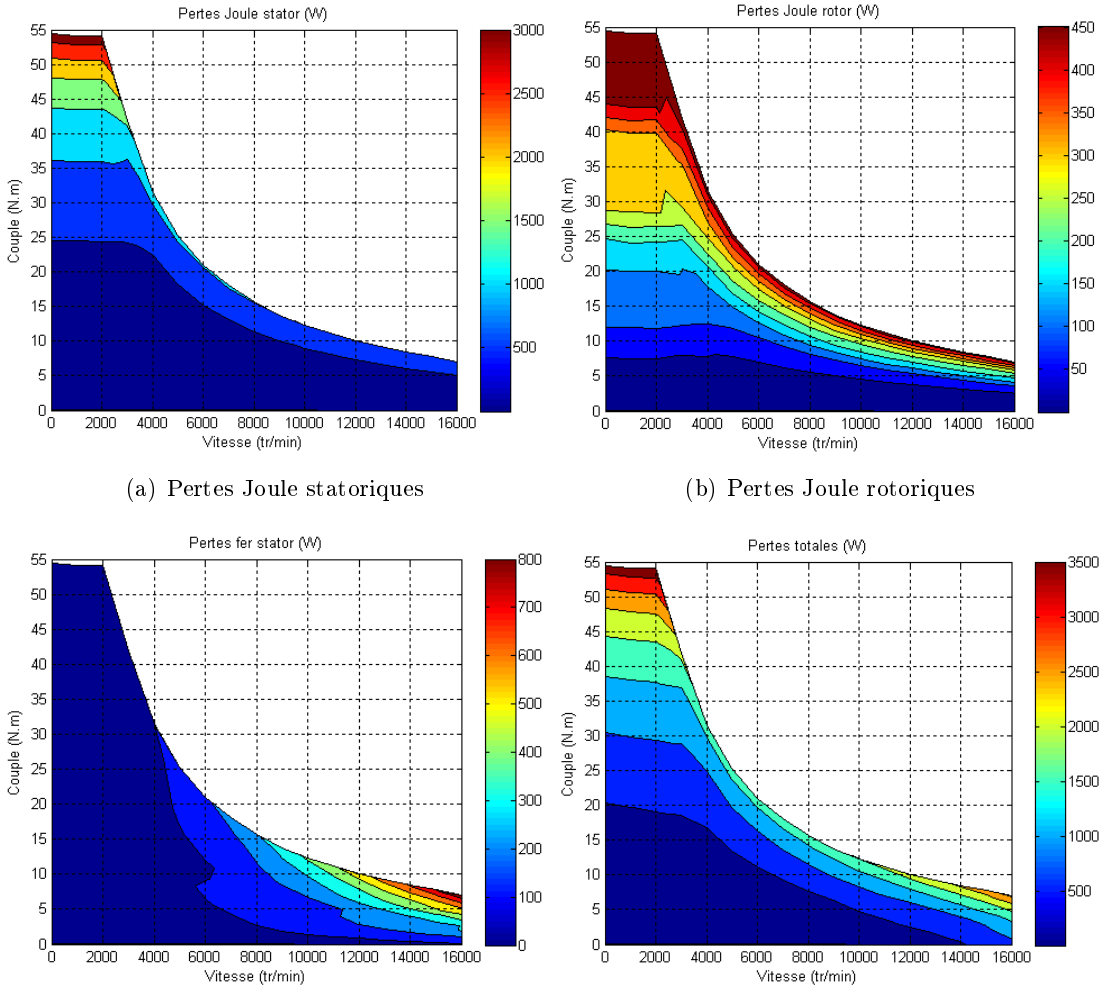
(d) Courant d'axe q

(e) Courant d'excitation

(f) Rendement

FIGURE IV.4 – Cartographies des courants et du rendement en couple-vitesse

de saillance qu'on a montré au début de cette section (IV.2.b-ii). Etant donné que les pertes Joule sont dominantes dans cette zone, l'algorithme cherche à maximiser le couple par rapport aux courants en agissant sur l'angle d'autopilotage.



(a) Pertes Joule statoriques

(b) Pertes Joule rotoriques

(c) Pertes fer statoriques

(d) Pertes totales

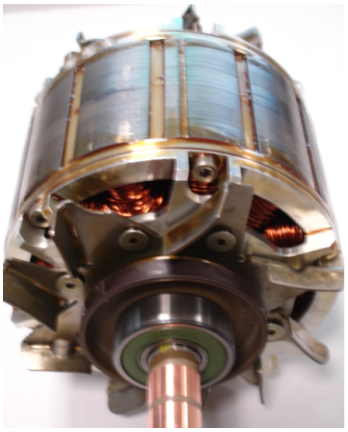
FIGURE IV.5 – Cartographies de pertes en couple-vitesse

Les cartographies de pertes (Fig. IV.5) sont calculées pour une température ambiante de 25°C. Les pertes fer sont estimées par le modèle LS simplifié. On constate que les pertes fer augmentent très vite à partir du moment où on commence à défluxer par le courant d'axe d (Fig. IV.5.c). En effet, la réaction d'induit prend de l'importance sur ces points de fonctionnement et la déformation de l'induction introduit des harmoniques, qui sont responsables des pertes fer.

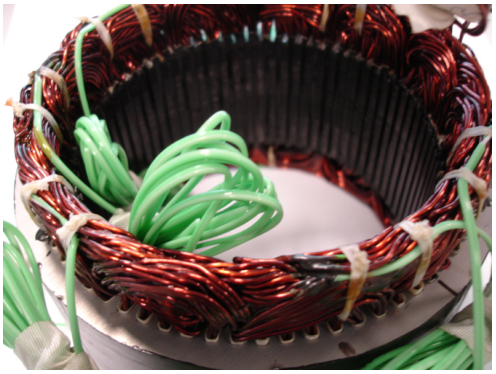
La machine présente un bon rendement (>90%) dans une large plage de fonctionnement (Fig. IV.4.f). Le fonctionnement à chaud (ex : 180°C) forme une plage couple-vitesse un peu plus restreinte par rapport à l'allure du fonctionnement à froid à cause des pertes dans le cuivre plus importantes. Ces allures de courbes restent néanmoins à confirmer par des mesures.

IV.3 Validation expérimentale

Des prototypes ont été réalisés dans le cadre de cette étude. Ces machines sont identiques en termes de géométrie. Elles ont été modifiées et adaptées pour les différents essais thermiques, mécaniques et électriques qui sont détaillés dans les prochaines sections (protocoles d'essais en Annexe A). Le stator et le rotor sont présentés à la figure IV.6 et la machine assemblée à Fig. IV.7. Les paquets du rotor et du stator sont constitués de tôles isolées afin d'éviter le développement des courants de Foucault. Le stator comporte 72 encoches, un bobinage triphasé en étoile. Les thermocouples sont instrumentés au stator, répartis dans les encoches, les têtes de bobines et le fer pour connaître l'évolution de température de chaque partie lors du fonctionnement. Le rotor comporte 12 pôles et tous les pôles sont bobinés. La température du rotor est évaluée à partir des mesures de résistance du bobinage.

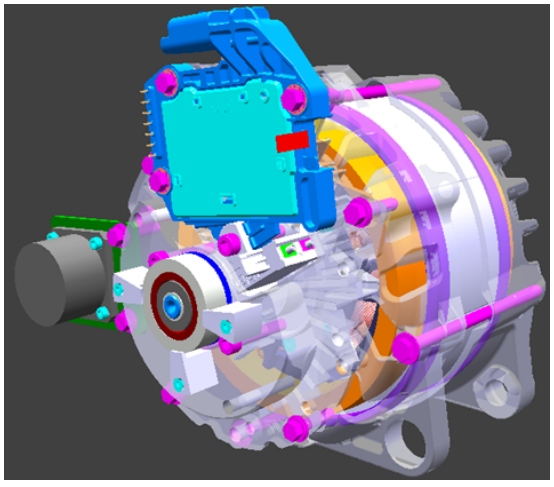


(a) Rotor assemblé

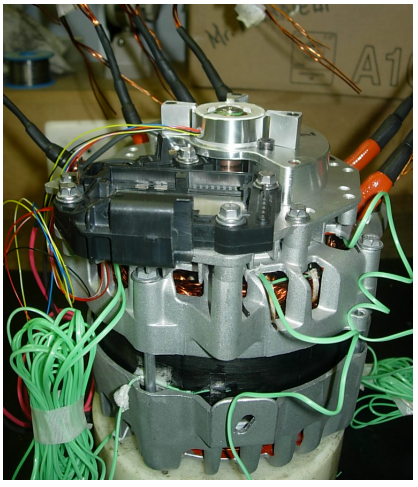


(b) Stator bobiné et thermocouplé

FIGURE IV.6 – Stator et rotor complet



(a) Vue 3D de MSDE



(b) Prototype réalisé

FIGURE IV.7 – Machine assemblée

Après les analyses par simulations, l'objectif de cette partie est de caractériser expérimentalement la MSDE, de valider les hypothèses faites dans les calculs, notamment :

- les limites thermiques en transitoire et en permanent pour tracer l'enveloppe extérieure de la plage de couple-vitesse et l'enveloppe de la puissance permanente ;
- la vitesse maximale qu'on peut atteindre et qui est définie par la limite mécanique ;
- l'estimation de pertes mécaniques et de pertes fer ;
- la stratégie de commande pour la détermination de consignes des courants.

Ces essais permettent aussi de valider le fonctionnement de cette machine sur l'ensemble de plage de fonctionnement : le couple en fonction des courants et le rendement.

IV.3.a Essais mécaniques

L'objectif de ces essais mécaniques est de caractériser les pertes mécaniques et aérauliques, qui sont dues aux roulements, aux frottements entre les balais et les bagues et au déplacement de l'ensemble du rotor dans l'air. Il n'est pas possible de dissocier les pertes mécaniques et aérauliques. Nous cherchons à exprimer l'ensemble de ces pertes en fonction de la vitesse de rotation, que nous désignerons par pertes mécaniques dans ce qui suit.

Pour ce faire, les aimants permanents ont été remplacés par des blocs en acier afin de ne pas modifier la masse du rotor ni la condition aéraulique. Le rotor n'est pas excité pendant les essais et les phases statoriques sont découplées pour éviter toute circulation de courants et les pertes fer. Nous insistons sur les conditions dans lesquelles les mesures ont été effectuées : avec la présence du stator bobiné et des blocs en acier à la place des aimants, afin d'obtenir des mesures de pertes vraiment représentatives.

On mesure le couple sur l'arbre de MSDE en faisant varier la vitesse de rotation de 0 jusqu'à 12000 tr/min. Le banc d'essais utilisé (Fig. IV.8) est un banc à entraînement direct (sans transmission par courroies) avec une machine asynchrone comme moteur d'entraînement, couplée à un couple-mètre. Il dispose aussi d'une enceinte thermique permettant de réguler la température. Les mesures se font à température ambiante 25°C et puis à 100°C.

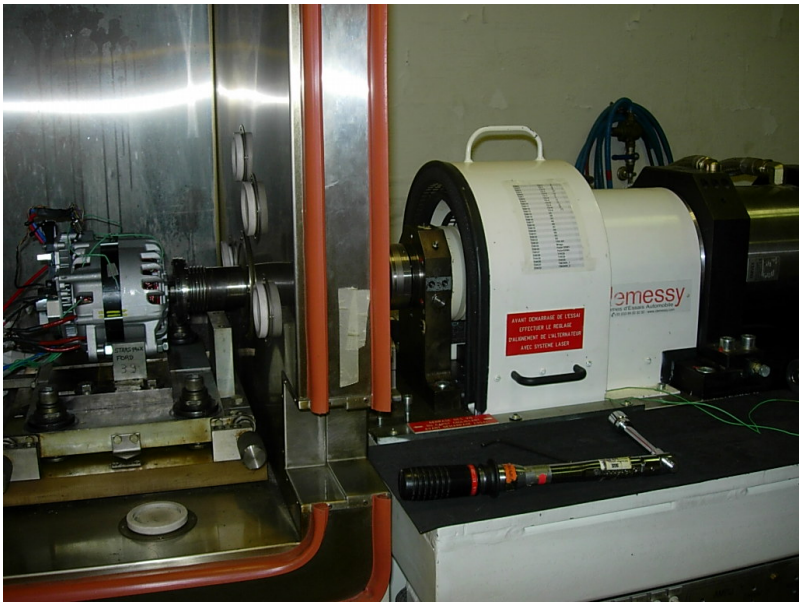


FIGURE IV.8 – Montage de la MSDE sur le banc à entraînement direct

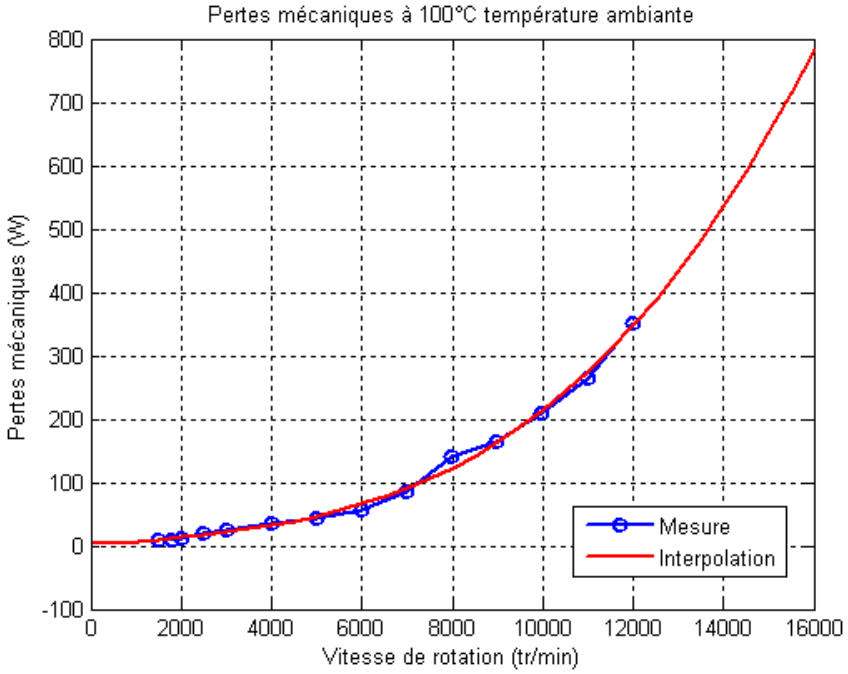


FIGURE IV.9 – Pertes mécaniques mesurées et la courbe d'interpolation

L'inconvénient d'un système bagues-balais réside dans l'instabilité du contact tournant. Cet effet peut être observé soit sur l'instabilité du courant débité dans la batterie en mode alternateur soit sur l'oscillation du couple en mode moteur. Ces sauts de balais peuvent aussi modifier les pertes dues aux frottements dans nos mesures de pertes mécaniques. C'est la raison pour laquelle un rodage est effectué systématiquement sur les balais neufs afin d'atténuer ce phénomène par une amélioration de surfaces de contact.

Les essais ont débuté donc par 6 heures de rodage. Pour les mesures, on passe d'une vitesse à la suivante au bout de 5 minutes (scénario de mesures : cf. Annexe B.1). Les mesures de couple sont enregistrées à une fréquence de 10 Hz. La courbe de couple en bleu (Fig. IV.9) est obtenue en moyennant les mesures de couple sur cette durée. La courbe rouge est issue d'une interpolation des points de mesures.

Les pertes mécaniques augmentent très vite avec la vitesse à partir de 10000 tr/min et atteignent presque 800 W à 16000 tr/min. Elles font partie des pertes principales dans la MSDE à haute vitesse.

IV.3.b Essais thermiques

IV.3.b-i Capacité d'évacuation des pertes au rotor

Nous avons vu auparavant que la puissance de la MSDE en régime permanent est proportionnelle à la puissance qu'on peut injecter au rotor. La chaleur au rotor s'évacue principalement par les têtes de bobines qui tournent à la même vitesse que les ventilateurs et qui se refroidissent en brassant l'air. Le relevé direct des températures au rotor lors du fonctionnement normal n'est pas évident, ce qui nécessite des instrumentations spécifiques : l'arbre creux par lequel les fils des thermocouples vont pouvoir passer.

Pour des raisons de simplicité, nous effectuons les essais avec le rotor à l'arrêt. On se

positionne dans un cas défavorable. Or, en fonctionnement normal, les têtes de bobines du rotor brassent l'air en tournant et ceci aide à les refroidir.

Pertes au rotor (W)	8	13.5	22	71	109	151
Thermocouple No.1 (^{o}C)	22	27	34	70	96	120
Thermocouple No.2 (^{o}C)	23	29	38	86	113	142
Thermocouple No.3 (^{o}C)	23	28	36	80	105	132
Température moyenne (^{o}C)	23	28	36	79	105	131

TABLEAU IV.3 – Évolution des températures indiquées par les 3 thermocouples en fonction des pertes au rotor à 25°C température ambiante

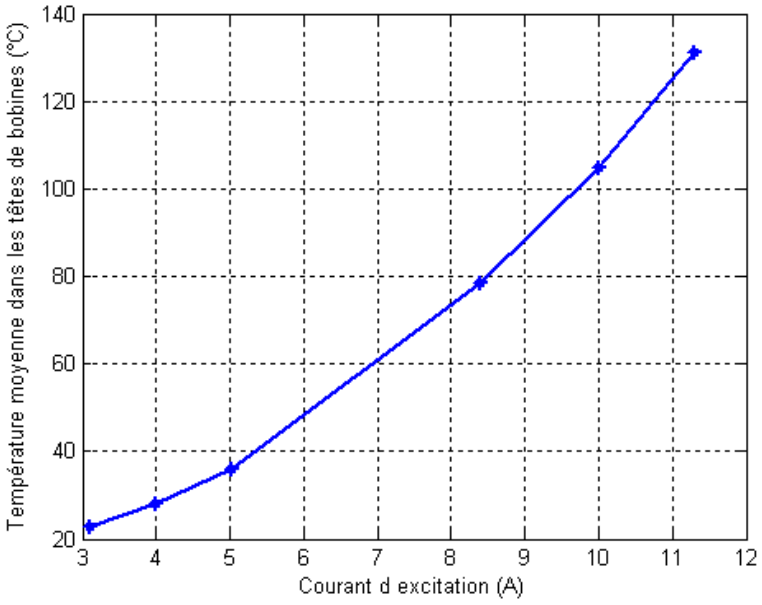


FIGURE IV.10 – Température moyenne dans les têtes de bobines rotoriques en fonction du courant d'excitation, à une température ambiante de 25°C

L'objectif de ces essais est d'avoir une idée de pertes qu'on peut évacuer au rotor et aussi de déterminer la constante de temps thermique. Le rotor est muni de 3 thermocouples, dont deux se situent dans l'espace inter-bobines à l'arrière et l'autre à l'avant de la machine. On augmente progressivement la puissance dissipée dans le cuivre tandis que la température moyenne ne dépasse pas 150°C. Au-delà de cette température, le risque de desaimantation des aimants devient important. La température de l'enceinte est régulée à 25°C puis à 100°C. Le tableau IV.3 montre l'évolution des températures en fonction des pertes Joule au rotor et la Fig. IV.10 en fonction du courant d'excitation. Le temps de stabilisation thermique pour chaque point de mesure est de 20 minutes environ.

On constate qu'on peut injecter jusqu'à 150 W de pertes dans le rotor en fonctionnant sous une température ambiante de 25°C. Les essais ont été répétés pour une température d'enceinte de 100°C et le relevé moyen des thermocouples atteint 150°C pour 90 W de pertes dissipées.

IV.3.b-ii Dissipation des ventilateurs

Le refroidissement du stator se fait principalement par les têtes de bobines au moyen des deux ventilateurs, fixés aux flasques à l'avant et l'arrière du rotor, en face des têtes de bobines. La capacité de dissipation des ventilateurs augmente avec la vitesse. Cette capacité est un point important dans le dimensionnement, car elle conditionne de quelque sorte la puissance de la machine. Elle peut être estimée par la méthode des éléments finis à partir du débit d'air en prenant en compte les phénomènes physiques locaux. Elle peut aussi être obtenue simplement et efficacement par une voie expérimentale.

Pour ce faire, le stator est instrumenté de 11 thermocouples répartis comme suit (Fig. IV.11) :

(a) Vue latérale (b) Vue face

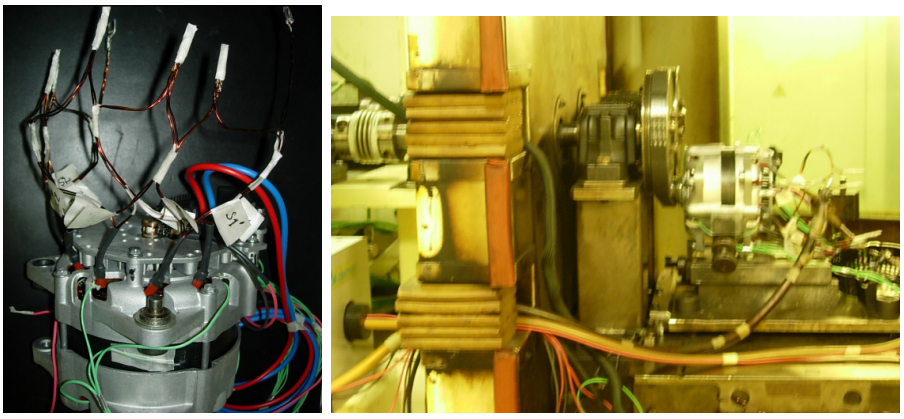
FIGURE IV.11 – Emplacement des thermocouples

- 3 thermocouples dans les encoches à l'arrière répartis sur 360° ;
- 3 thermocouples dans les chignons à l'arrière répartis sur 360° ;
- 3 thermocouples dans les chignons à l'avant répartis sur 360° ;
- 2 thermocouples dans le fer décalés de 180°.

Pré-détermination de l'enveloppe de dissipation Cette enveloppe de dissipation correspond, pour une vitesse donnée, à la puissance maximale que peuvent dissiper les ventilateurs. Le prototype est une machine triphasée avec deux encoches par pôle et par phase. Les 3 phases sont reliées en série (Fig. IV.12.a) et alimentées par une source de tension continue. L'objectif est de ne pas produire des pertes fer car il est difficile de dissocier l'impact de pertes Joule et de pertes fer sur l'échauffement de la machine. Pour toutes les vitesses au Tab. IV.4, on augmente progressivement la puissance dissipée en veillant à ce que la température moyenne ne dépasse pas 180^oC.

Vitesse (tr/min)	0	1500	3000	5000	8000	12000	16000
Puissance (W)	471	707	1067	1506	2029	2567	3001
Température moyenne (^{o}C)	161	159	161	161	156	151	147

TABLEAU IV.4 – Enveloppe extérieure à une température ambiante de 25^oC



(a) Couplage des bobines (b) Montage de MSDE sur le banc

FIGURE IV.12 – Montage d'essais de dissipation des ventilateurs

Vitesse (tr/min)	0	1500	3000	5000	8000	12000	16000
Puissance (W)	252	372	542	751	1019	1284	1494
Température moyenne (^{o}C)	168	174	175	175	174	171	170

TABLEAU IV.5 – Enveloppe extérieure à 100°C

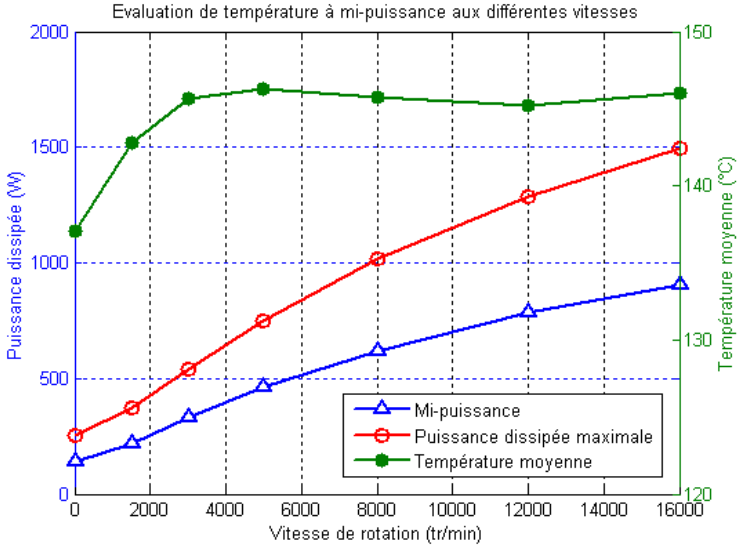


FIGURE IV.13 – Evaluation de température à mi-puissance aux différentes vitesses pour une température d'enceinte de 100°C

Pour tous les points de mesures, le temps de stabilisation thermique est en moyenne de 20 minutes. On est en mesure d'évacuer, à 16000 tr/min, 3000 W de pertes Joule stator pour une température ambiante de 25°C (Tab. IV.4) et 1500 W à la température d'enceinte de 100°C (Tab. IV.5), ce qui correspond à nos hypothèses de départ. On évalue à la Fig. IV.13 la température moyenne de ces 11 thermocouples en fonction de la vitesse de rotation à mi-puissance (la moitié de la puissance maximale indiquée au Tab. IV.5). Cette mi-puissance est proche du niveau des pertes Joule générées lors du fonctionnement

normal de la machine.

IV.3.c Essais fonctionnels

Ces essais sont effectués sur une machine fonctionnelle en présence des aimants et des bobines au rotor. L'objectif de ces essais est de déterminer les paramètres, de mieux connaître le comportement et les performances de cette machine, d'avoir une comparaison entre nos modèles et les mesures et valider notre méthodologie de dimensionnement.

IV.3.c-i Fonctionnement à vide

En mettant l'induit en circuit ouvert (Fig. IV.14), le relevé à vitesse constante de la tension entre phases (ou phase-neutre) et du courant d'excitation donne la caractéristique à vide. La machine a été entraînée à 1000 tr/min.

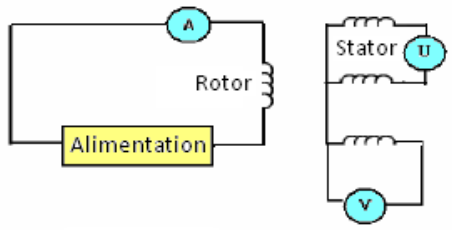


FIGURE IV.14 – Câblage d'essai à vide

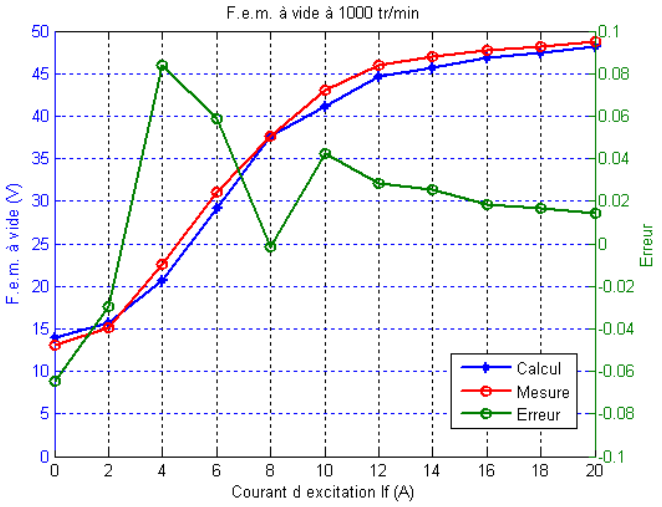
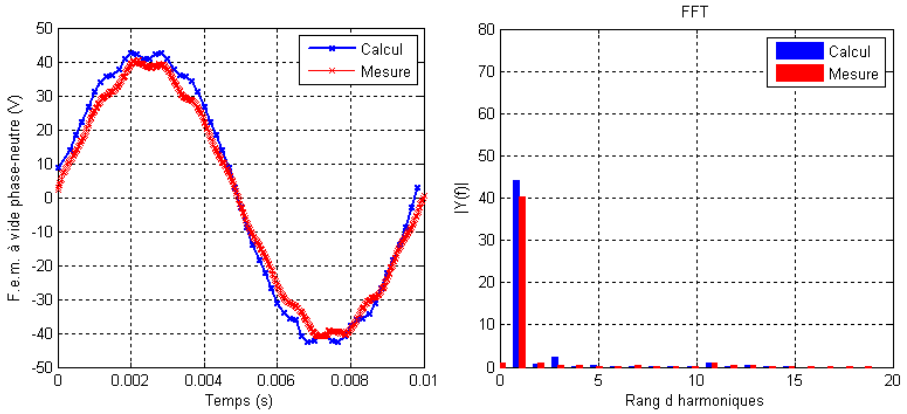
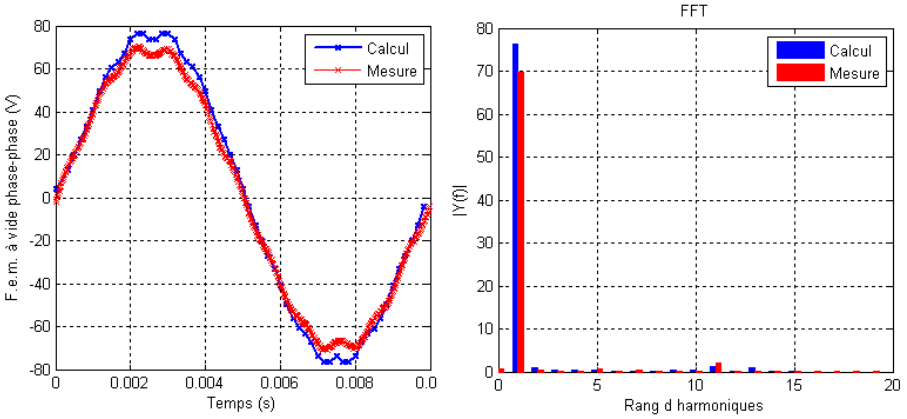


FIGURE IV.15 – Comparaison de F.e.m. phase-neutre (amplitude) à vide à 1000 tr/min

On obtient une bonne cohérence entre les mesures et les calculs (Fig. IV.15). L'écart est inférieur à 9% entre les deux courbes. Ces résultats sont tout à fait satisfaisants. La courbe de F.e.m. à vide est en quelque sorte un reflet de la courbe B(H) du matériau. L'écart peut être lié à la différence entre la courbe réelle et la courbe théorique de B(H) et à l'induction rémanente (B_r) des aimants. L'écart à faibles courants peut être aussi lié au changement du sens de flux des aimants et aux saturations locales dues à ce changement. Le flux d'aimants reboucle par le rotor à faibles courants d'excitation. Au fur et à mesure



(a) Tension phase-neutre



(b) Tension entre phases

FIGURE IV.16 – FFT de la F.e.m. à vide à 1000 tr/min pour $I_f = 10$ A

que le courant d'excitation augmente, le flux créé par les bobines rejoint celui d'aimants et le forcer à traverser l'entrefer.

On a relevé les formes d'ondes de F.e.m. à vide à 1000 tr/min (Fig. IV.16) entre une phase et le point neutre, ainsi que la tension phase-phase, pour une analyse spectrale. En général, la F.e.m. à vide de ce type de machine présente peu d'harmoniques quand les pôles ont une forme bombée.

IV.3.c-ii Fonctionnement en court-circuit

Etant donné que la machine est en couplage étoile, il suffit de relier ensemble les sorties de phases (Fig. IV.17). On mesure ensuite le courant dans la phase en fonction du courant d'excitation (Fig. IV.18). Il est possible que la valeur réelle de B_r soit légèrement inférieure à la valeur utilisée dans les calculs. Ceci peut être responsable de l'écart entre I_{cc} mesuré et calculé aux faibles valeurs du courant I_f car le flux des aimants est prédominent. L'impact diminue au fur et à mesure que le courant I_f augmente car le flux des bobines s'ajoute au flux des aimants et prend de l'importance.

Le relevé du courant de court-circuit à 2000 tr/min pour un courant d'excitation de 20 A est présenté à la Fig. IV.19, dont la forme est bien sinusoïdale.

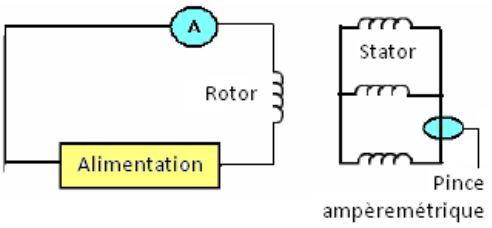


FIGURE IV.17 – Câblage d'essai en court-circuit

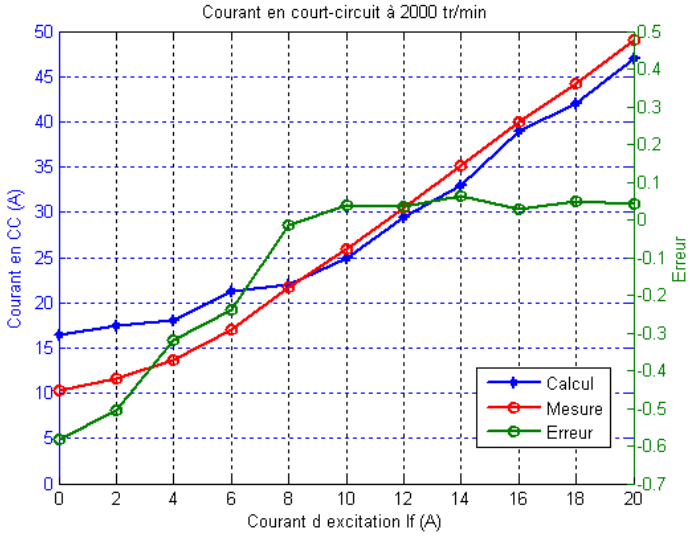


FIGURE IV.18 – Courant de court-circuit (amplitude) à 2000 tr/min

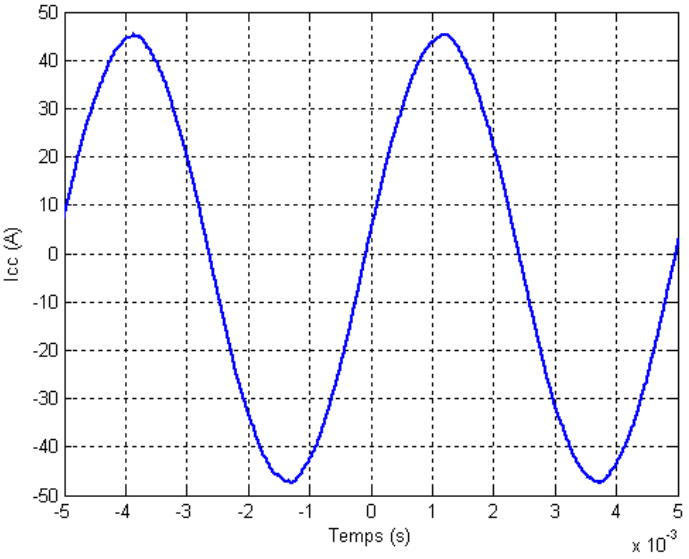


FIGURE IV.19 – Forme d'onde du courant court-circuit à 2000 tr/min pour 20 A courant d'excitation

IV.3.c-iii Identification des paramètres de la MSDE

Pour mieux exploiter nos modèles, il faut connaître les paramètres de la machine tels que R_s, L_d et L_q. On les détermine ici expérimentalement afin de valider les calculs et de vérifier aussi le bon fonctionnement de ce prototype réalisé. Un onduleur industriel et son logiciel de commande PARVEX [1] sont utilisés pour effectuer ces mesures. Cette interface permet de piloter la machine en vitesse, d'imposer les courants et l'avance de phase, puis d'afficher les courants et les tensions dans les axes d et q. Le principe est de relever, pour une vitesse donnée (ex : 1000 tr/min) et pour plusieurs courants d'excitation (0, 2.5A, 5A ...), les tensions d'axes d et q en fonction du courant d'axe q et pour un courant d'axe d nul. D'après les équations de la machine IV.2, les pentes de ces deux courbes en régime linéaire nous donnent L_q et R_s. Nous prenons en exemple l'identification des paramètres avec un courant d'excitation de 2.5 A. Etant donné que le courant i_d est nul, les équations deviennent Eq. IV.3.

$$v_d = R_s\ i_d - \omega L_q\ i_q \tag{IV.2a}$$
$$v_q = R_s\ i_q + \omega L_d\ i_d + \omega\psi(i_f) \tag{IV.2b}$$

$$-v_d = \omega L_q\ i_q \tag{IV.3a}$$
$$v_q = R_s\ i_q + \omega\psi(i_f) \tag{IV.3b}$$

Avec, $E_v = \omega\psi(i_f)$, F.e.m. générée par les aimants et les bobines ; R_s : résistance statorique par phase ;

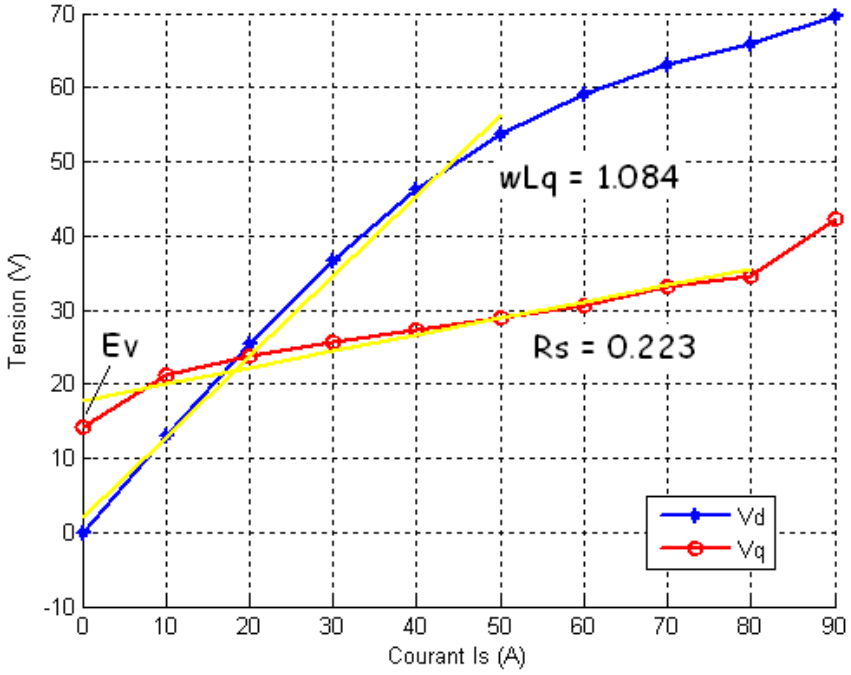


FIGURE IV.20 – Détermination des paramètres de la MSDE @ 2.5 A courant d'excitation

Courant d'excitation I_f (A)	0	2.5	5	7.5	10
Résistance par phase R_s (Ω)	0.24	0.22	0.27	0.25	0.35
Inductance d'axe q L_q (mH)	1.742	1.726	1.696	1.638	1.571

TABLEAU IV.6 – Mesures de R_s et L_q pour différents courants d'excitation

Les pentes de ces courbes (Fig. IV.20) donnent : $R_s = 0.22\ \Omega$ et $L_q = 1.726$ mH. Ces paramètres sont déterminés aussi pour des courants d'excitation égaux à 0, 5, 7.5 et 10 A comme représenté au Tab. IV.6. La valeur de R_s obtenue pour le courant d'excitation de 10 A est plus élevée à cause de la température du cuivre lors de la mesure.

Pour des raisons de simplicité, on estime L_d par les essais en court-circuit, en entraînant la machine à 2000 tr/min, par l'Eq. IV.4. A cette vitesse, la résistance statorique peut être considérée comme négligeable.

$$L_d = \frac{E_v}{\omega\ I_{cc}} \tag{IV.4}$$

Le tableau IV.7 donne les valeurs trouvées pour les différents courants d'excitation.

Courant d'excitation I_f (A)	0	2.5	5	7.5	10
Inductance d'axe d L_d (mH)	2.014	2.25	2.804	2.771	2.638

TABLEAU IV.7 – Mesures de L_d pour différents courants d'excitation

On constate que les mesures de R_s, L_d et L_q sont assez proches et correspondent aux estimations.

IV.3.c-iv Fonctionnement en mode moteur

D'après les essais de vérification effectués auparavant, les paramètres de cette machine correspondent à ce que nous attendions. Nous allons tester maintenant cette machine dans toute sa plage de fonctionnement en mode moteur. On suppose que la plage de fonctionnement en couple-vitesse en alternateur est en quelque sorte symétrique de celle du mode moteur. Les essais sont effectués en convention moteur et peuvent être regroupés en deux parties :

- zone à basse vitesse jusqu'à 2500 tr/min (phase de démarrage) : L'objectif, dans cette zone, est de valider le rapport couple/courants C(I_s, I_f). Pour un courant d'excitation donné, on fait varier l'angle d'autopilotage afin de trouver l'angle optimal associé à un courant statorique (I_s). Pour des valeurs du courant d'excitation supérieures à 10 A et 25 A pour I_s, il s'agit d'un mode de fonctionnement transitoire. On ne cherche pas la stabilisation thermique au-delà de ces valeurs, car la machine risque de trop chauffer selon les essais thermiques réalisés dans la section IV.3.b.
- zone de défluxage : Elle est composée de 3 sous-zones (Fig. IV.21) compte tenu de la particularité de la MSDE. La machine est défluxée principalement par un courant d'axe d négatif dans la zone de forte puissance, par uniquement le courant d'excitation dans la zone de faible puissance et par la combinaison de ces deux courants dans la

zone intermédiaire. Les essais s'effectuent à l'aide de la commande PARVEX (Fig. IV.22).

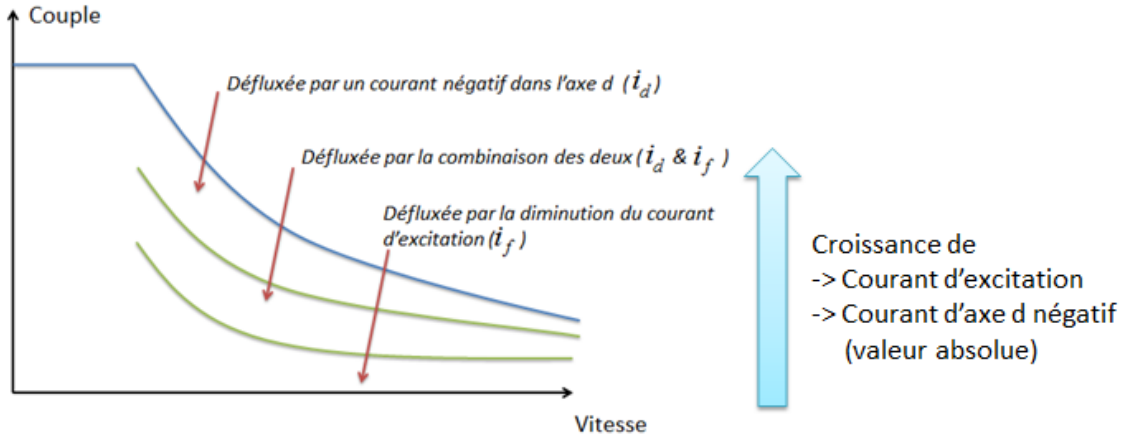


FIGURE IV.21 – Mode de défluxage principal

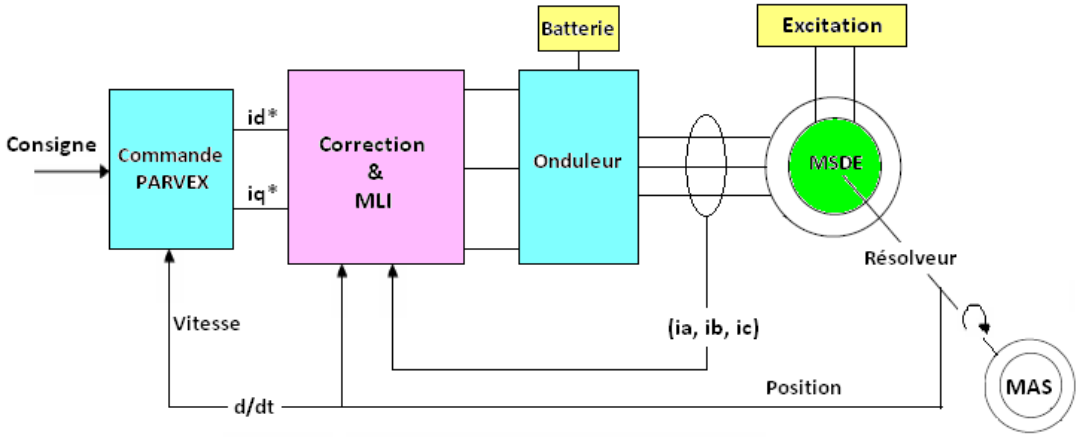
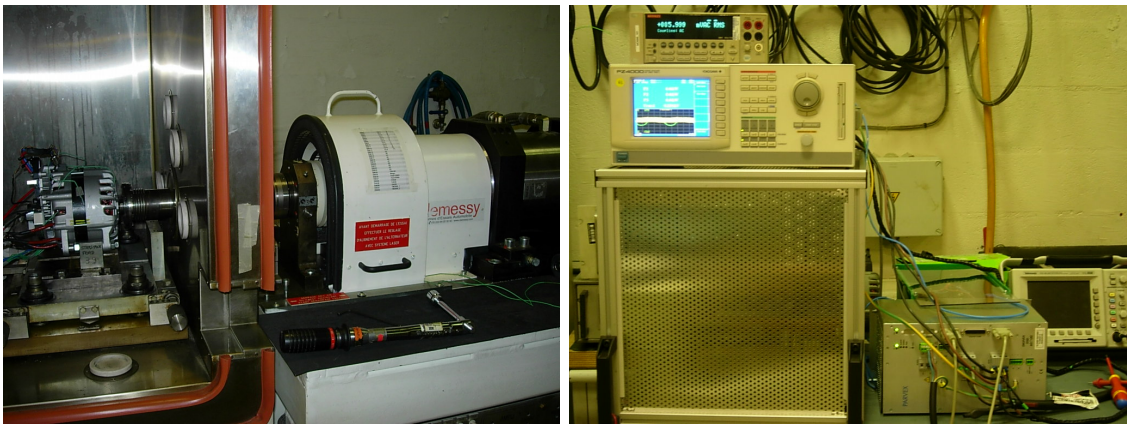


FIGURE IV.22 – Principe des essais fonctionnels

Présentation du banc d'essais Ces essais sont effectués sur le banc à entraînement direct (Fig. IV.23.a), où la MSDE est entraînée par une machine asynchrone, couplée à un couplemètre. L'excitation rotorique est assurée par une source de tension continue. L'alimentation statorique est assurée par la commande PARVEX (Fig. IV.23.b). Plus précisément, pour un niveau d'excitation rotorique donné, la MSDE, qui présente un comportement semblable à des machines à aimants permanents, sera pilotée comme une machine à aimants dans les prochains essais. On peut imposer le courant I_s et l'angle d'autopilotage φ via l'interface PARVEX tandis que la F.e.m. résultante est inférieure à la tension du bus continu. Sinon, l'angle est imposé, par la loi de commande PARVEX, pour assurer le défluxage de la machine.

Fonctionnement aux basses vitesses La machine tournant à 1000 tr/min, on injecte du courant dans l'axe q uniquement. Les relevés du couple et des tensions en fonction du



(a) Montage sur le banc à entraînement direct (b) Partie commande

FIGURE IV.23 – Banc d'essais

courant d'axe q pour un courant d'excitation de 5 A sont montrés à la Fig. IV.24.

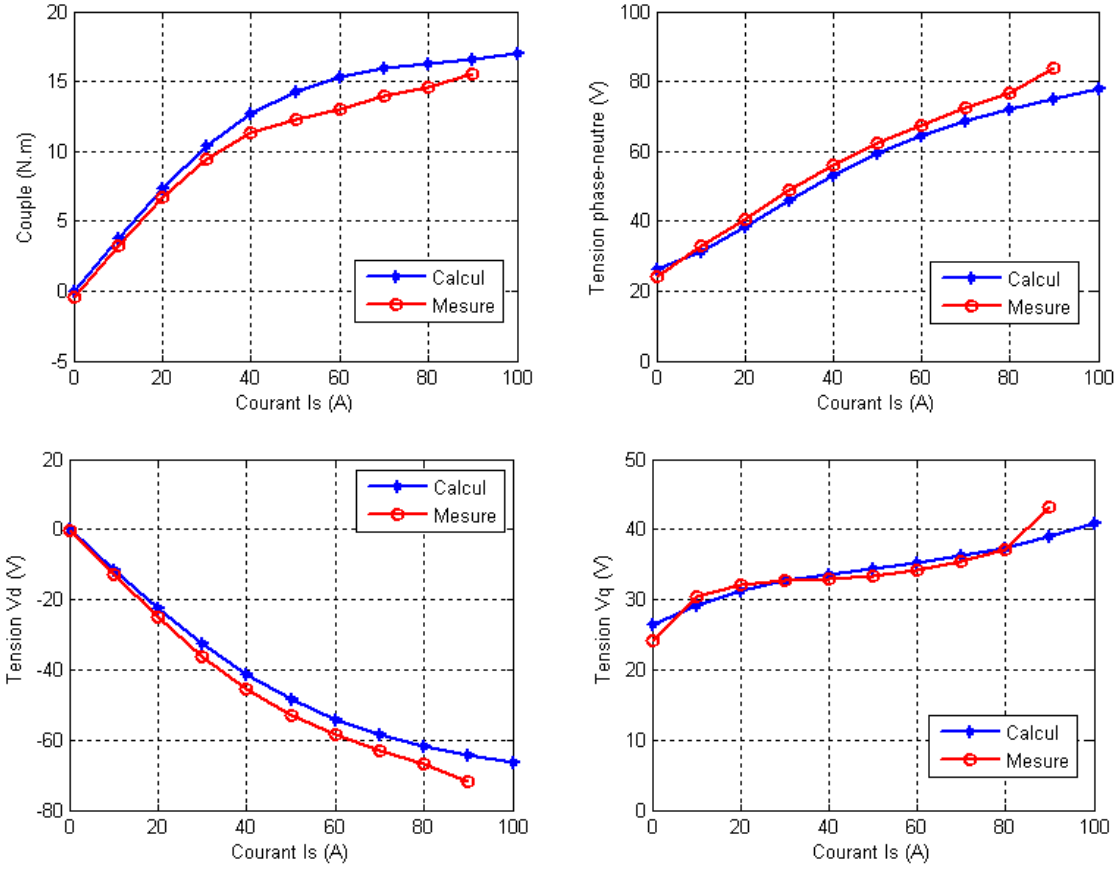


FIGURE IV.24 – Comparaison entre les calculs et les mesures du couple et de la tension pour un courant d'excitation de 5 A @ 1000 tr/min

On obtient une bonne cohérence entre les simulations et les mesures avec les valeurs du courant rotorique de 15, 7.5, 5 et 2.5 A (voir Annexe B.2.a).

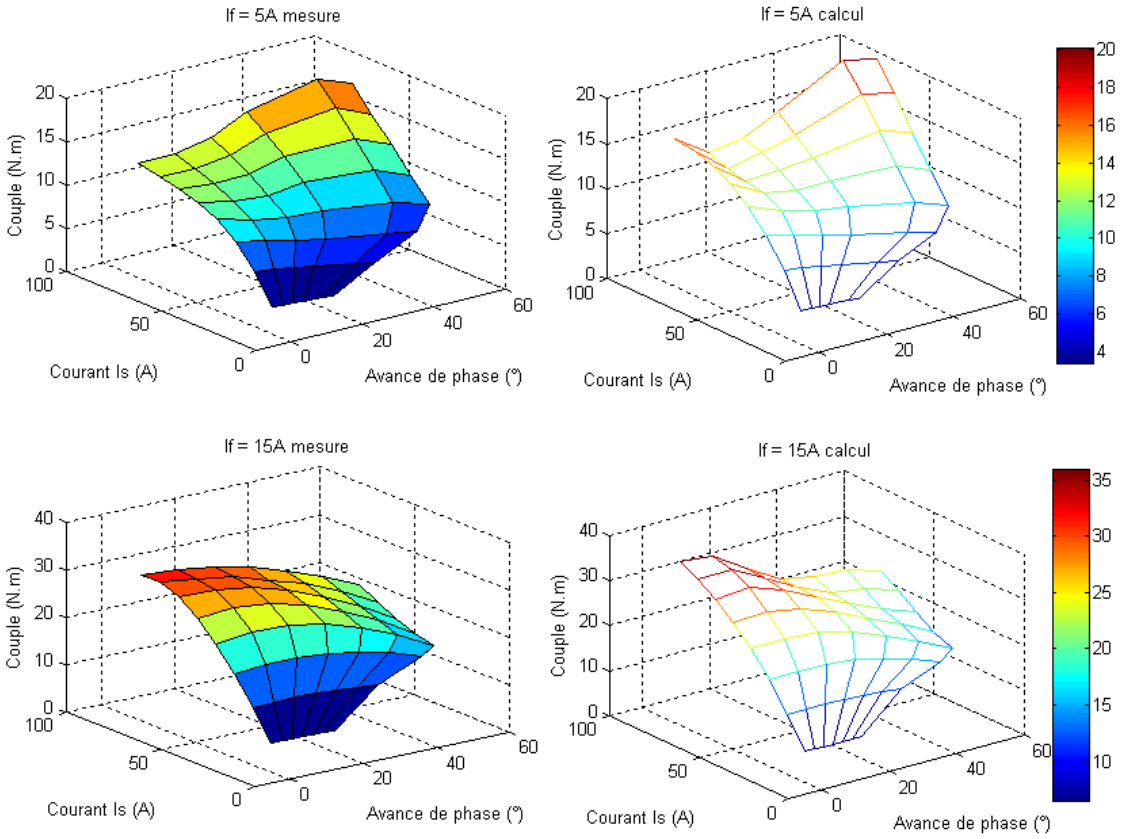


FIGURE IV.25 – Comparaison entre les calculs et les mesures pour l'évolution de l'angle d'autopilotage optimal (l'angle donnant le meilleur rapport C/I_s) à 1000 tr/min

On rappelle l'effet de saillance qu'on a observé par les calculs dans la section IV.2.b-ii et on cherche à valider ce phénomène expérimentalement. On a donc relevé le couple en faisant varier le courant I_s et l'angle d'autopilotage φ pour les courants d'excitation $I_f = 5$ A, 15 A... On retrouve, par les mesures, les allures de surfaces obtenues dans les calculs (Fig. IV.25). Avec un courant d'excitation de 5 A, l'angle optimal, l'angle donnant le meilleur rapport C/I_s, se situe bien vers 45° et cet angle évolue vers 0° avec l'augmentation du courant I_f. A $I_f = 15$ A, d'une part, le couple synchrone prend de l'importance devant le couple réluctant et d'autre part, la saturation atténue la variation de réluctance.

Fonctionnement dans la zone de défluxage La validation du fonctionnement à hautes vitesses est plus délicate car les pertes fer interviennent, dont l'estimation n'est pas évidente, et jouent un rôle significatif dans l'évaluation des performances de la machine, et du rendement. On procède de la même manière que dans la partie précédente en surveillant les températures au rotor et au stator. Celles-ci établiront la frontière entre le mode de fonctionnement en régime permanent et en régime transitoire. Ainsi, elles ont un impact non négligeable sur les pertes Joule et par conséquent sur le rendement.

Les figures IV.26 - IV.27 présentent l'évolution des différentes grandeurs, pour deux valeurs du courant d'excitation, en fonction du courant statorique à 6000 tr/min. Pour un courant d'excitation, on augmente progressivement le courant I_q et le courant I_d est ajusté pour la tension du bus continu disponible de 300 V (scénario d'essais en Annexe

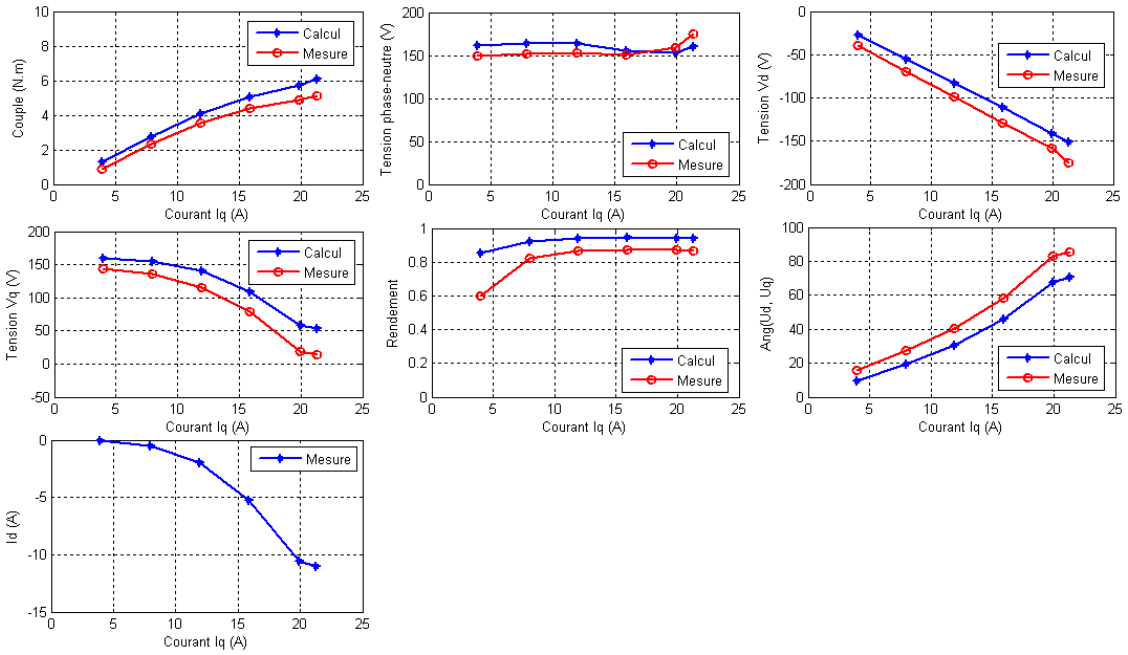


FIGURE IV.26 – Comparaison entre les calculs et les mesures pour le fonctionnement à 6000 tr/min et $I_f = 5$ A

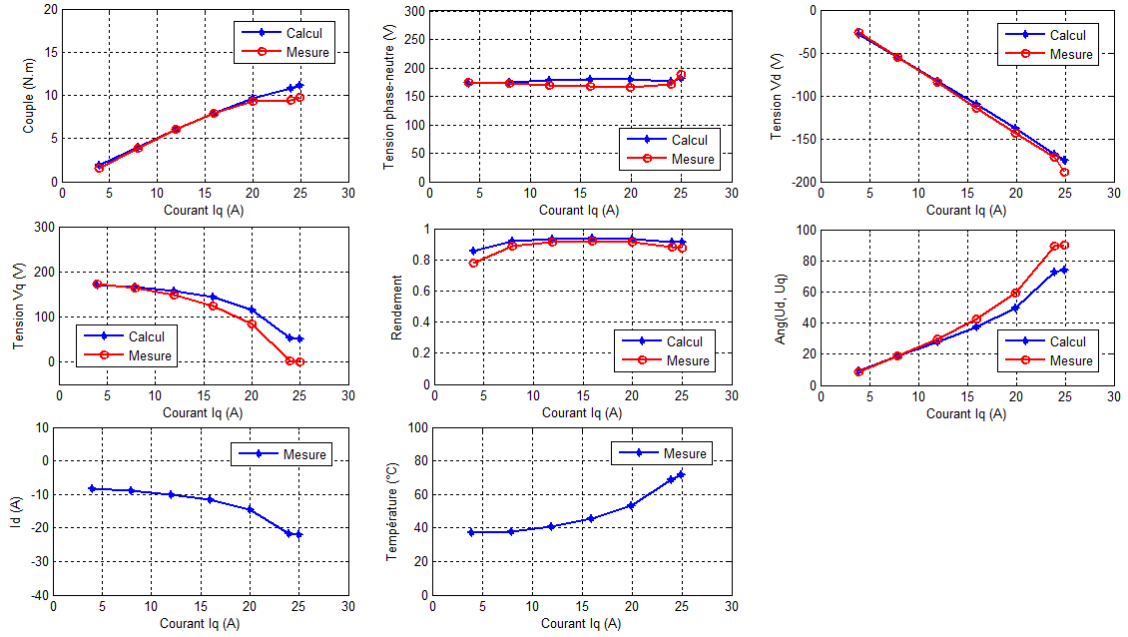


FIGURE IV.27 – Comparaison entre les calculs et les mesures pour le fonctionnement à 6000 tr/min et $I_f = 10$ A

B.2.b). Avec un courant d'excitation de 5 A, la machine n'est pas défluxée par le courant I_d négatif à 6000 tr/min, pour des faibles valeurs du courant I_q ($I_q < 10$ A). Or avec un courant rotorique de 10 A, la MSDE est toujours soumise au défluxage par le stator à cause des valeurs de F.e.m. élevées. Les résultats sont cohérents. C'est le courant d'axe q qui est considéré et choisi comme l'abscisse car ceci est une image de la puissance utile.

L'écart entre le couple mesuré et le couple calculé (Fig. IV.26) est probablement dû à une sous-estimation des pertes fer. Nous n'excluons pas la possibilité d'un biais sur l'estimation de position du rotor, d'autant plus que le résolveur est légèrement décentré au moment du montage. On a remarqué aussi que les valeurs de tension d'axe d mesurées sont légèrement supérieures à celles calculées (en valeur absolue) et le contraire a été retrouvé pour la tension dans l'axe q. Il n'est pas impossible que la position estimée par le capteur se trouve légèrement en avance par rapport à la position réelle.

Les relevés ont été effectués après la stabilisation thermique de la machine (environ 20 minutes par point de fonctionnement). Sur ces points de fonctionnement ciblés, la température moyenne au stator n'a pas dépassé 70°C. La température au rotor est estimée par un système de petits balais instrumenté. L'idée est de placer ces petits balais de mesure sur les bagues avec lesquels on mesure directement la tension U_{ex} aux bornes des bagues. La résistance totale des bobines rotoriques obtenue par U_{ex}/I_f indique une température du cuivre autour de 70°C et peu influencée par la puissance dissipée dans le stator.

Le rendement est calculé par l'Eq. IV.5, où la puissance électrique au stator est mesurée directement à l'aide d'un analyseur de puissance. Le rendement est meilleur que 90% en ces points de fonctionnement (3-6 kW environ @ 6000 tr/min) avec les bonnes combinaisons du triplet (i_d, i_q, i_f) malgré les soucis qu'on a évoqués dans les paragraphes précédents.

$$\eta\ (\%) = \frac{C\ \Omega}{P_{elec} + P_{ex}} \tag{IV.5}$$

Avec, C : couple utile ; Ω : vitesse de rotation ; P_{elec} : puissance électrique statorique ; P_{ex} : puissance d'excitation rotorique ($R_r I_f^2$).

IV.4 Conclusion

On a vu dans ce chapitre la réalisation des prototypes MSDE dont les difficultés principales sont : l'emmanchement de l'arbre dans le paquet rotor sans déformer ce dernier en sachant que l'entrefer minimal est de 0.4 mm ; le bobinage autour des pôles rotoriques avec un taux de remplissage supérieur à 40%. Le temps de réalisation d'un rotor, surtout le bobinage manuel, est assez conséquent et ceci n'est pas compatible avec la production en série. On peut imaginer éventuellement des pôles démontables pour réduire le temps de bobinage dans la suite ou le bobinage à aiguille automatisé.

Les premiers essais ont confirmé le bon fonctionnement de cette machine. On a pu évaluer la capacité d'évacuation de chaleur par les essais thermiques. Les résultats ont montré qu'il est possible d'injecter jusqu'à 1500 W de puissance au stator à 16000 tr/min et 100 W au rotor en fonctionnement à chaud (température d'enceinte de 100°C). Ces valeurs sont cohérentes avec nos hypothèses lors du dimensionnement.

Les essais à vide et en court-circuit correspondent bien à nos attentes. De plus, nous avons pu valider expérimentalement les résultats de calculs, les grandeurs électromagnétiques en mode moteur. A faibles vitesses, on a obtenu une bonne cohérence entre les mesures et les calculs en termes de couple, de tension et de rendement. L'effet de saillance, qui conduit à une évolution de l'angle d'autopilotage optimal en fonction du niveau d'excitation, a été démontré non seulement dans les calculs mais aussi confirmé par les mesures.

On a réalisé également des mesures à hautes vitesses, dans la zone de défluxage, où la structure d'une MSDE présente beaucoup d'intérêt. Les résultats sont cohérents et très encourageants du point de vue électromagnétique, thermique et mécanique. Les essais ont été menés jusqu'à la vitesse maximale de 16000 tr/min, aucune anomalie n'a été détectée sur la machine et aucun court-circuit entre les bobines rotoriques n'a été provoqué par l'échauffement et la force centrifuge. Les caractérisations complémentaires sont en cours à Valeo afin de connaître au mieux cette machine, qui semble intéressante, afin d'obtenir une cartographie de son rendement et d'évaluer son impact en termes de gain en CO_2.

En conclusion, la MSDE, qui présente des caractéristiques très intéressantes, semble prometteuse pour l'application d'alterno-démarreurs. La présence des aimants permanents au rotor assure une assez bonne puissance massique. Les bobines rotoriques permettent d'avoir un degré de liberté supplémentaire sur le réglage de flux. Le contrôle de la machine devient plus souple. Les prototypes dimensionnés pour un cahier des charges d'automobile présentent un rendement supérieur à 90% dans une large plage et aussi la zone la plus sollicitée de la machine, ce qui est intéressant vis-à-vis de la réduction des émissions de CO_2 des véhicules.

Chapitre V

Estimation des pertes fer dans les machines

Sommaire

V.1 Introduction 98
V.2 Histoire et rappel du modèle Loss Surface (LS) 98
V.3 Modélisation de l'AFK502 100
V.3.a Présentation de l'alliage FeCo 100
V.3.b Caractérisation de la tôle AFK502 101
V.4 Pertes fer dans la machine à double excitation (MSDE) 108
V.4.a Présentation de la méthode de calcul 108
V.4.b Cartographie de pertes fer en vue de l'optimisation du rendement 111
V.4.c Influence du matériau magnétique sur le comportement de la machine . . 112
V.4.d Validation du modèle LS par la méthode expérimentale de séparation de pertes 114
V.5 Domaine d'application du modèle LS 117
V.6 Conclusion 118

Résumé

De nombreuses études ont été menées afin de réduire les pertes dans les machines électriques en vue d'améliorer le rendement. Les pertes fer, un terme de pertes qu'on ne maîtrise pas complètement, sont devenues désormais une véritable préoccupation des constructeurs automobiles. On cherche, dans ce chapitre, à mieux comprendre ce phénomène complexe à travers la modélisation, et la caractérisation de pertes fer dans une MSDE via la méthode de séparation de pertes.

Les nouveaux matériaux de type fer cobalt présentent des propriétés magnétiques intéressantes par rapport aux matériaux FeSi. Malgré le coût, il est intéressant d'étudier leurs éventuels apports dans une application automobile, comparé aux matériaux traditionnels.

V.1 Introduction

Le modèle Loss Surface (LS) est décrit, dans ce chapitre, à travers la caractérisation et l'identification d'un alliage FeCo AFK502. Ce matériau, qui présente des propriétés magnétiques intéressantes, est aussi jugé intéressant pour la validation du modèle LS dans une plage de fonctionnement plus large en induction et en fréquence. Ce modèle est utilisé d'une manière simplifiée mais plus efficace dans l'optimisation de la machine, où le temps de calcul est aussi important que la précision.

Pour des raisons économiques, le matériau AFK502 est, jusqu'à présent, rarement utilisé dans le domaine automobile. Néanmoins, une étude approfondie en AFK nous apparaît intéressante en vue de connaître son éventuel apport par rapport aux matériaux classiques. La comparaison est faite entre deux matériaux : AFK502 de 0.5 mm en épaisseur et M330-35A en termes d'excitation, de saturation à polarisation et de leur impact sur les pertes et le rendement de la machine MSDE.

Ce modèle est également utilisé pour l'estimation des pertes fer dans une machine à griffes. Cette étude est présentée dans l'annexe C.

V.2 Histoire et rappel du modèle Loss Surface (LS)

Le modèle LS est un modèle d'hystérésis dynamique et scalaire qui prend en compte tous les phénomènes dynamiques. On suppose que le comportement du matériau est parfaitement défini avec la connaissance de la variation de l'induction dans le temps (dB/dt), et sa fréquence d'excitation. Le modèle fournit un lien entre le champ magnétique appliqué à la surface et l'induction moyenne dans la section de la tôle, ce qui permet de reproduire le comportement magnétique du matériau.

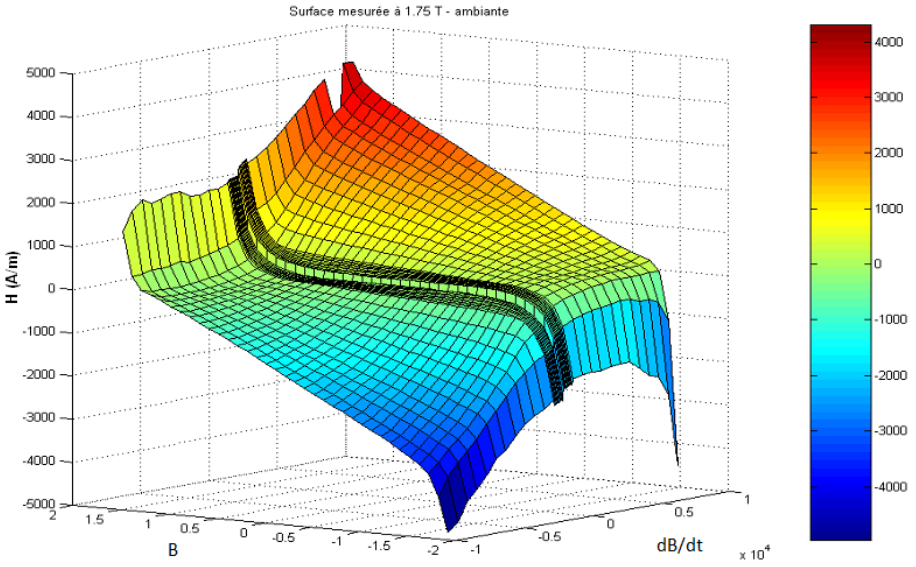
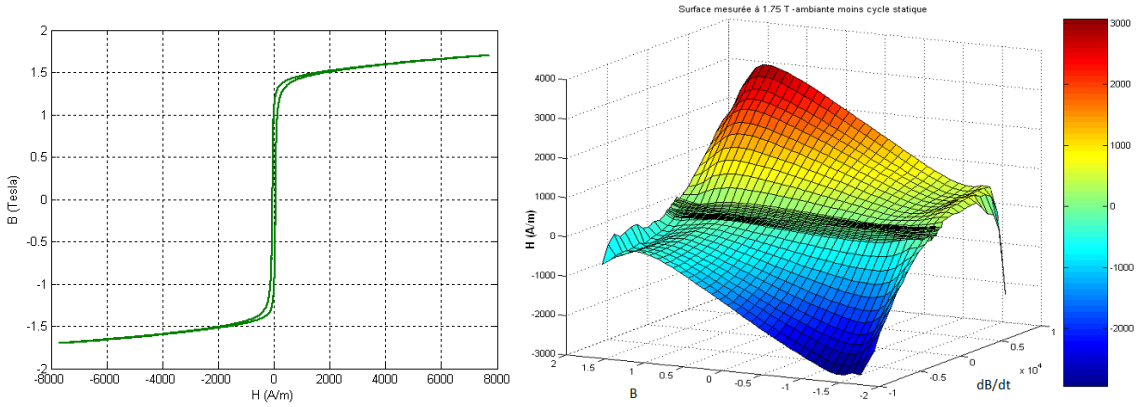


FIGURE V.1 – Surface $H_0(B, dB/dt)$ mesurée à 1.75 Tesla, M330-35A

La première version du modèle LS, développée dans les travaux de thèse de C. Cester [18], nécessitait un grand nombre de mesures sur le cadre Epstein en imposant une forme

triangulaire de l'induction à fréquence variable au matériau. L'utilisation de signaux triangulaires permet de travailler à dB/dt constant et égal à $4B_{crête} \cdot f$ ($B_{crête}$: induction maximale, f : fréquence du signal). Un exemple de surface $H_0(B, dB/dt)$ est présenté à la Fig. V.1, où une discontinuité est observée au niveau du cycle statique à $dB/dt = 0$. Pour connaître la totalité du comportement du matériau, plusieurs surfaces sont relevées à différents niveaux d'induction $B_{crête}$. Le cycle d'hystérésis peut être reconstruit pour un signal quelconque $B(t)$ à partir des surfaces $H_0(B, dB/dt, B_{crête})$. L'inconvénient de cette première approche est le stockage de ces surfaces et la nécessité de connaître $B(t)$ à l'avance pour choisir la surface la mieux adaptée. Les premières versions du modèle LS introduisent des erreurs sur l'hystérésis statique et la reconstruction des cycles mineurs décentrés.

T. Chevalier avait mis en évidence, dans ses travaux de thèse [22], l'identité de contributions dynamiques des cycles d'hystérésis pour une valeur crête quelconque de l'induction. La surface $H_{0,dyn}(B, dB/dt)$ (Fig. V.2.b) est obtenue en retranchant le cycle statique de la surface $H_0(B, dB/dt)$. Désormais, l'identification d'une seule surface suffit pour retrouver l'ensemble du comportement dynamique du matériau.



(a) Cycle d'hystérésis statique

(b) $H_{0,dyn}(B, dB/dt)$ extraite de la surface totale $H_0(B, dB/dt)$, M330-35A

FIGURE V.2 – Séparation de la surface dynamique et le cycle d'hystérésis quasi-statique

Ce modèle a été amélioré, dans [33] et [50], pour mieux décrire les cycles d'hystérésis statiques. Au final, il est capable de représenter tous les phénomènes dynamiques et de reconstruire des cycles mineurs décentrés en présence de composantes continues. Il a été appliqué pour estimer les pertes fer de plusieurs machines électriques, 3 machines asynchrones et 2 machines synchrones à aimants permanents. La précision est généralement meilleure que 20%.

En résumé, l'identification et la caractérisation du modèle pour un matériau donné sont réalisées grâce à la surface $H_0(B, dB/dt)$ et au moins deux cycles statiques centrés. La procédure comporte deux parties :

- identification statique H_{stat}, qui décrit la propriété quasi-statique du matériau ; H_{stat} est exprimé par la somme d'un champ anhystérétique et d'un champ de frottement modélisant la rugosité du terrain sur lequel se déplacent les parois. Il évolue entre les deux enveloppes du cycle statique majeur. Il dépend non seulement de l'induction actuelle mais aussi de l'histoire ;

– identification dynamique H_{dyn}, inclut tous les phénomènes dynamiques microscopiques : les courants de Foucault dus aux déplacements de parois et la variation du nombre de parois liée à la fréquence et à l'induction.

Le champ magnétique total est déterminé par la somme du champ statique et du champ dynamique :

$$H(B, dB/dt) = H_{stat}(B, histoire) + H_{dyn}(B, dB/dt) \tag{V.1}$$

En connaissant la forme d'onde B(t), le calcul de pertes fer se fait par une simple intégrale sur la région volumique en question :

$$\frac{1}{T} \int_v H \; dB \tag{V.2}$$

Avec, H : champ magnétique total ; B : induction ; T : période.

V.3 Modélisation de l'AFK502

V.3.a Présentation de l'alliage FeCo

Les alliages à 50%Co de type Fe49%Co2%V (AFK502) conjuguent tous les avantages techniques ou presque : 20% de saturation en plus que FeSi3% non orienté pour des perméabilités, champs coercitifs, résistances mécaniques et pertes magnétiques similaires [40].

L'alliage AFK502 a comme inconvénient sa forte sensibilité aux contraintes et son extrême fragilité à l'état recuit, ce qui oblige à réaliser toutes les opérations de mise en oeuvre avant un recuit final. Ces dernières années ont vu une meilleure maîtrise de la production sur la performance de cet alliage après un traitement thermique.

La tôle AFK502 d'épaisseur 0.35 mm est plus utilisée dans les alternateurs et actionneurs aéronautiques. Elle présente une saturation très élevée à 2.35 T et une limite d'élasticité de 300 à 350 MPa obtenues après un recuit optimisé pour les seules performances magnétiques (850° 1-3h).

Pour des applications de hautes fréquences et de hauts rendements, on utilise de l'AFK502 optimisé pour de faibles pertes. La réduction d'épaisseur ou l'optimisation du recuit final à 880°C permet de réduire significativement les pertes magnétiques.

Par contre, dans le cas du rotor d'une machine électrique à grande vitesse, les propriétés mécaniques sont aussi importantes que les propriétés magnétiques car le rotor est soumis à des contraintes mécaniques engendrées par la force centrifuge. La température de recuit, qui vise à augmenter la limite d'élasticité vers 400-500 MPa, est alors abaissée à 720-760°C.

L'alliage peut être également produit sous forme de :

– 27%Co de type Fe27%Co0.5%Cr (AFK1) ;
– haut %Co de type Fe94%Co (PhyCoFe) pour des applications de très hautes températures.

L'AFK502 est un matériau très intéressant au plan technique. C'est une des raisons pour laquelle la nuance AFK502 est sélectionnée pour cette étude. De plus, ses propriétés magnétiques permettent de valider le modèle LS dans une échelle plus large en induction et fréquence.

V.3.b Caractérisation de la tôle AFK502

La caractérisation de l'AFK502 est réalisée en utilisant un cadre Epstein dont les enroulements primaires et secondaires comportent 604 spires et 204 spires respectivement (Fig. V.3). La mesure du courant au primaire I_1 et de la tension au secondaire E_2 donnent respectivement le champ à la surface de l'échantillon (Eq. V.3) et l'induction moyenne dans la tôle (Eq. V.4). On peut y retrouver aussi la puissance dissipée dans le matériau.

(a) Cadre Epstein utilisé (b) Banc de mesure

FIGURE V.3 – Banc de mesure - cadre Epstein

$$H = \frac{N_1 I_1}{L_m} \tag{V.3}$$

$$B = \frac{1}{N_2 S} \int E_2 \, dt \tag{V.4}$$

Où, L_m est la longueur du circuit magnétique carré ; S : section de tôles ; N_1 : nombre de spires au primaire ; N_2 : nombre de spires au secondaire ; I_1 : courant au primaire ; E_2 : tension au secondaire ; B : induction moyenne dans la tôle ; H : champ magnétique.

V.3.b-i Modèle dynamique

Le modèle dynamique est identifié à 2 Tesla pour FeCo et 1.7 Tesla pour FeSi, pour des fréquences allant de 50 Hz à 2 kHz. Le signal triangulaire est choisi afin d'obtenir un dB/dt bien défini et un contrôle facile sur dB/dt. Les cycles d'hystérésis mesurés sont présentés à la Fig. V.4.

A partir de ces mesures, le champ dynamique en fonction de B et dB/dt est extrait comme indiqué à la Fig. V.5. Cette surface est définie comme la différence entre le cycle d'hystérésis en question et le cycle d'hystérésis statique mesuré à 10 Hz. Elle est entièrement lisse et régulière.

Le champ magnétique dynamique en fonction de B pour différentes valeurs de dB/dt est illustré à la Fig. V.6.a. La saturation magnétique du matériau n'est pas atteinte à cause des limites de mesure. La distorsion prend de l'importance au moment où l'induction passe au-delà de 2 Tesla. Cependant, il est tout à fait possible que la valeur crête de l'induction dépasse 2 Tesla lors d'une simulation par éléments finis. Pour la continuité du modèle, une

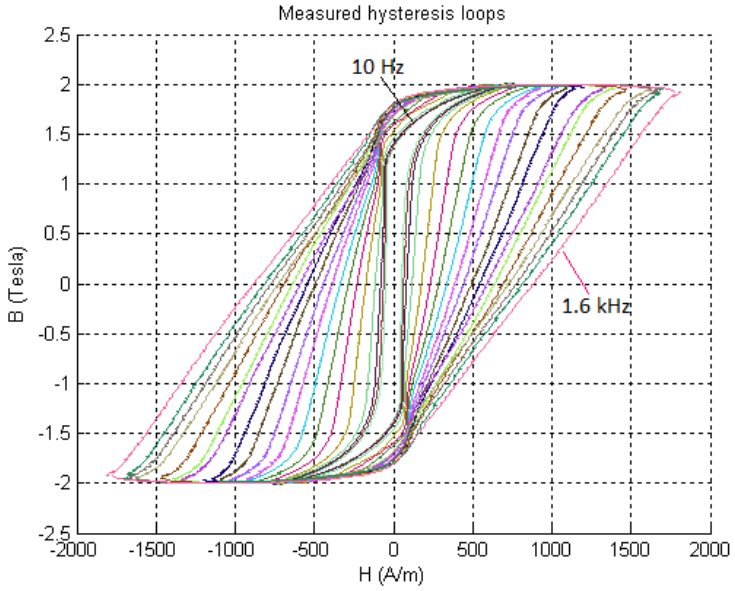


FIGURE V.4 – Cycles d'hystérésis mesurés de l'AFK502, 10 Hz - 1.6 kHz

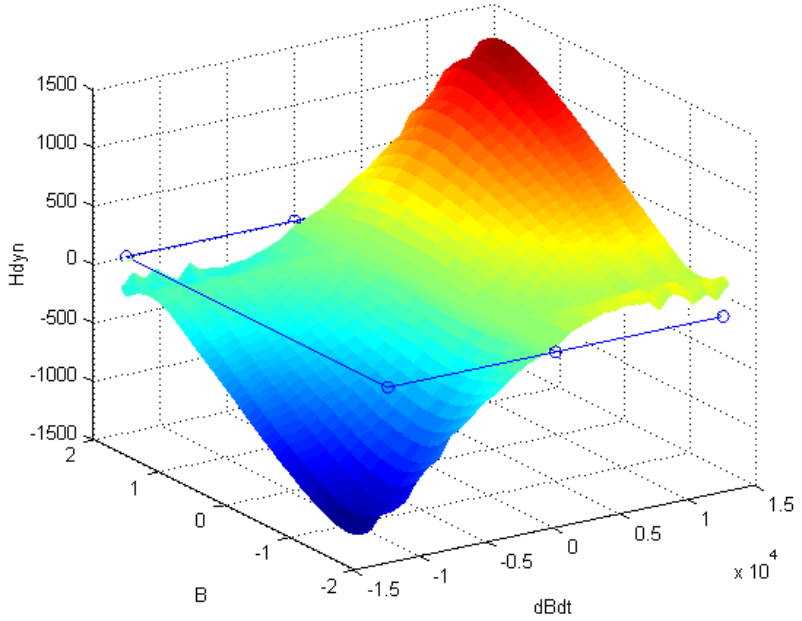
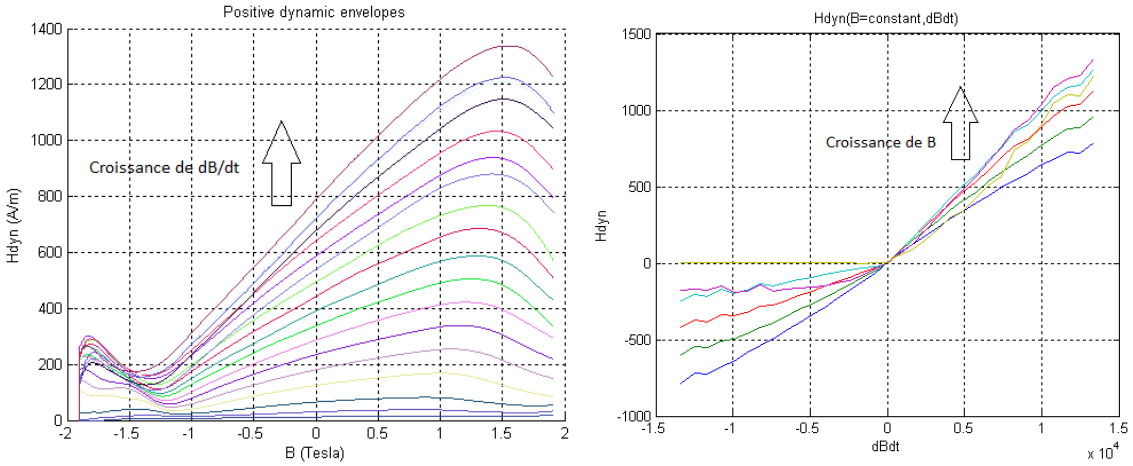


FIGURE V.5 – Surface $H_{0,dyn}(B, dB/dt)$, FeCo, $B_{crête}$ = 2 T

extrapolation est réalisée pour les valeurs de l'induction en dehors de la plage de mesure. Pour une première approximation, une fonction linéaire est adoptée en assurant l'extension des enveloppes mesurées vers la saturation magnétique du matériau, c-à-d, les deux points d'extrême (-B_{sat}, 0) et (B_{sat}, 0) sur la figure V.6.a.

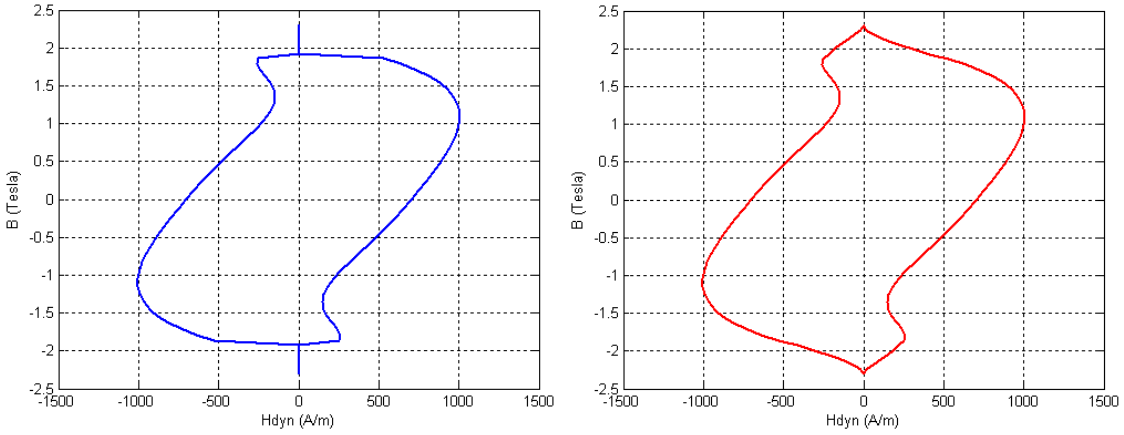
Une comparaison est faite entre les estimations de pertes fer par le modèle LS avant et après cette extrapolation. On peut remarquer que le modèle d'origine commet des erreurs, en retranchant simplement les courbes expérimentales $H_{dyn}(B,\ dB/dt$=constant), sur la reconstruction du cycle dynamique au niveau de la saturation magnétique. L'extrapolation est efficace pour s'affranchir de cet effet gênant. L'écart entre les deux (Fig. V.7) pour

un signal sinusoïdal de 2.2 Tesla à 800 Hz est de l'ordre de 5%. Cette erreur peut être amplifiée par la présence des harmoniques et atteint 14% dans le cas de la Fig. V.8, avec 13% d'harmonique 7 déphasé de 60 degré par rapport au fondamental à 800 Hz.



(a) $H_{dyn}(B,\ dB/dt$=constant) (b) $H_{dyn}(B$=constant, $dB/dt)$

FIGURE V.6 – Extension de mesures

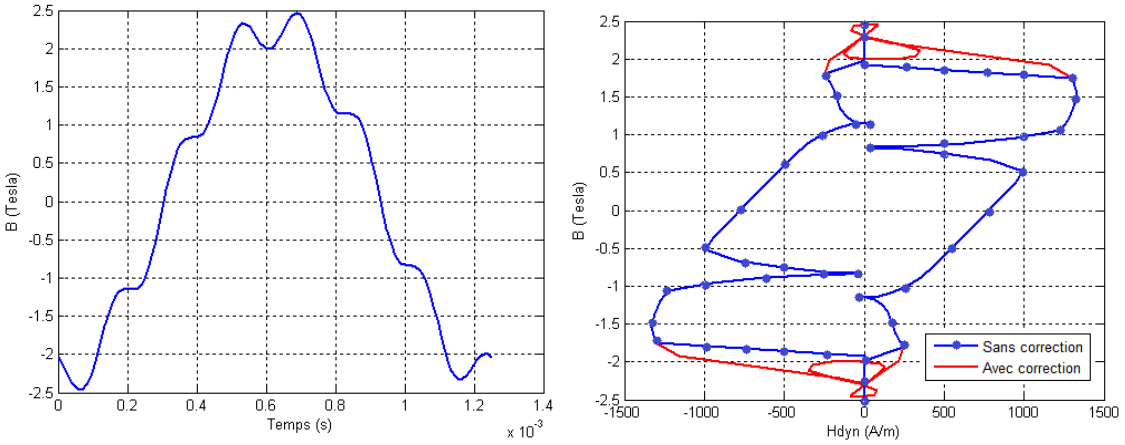


(a) Sans extrapolation (b) Avec extrapolation

FIGURE V.7 – Sinus 2.2 Tesla, 800 Hz

Le champ dynamique en fonction de dB/dt pour différentes valeurs de B est montré à la Fig. V.6.b. Comme expliqué au paragraphe précédent, une extrapolation est nécessaire pour les fréquences supérieures aux limites du moyen d'essais car le terme dB/dt est modulé par la fréquence du signal. Pour la facilité du traitement des données et de l'implémentation du logiciel, la surface dynamique $H_{0,dyn}$ est interpolée par une somme de fonction polynomiale relativement simple (Eq. V.5), une décomposition en série des variables (B, dB/dt) pondérées par des coefficients α_{mn} [33].

$$H_{dyn}(B, dB/dt) = \sum_{n=0}^{n_{max}} \left(\sum_{m=0}^{m_{max}} \alpha_{mn} (dB/dt)^m \right) B^n \tag{V.5}$$



(a) Induction (b) Avant et après correction

FIGURE V.8 – B(t) et cycle d'hystérésis associé : Sinus 2.2 Tesla, 800 Hz + 13% harmonique 7, déphasé de 60° par rapport au fondamental

V.3.b-ii Modèle statique

Le modèle statique est un modèle d'hystérésis scalaire relativement simple mais précis. Ce modèle est composé d'une contribution anhystérétique et d'une enveloppe hystérétique statique. Afin de reconstituer un cycle statique quelconque et aussi des cycles mineurs, la technique d'homothétie [33] est adoptée. A partir de deux derniers points de rebroussement de $B(t)$ identifiés, une homothétie de l'enveloppe majeure au prorata de la variation entre les deux extrema du cycle mineur est effectuée. L'histoire magnétique est prise en compte par ce modèle.

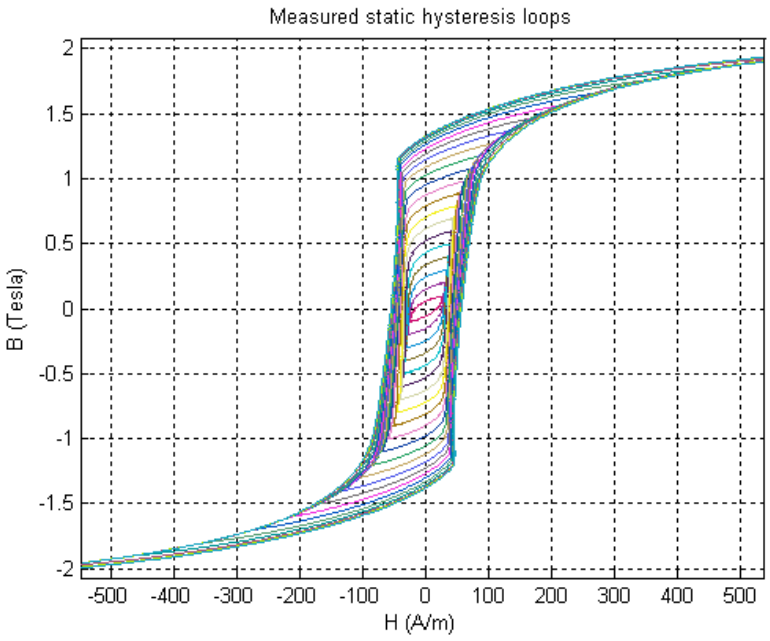
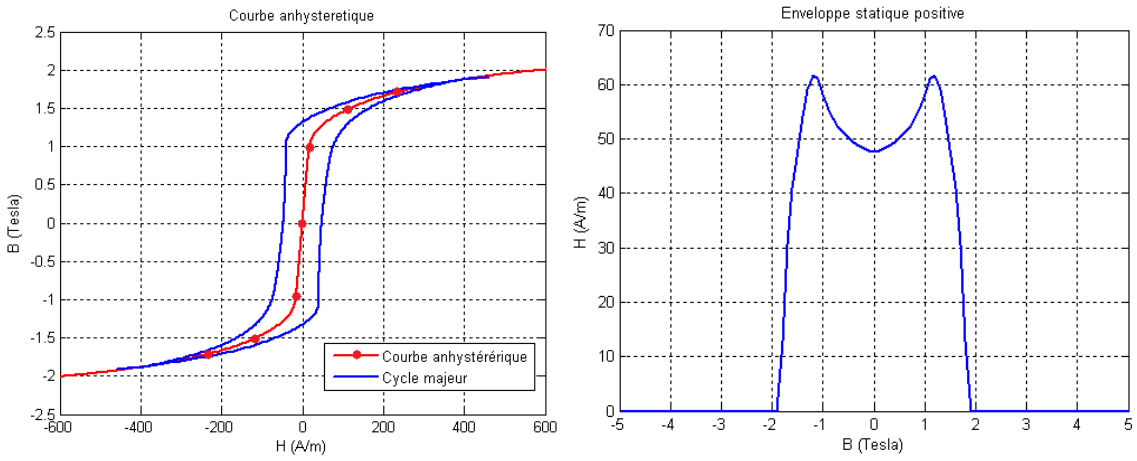


FIGURE V.9 – Cycles d'hystérésis statiques mesurés

Ce modèle est identifié pour la tôle FeCo par essais en régime quasi-statique (10 Hz) avec B(t) triangulaire d'amplitude variant de 0.1 Tesla à 2.2 Tesla (Fig. V.9).

Courbe anhystérétique et enveloppe statique La courbe anhystérétique correspond à la courbe pour laquelle les parois occupent, d'un point de vue statique, la position de leur minimum d'énergie dans le champ H_0 appliqué. On peut obtenir cette courbe en superposant au champ H_0 un champ alternatif d'amplitude décroissante avec une valeur initiale suffisamment grande devant H_c. L'obtention de cette courbe est très délicate expérimentalement. Cependant, elle peut coïncider avec la moyenne, dans le sens de H, des deux branches du cycle majeur à très basse fréquence [40].



(a) Courbe anhystérétique (b) Enveloppe statique positive

FIGURE V.10 – Illustration du modèle statique

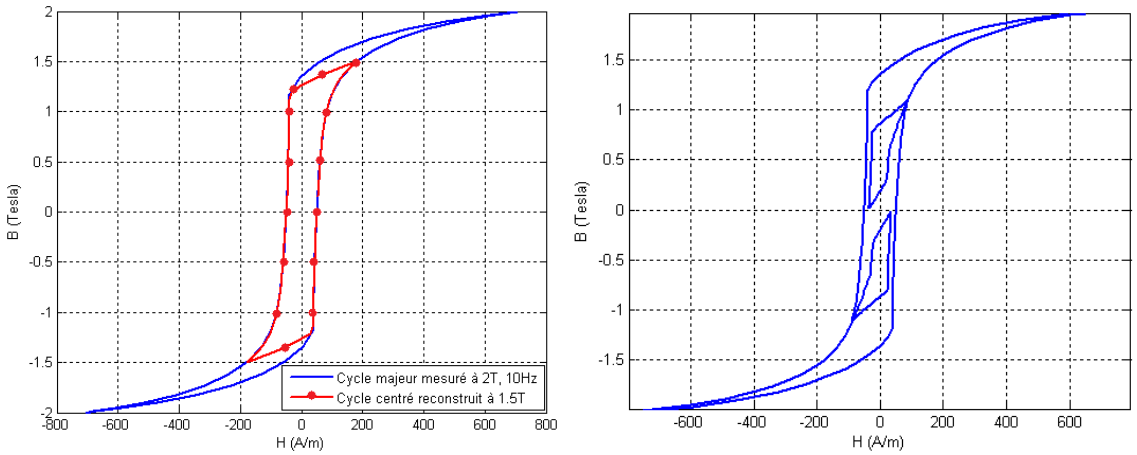
On réalise cette courbe en moyennant les deux branches (montante et descendante) d'un cycle mesuré à 10 Hz en signal trapézoïdal (Fig. V.10.a). En soustrayant la courbe anhystérétique du cycle majeur, on obtient une enveloppe statique majeure dont la forme est présentée à la Fig. V.10.b.

Fonction homothétie A l'apparition d'un point de rebroussement, on ne peut pas passer de la courbe montante à la courbe descendante du cycle majeur brutalement et réciproquement. Or on suit une courbe intermédiaire établie à partir du cycle majeur et les deux derniers points de rebroussement enregistrés. Les deux points de rebroussement seront effacés une fois les cycles mineurs décrits. Cette loi est décrite par la fonction homothétie.

On n'a besoin que du cycle mesuré à l'induction maximale qu'on peut atteindre expérimentalement (vers 2.2 Tesla pour FeCo). Tous les cycles inférieurs sont des cycles mineurs centrés reconstruits à partir de ce cycle mesuré et de la fonction homothétie (Fig. V.11.a).

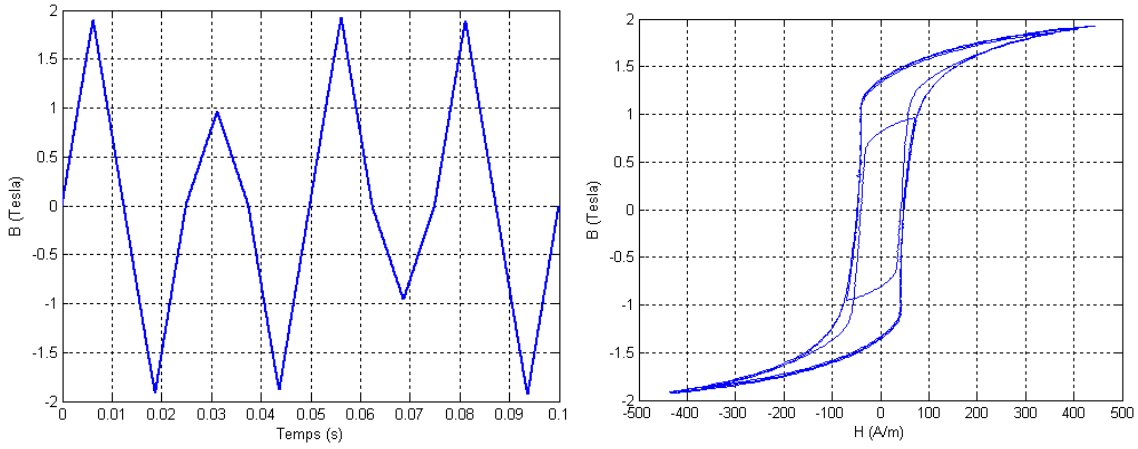
La reconstruction correcte du cycle non-centré avec cette fonction homothétie est importante en cas de présence d'harmoniques (Fig. V.11.b).

Cette fonction «homothétie» dépend du niveau de l'induction, de l'histoire (deux derniers points de rebroussement). Pour mieux évaluer cette fonction, on a relevé son évolution en réel. On a réalisé des mesures avec des signaux d'entrée B de type triangulaire pour



(a) Reconstitution d'un cycle centré (b) Reconstitution de cycles non-centrés

FIGURE V.11 – Fonction d'homothétie

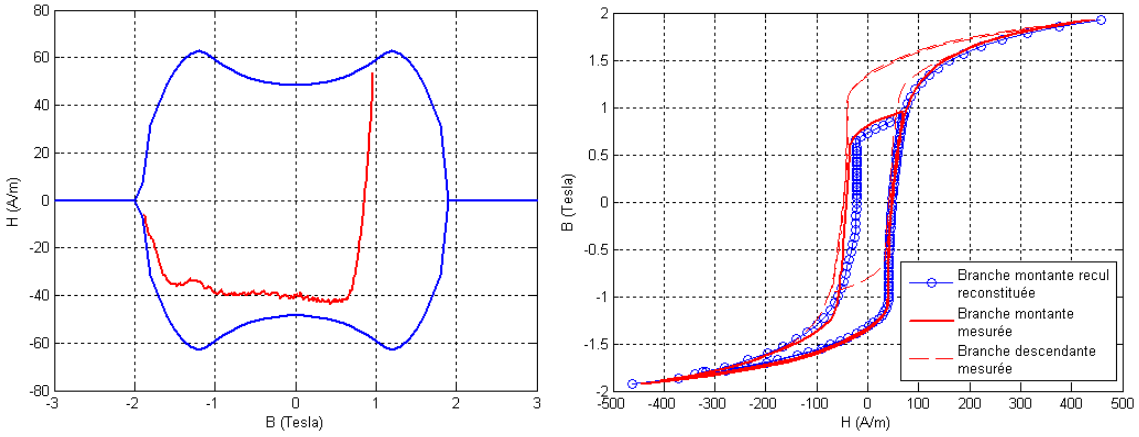


(a) Forme de l'induction (b) Cycle mesuré correspondant

FIGURE V.12 – Cycle à 1.9 Tesla, 10 Hz et retour à 50% de B_{max}

bien éliminer les effets dynamiques et avec des points de retour à différents niveaux de l'induction, dont un exemple est montré à la Fig. V.12. On obtient la loi d'homothétie en soustrayant la courbe anhystérétique du cycle mesuré. On constate que la branche «retour» se rapproche très vite de son enveloppe opposée et puis suit sa forme jusqu'au moment où ΔH tend vers 0.

La fonction «homothétie» est représentée, au final, par une fonction polynomiale. Ses coefficients traduisent à l'échelle macroscopique les propriétés du matériau modélisé. L'identification de ces coefficients est faite dans cette étude par la méthode des moindres carrés en basant sur les mesures. Une comparaison est faite entre la courbe mesurée et celle reconstituée par notre fonction homothétie dont le résultat est satisfaisant (Fig. V.13).



(a) Enveloppe majeure (en bleu) et enveloppe retour (en rouge)

(b) Courbe mesurée et reconstruite

FIGURE V.13 – Courbes de retour (mesurée et estimée)

V.3.b-iii Validation expérimentale du modèle LS d'AFK

La comparaison est effectuée pour différentes formes et différents niveaux de l'induction, et les cycles d'hystérésis mesurés et reconstitués ont montré une bonne cohérence. Le cycle d'hystérésis reconstruit en signal sinusoïdal à 2.1 Tesla et 10 Hz est montré à la Fig. V.14.a.

Ainsi, le modèle est validé avec la présence de différents harmoniques (Eq. V.6).

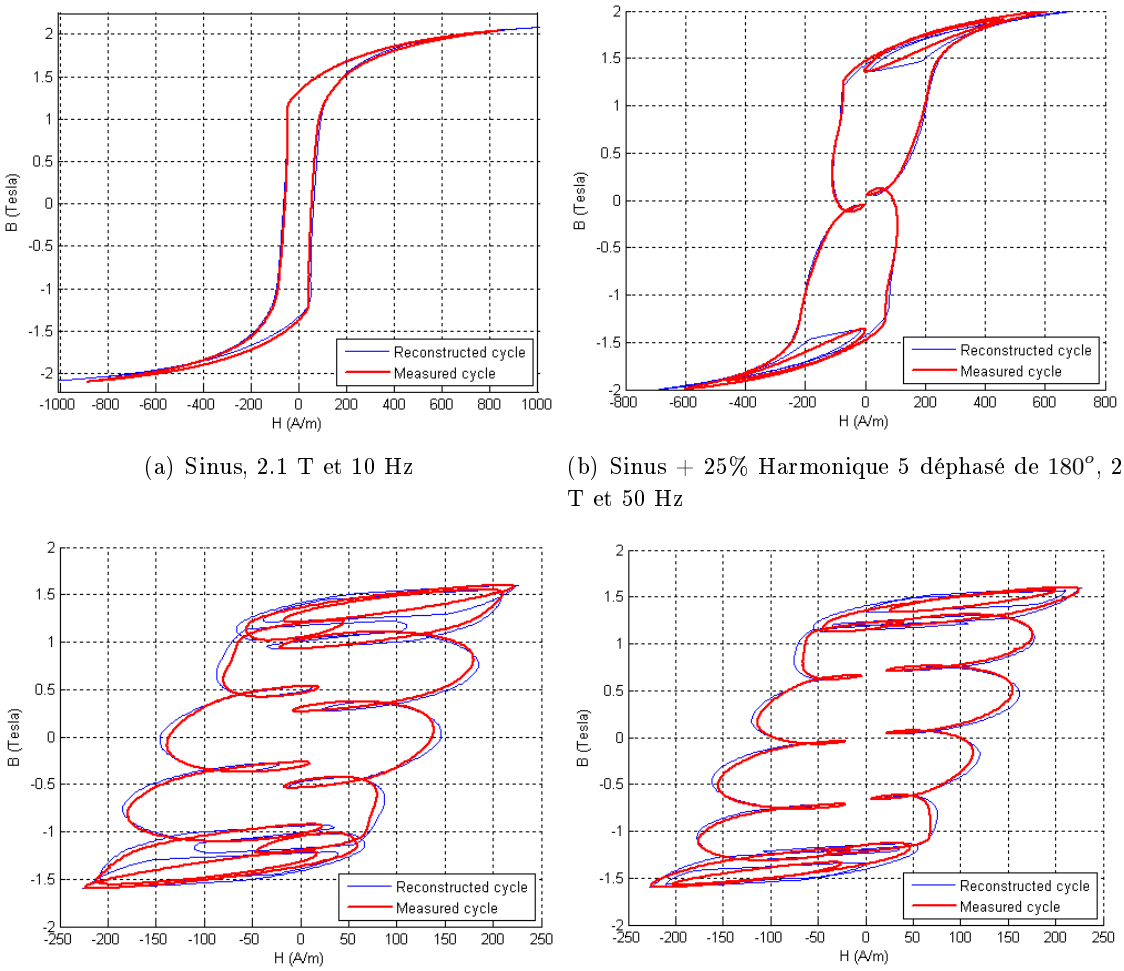
$$B(t) = B_{max}\ (cos\ \omega t + \alpha_n\ cos(n\ \omega t + \varphi_n)) \tag{V.6}$$

Avec, B_{max} : induction maximale ; n : rang d'harmonique ; α_n : pourcentage de l'harmonique de rang n ; φ_n : déphasage de l'harmonique de rang n par rapport au fondamental.

Citons quelques exemples :

- 25% harmonique 5 avec 180° de déphasage pour une induction maximale de 2 Tesla à 50 Hz (Fig. V.14.b) ;
- 15% harmonique 11 avec 60° de déphasage pour une induction maximale de 1.6 Tesla à 50 Hz (Fig. V.14.c) ;
- 10% harmonique 13 avec 180° de déphasage pour une induction maximale de 1.6 Tesla à 50 Hz (Fig. V.14.d).

Une comparaison bien ciblée est présentée au Tab. V.1, où nous nous intéressons aux harmoniques impairs qui apparaissent couramment dans les machines électriques. Différents pourcentages d'harmoniques et déphasages sont étudiés afin de simuler les conditions réelles du fonctionnement. Les écarts entre les mesures et les estimations sont généralement inférieurs à 10%. On peut remarquer que le taux d'harmoniques et leurs déphasages par rapport au fondamental influencent les pertes fer. Ces facteurs peuvent difficilement être pris en compte par un modèle analytique.



(a) Sinus, 2.1 T et 10 Hz

(b) Sinus + 25% Harmonique 5 déphasé de 180°, 2 T et 50 Hz

(c) Sinus + 15% Harmonique 11 déphasé de 60°, 1.6 T et 50 Hz

(d) Sinus + 10% Harmonique 13 déphasé de 180°, 1.6 T et 50 Hz

FIGURE V.14 – Comparaison entre les cycles d'hystérésis mesurés sur les échantillons d'AFK502 et les cycles reconstruits

V.4 Pertes fer dans la machine à double excitation (MSDE)

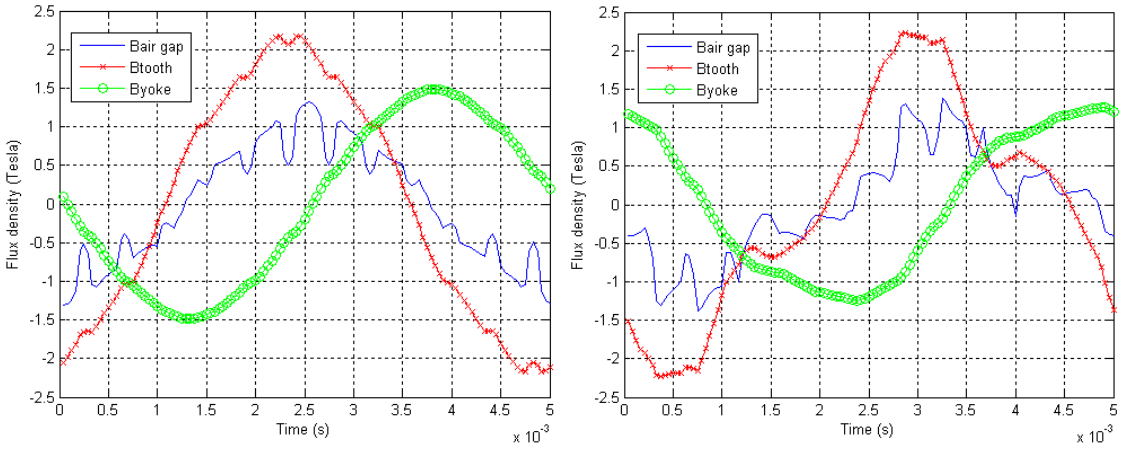
Le modèle LS est souvent couplé avec des simulations éléments finis pour des prédictions relativement précises de pertes fer [45]. Cependant ce type de simulations, généralement cher en temps de calcul, ne convient pas au pré-dimensionnement de machines, où la rapidité de calcul est aussi importante que la précision. Le modèle LS est utilisé, dans cette section, d'une manière simplifiée mais efficace dans l'optimisation de la machine MSDE.

V.4.a Présentation de la méthode de calcul

Dans cette méthode, on suppose que le flux d'entrefer passe intégralement dans les dents et puis dans la culasse. En conséquence, la variation de l'induction dans ces deux régions (Fig. V.15) peut être déduite à partir de la variation de l'induction dans l'entrefer par deux simples intégrales en fonction de la position angulaire θ (Eq. V.7 et V.8) :

Type de signal	B (T)	f (Hz)	Pertes fer estimées (W/kg)	Pertes fer mesurées (W/kg)	$\Delta P/P$
Sinus	1.5	50	2.84	2.62	−8.2%
Sinus	2	200	36.7	36.9	0.6%
Sinus	2	500	184	186	1.5%
Sinus	2	1000	537	541	0.8%
H3-50-0	1.7	50	6.27	5.71	−9.8%
H3-50-60	1.7	50	4.73	4.48	−5.7%
H3-50-90	1.7	50	4.23	4.13	−2.5%
H3-50-180	1.7	50	3.84	3.82	−0.7%
H5-25-0	2	50	5.1	5.28	3%
H5-25-60	2	50	5.25	5.31	1.2%
H5-25-180	2	50	6.22	6.09	−2%
H7-10-0	1.6	50	3.64	3.34	−9%
H7-10-60	1.6	50	3.6	3.32	−8.6%
H11-15-0	1.6	50	5.49	5.05	−8.7%
H11-15-60	1.6	50	5.46	5.03	−8.5%
H13-10-180	1.6	50	4.59	4.3	−6.7%

TABLEAU V.1 – Comparaison entre les pertes fer estimées par le modèle LS et celles mesurées sur les échantillons d'AFK502 par le cadre d'Epstein



(a) Fonctionnement à vide (b) Fonctionnement en charge

FIGURE V.15 – Formes d'onde déduites à partir de l'induction dans l'entrefer

$$B_{dnt} = \frac{1}{l_{ds}} \int_{\theta}^{\theta+\tau_d} B_{ent}\ r_{si}\ d\alpha \tag{V.7}$$

$$B_{cls} = \frac{1}{h_{cls}} \int_{\theta}^{\theta+\tau_p} B_{ent}\ r_{si}\ d\alpha \tag{V.8}$$

Où, B_{ent} : induction dans l'entrefer ; B_{dnt} : induction moyenne dans les dents statoriques ; B_{cls} : induction moyenne dans la culasse ; l_{ds} : largeur de dents ; h_{cls} : hauteur de culasse ; τ_d : pas dentaire ; τ_p : pas polaire ; r_{si} : rayon intérieur du stator.

Les pertes fer de chaque région sont calculées par l'intégrale :

$$P_{fer} = \frac{1}{T} \int_v HdB \tag{V.9}$$

En supposant que les pertes fer au rotor sont négligeables, avec un rotor feuilleté et un bobinage réparti, les pertes fer totales sont la somme des pertes dans les dents et la culasse.

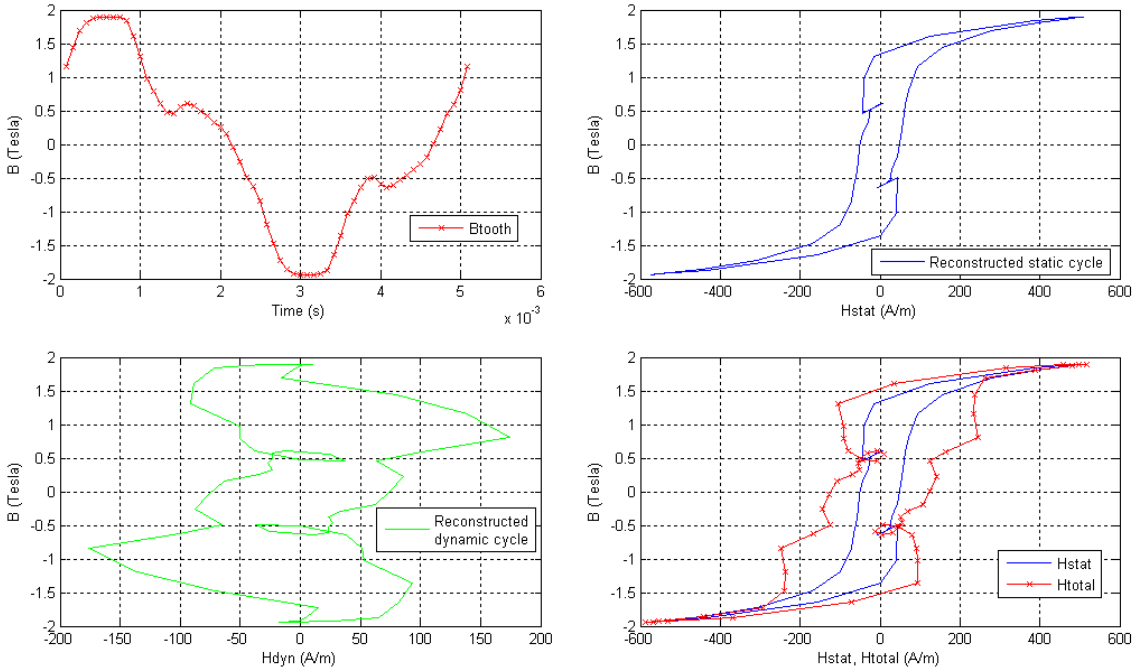


FIGURE V.16 – Cycles d'hystérésis reconstruits pour l'induction moyenne dans les dents statoriques

Désormais, un seul calcul par éléments finis en régime statique est nécessaire par point de fonctionnement dans le cycle de la machine. Le temps de calcul d'une simulation statique est de l'ordre de quelques millisecondes. L'optimisation, qui implique un nombre conséquent de calculs mais en régime statique, devient faisable. Cette méthode est aussi utilisée dans [44]. $B(t)$ est le signal d'entrée du modèle LS pour la reconstitution des cycles d'hystérésis dans les régions concernées, ex : dans les dents statoriques (Fig. V.16).

La comparaison est effectuée entre cette méthode et les calculs par éléments finis dans lesquels le modèle LS est appliqué sur chaque noeud de maillage (Tab. V.2). Le temps de calcul est largement réduit, à 3 secondes environ (Xeon @ 3.33GHz) par calcul, comparé à 5 minutes par un calcul éléments finis en transitoire et l'évaluation de pertes fer par le modèle LS en post-processeur sous FLUX2D. Les écarts présentés au Tab. V.2 pour différents points de fonctionnement sont acceptables.

Courant d'axe d i_d (A)	0	-40	-100	0	-40	-100
Courant d'axe q i_q (A)	0	0	0	100	100	100
Calcul éléments finis (FLUX) (W)	30	12	53	47	66	77
Calcul simplifié (W)	34	12	58	50	53	80
Ecart (%)	13	0	9	6	-20	4

TABLEAU V.2 – Comparaison entre les pertes fer calculées par FLUX et celles obtenues par la méthode LS simplifiée

V.4.b Cartographie de pertes fer en vue de l'optimisation du rendement

Pour évaluer les pertes fer dans la machine, on a besoin de la connaissance de l'induction dans le temps. Le temps d'évaluation sur une période $T = 1/f$, c-à-d, la reconstitution du cycle d'hystérésis, est assez important. Toujours dans l'objectif de la réduction du temps de calcul, on a choisi de représenter les pertes fer sous forme de cartographies.

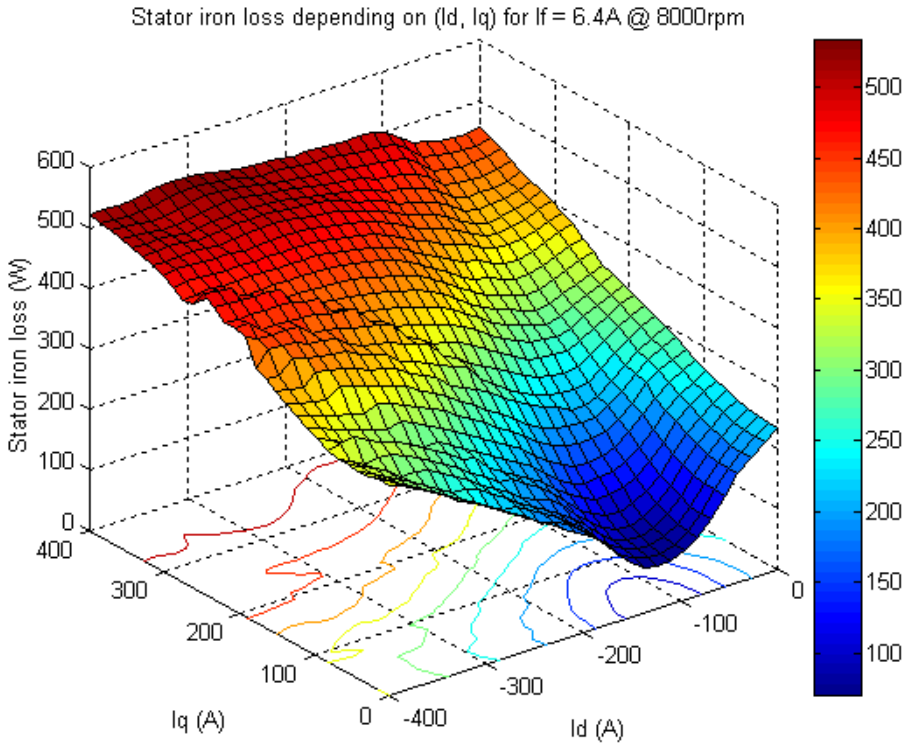


FIGURE V.17 – Pertes fer statoriques en fonction de (I_d, I_q) pour $I_f = 6.4$ A @ 8000 tr/min

Les pertes fer dépendent de la fréquence et l'évolution de l'induction dans le temps, autrement dit des courants dans l'axe direct, dans l'axe en quadrature et du courant d'excitation. Un exemple de surface de pertes en fonction des courants statoriques pour une vitesse donnée (8000 tr/min) et un courant d'excitation de 6.4 A est présenté à la Fig. V.17. On a remarqué que les pertes fer augmentent avec le courant d'axe q car l'induction est plus importante avec un courant d'axe q élevé. Elles sont réduites lorsqu'on commence à défluxer la machine par un courant d'axe d négatif car ce dernier crée une réaction d'induit démagnétisante et réduit l'amplitude de l'induction. Par contre, les pertes fer reprennent de

l'importance lorsque le courant I_d négatif devient important ($|I_d| > 100$). Ceci est dû à la déformation importante de l'induction et aux harmoniques liés au défluxage. Les machines de structures différentes peuvent présenter des surfaces de pertes complètement différentes.

La forme de l'induction dans les dents et dans la culasse est obtenue à partir d'un calcul éléments finis en régime statique (Fig. V.18). L'induction $B(\theta)$, dont θ est la position du rotor, est supposée indépendante de la vitesse de rotation. Une nouvelle discrétisation dans le temps permet de transformer $B(\theta)$ en $B(t)$ pour une vitesse quelconque. On peut calculer désormais les pertes fer dans chaque région en appliquant le modèle LS et la somme de ces pertes donne les pertes totales dans la machine.

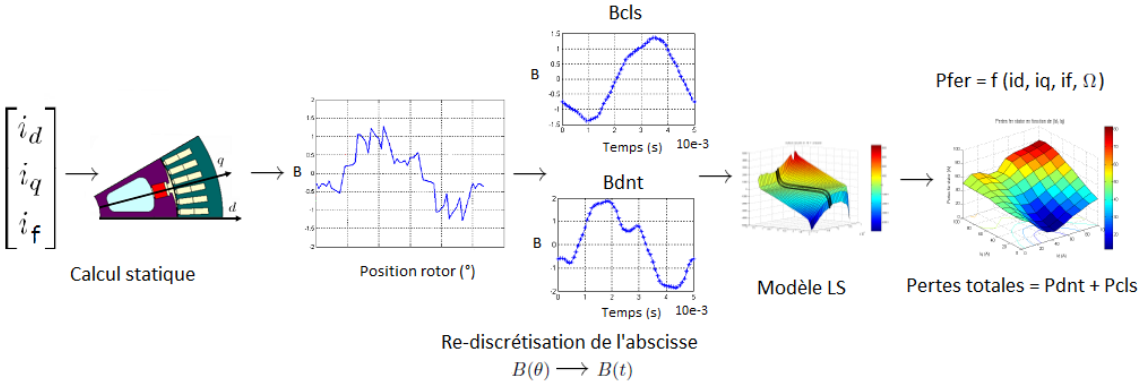


FIGURE V.18 – Présentation de la méthode de cartographies de pertes fer

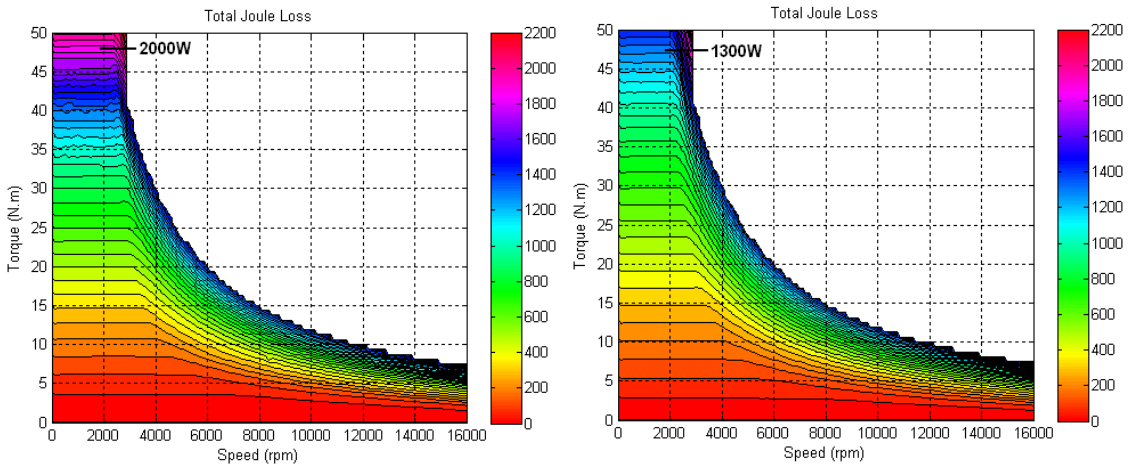
Les pertes fer peuvent être déterminées, pour un point de fonctionnement quelconque, à partir des valeurs de courants et de la fréquence par une interpolation de surfaces de pertes. Couplées avec un algorithme adapté, ces surfaces peuvent être utilisées dans l'optimisation de machines dans le but de minimiser les pertes totales.

V.4.c Influence du matériau magnétique sur le comportement de la machine

Les concepteurs font de gros efforts pour optimiser la topologie de machines, pour l'amélioration de performances et de rapport rendement/coût. La plupart des optimisations sont effectuées sur la géométrie même de la machine. La bonne utilisation du matériau est souvent ignorée lors du dimensionnement. Pourtant, une utilisation optimale du matériau est aussi importante pour éviter le surcoût de matières premières et de composants électroniques.

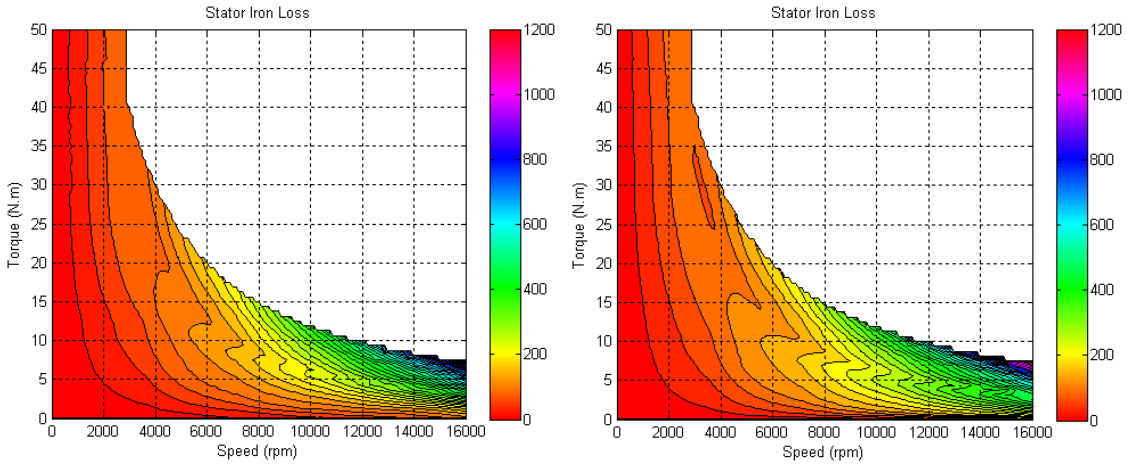
La méthode décrite dans la section précédente est utilisée pour comparer deux catégories du matériau : M330-35A et AFK502 0.5 mm en termes de pertes magnétiques, d'excitation et de leur impact sur les performances de la machine. En intégrant les lois de commande, où on fixe comme objectif de minimiser les pertes totales, on compare les pertes d'excitation, les pertes fer et le rendement sur l'ensemble de plage de fonctionnement. Ce type de comparaison permet d'avoir une vision globale de l'influence du matériau sur le comportement de la machine.

Pour la première machine, le rotor et le stator sont réalisés avec le matériau en FeSi classique : M330-35A et la deuxième machine en tôle AFK502 de 0.5 mm d'épaisseur. Le



(a) Machine M330-35A (b) Machine AFK502 0.5 mm

FIGURE V.19 – Comparaison de pertes Joule

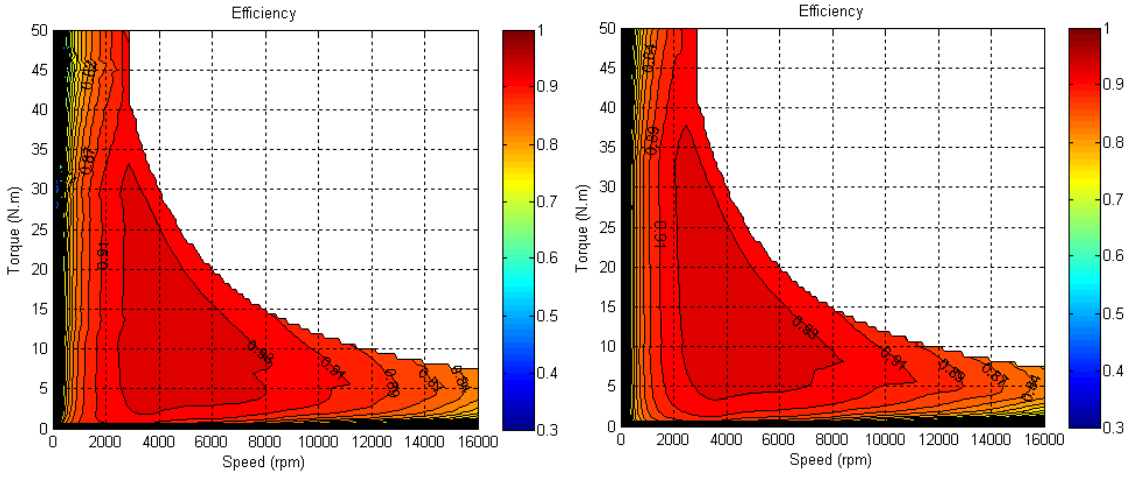


(a) Machine M330-35A (b) Machine AFK502 0.5 mm

FIGURE V.20 – Comparaison de pertes fer

matériau M330-35A est entièrement caractérisé dans les travaux antérieurs [33]. Les géométries de ces deux machines sont identiques. La comparaison est effectuée sur l'ensemble de plage couple-vitesse définie par le cahier des charges et les résultats sont présentés aux figures V.19-V.21. On a remarqué que :

- le courant d'onduleur peut être réduit grâce à un matériau de hautes qualités (Fig. V.19) : Ceci atteint très rapidement 1.7 Tesla avec moins d'excitation. Ainsi le niveau de saturation est avantageux par rapport aux matériaux classiques. C'est un point important dans le dimensionnement de la machine, où le couple de démarrage est très souvent limité par le courant d'onduleur, car le coût de composants électroniques est proportionnel à ce courant.
- les pertes fer sont plus élevées dans la machine en AFK502 à hautes vitesses (Fig. V.20), ce qui peut être expliqué par l'épaisseur de tôles utilisées. L'effet dynamique



(a) Machine M330-35A (b) Machine AFK502 0.5 mm

FIGURE V.21 – Comparaison de rendement

est moins important dans la tôle M330-35A de 0.35 mm que dans l'AFK502 de 0.5 mm. La tôle de 0.5 mm d'épaisseur facilite le développement des courants de Foucault. Cependant, pour une future amélioration, l'AFK502 0.35 mm est toujours envisageable. A titre indicatif, la caractérisation a confirmé que le rapport de pertes magnétiques entre AFK502 d'épaisseur 0.5 mm et 0.35 mm à 1000 Hz est au-delà de 1.5 sachant que nos machines peuvent fonctionner vers 2000 Hz.

– la diminution des courants d'excitation rotorique et statorique conduit à une baisse de pertes Joule, de température de la machine et une amélioration du rendement (Fig. V.21) dans la zone de basse vitesse et de très forts courants en particulier car la machine d'origine en M330-35A est fortement saturée.

V.4.d Validation du modèle LS par la méthode expérimentale de séparation de pertes

La méthode de séparation de pertes a été appliquée pour déterminer expérimentalement les pertes fer dans la machine MSDE. Il est à noter que le prototype MSDE est réalisé en M330-35A. L'idée de la séparation de pertes est d'établir une méthode de détermination de pertes fer en se fondant sur les mesures de courants et de tensions [17]. On peut obtenir les pertes fer par l'Eq. V.10 :

$$P_{fer} = P_{abs} - P_u - P_m - P_{js} \tag{V.10}$$

En mode moteur, la puissance absorbée P_{abs} est la puissance électrique relevée directement à l'aide d'un analyseur de puissance ; P_u : la puissance utile calculée par $C \cdot \Omega$; P_m : les pertes mécaniques ; P_{js} : les pertes Joule statoriques sont évaluées par $3R_s\, I_s^2$, dont la résistance R_s est évaluée en fonction de la température du cuivre.

Le rotor est alimenté par une source de tension externe. C'est la raison pour laquelle les pertes Joule rotoriques n'apparaissent pas dans le bilan de puissance représenté par l'Eq. V.10.

V.4.d-i Validation de pertes fer à vide

Sur le banc à entrainement direct, le prototype MSDE est entraîné par une machine asynchrone. La puissance absorbée peut être évaluée à partir des mesures du couple (Eq. V.11). Les pertes fer peuvent être obtenues en soustrayant les pertes mécaniques P_m de la puissance absorbée P_{abs} et l'Eq. V.10 devient simplement l'Eq. V.12. Les bobines d'excitation sont alimentées par une source de tension externe. Les pertes Joule rotoriques n'interviennent donc pas dans cette équation.

$$P_{abs} = C \cdot \Omega \tag{V.11}$$

Avec, C : couple mesuré sur l'arbre ; Ω : vitesse de rotation.

$$P_{fer} = P_{abs} - P_m \tag{V.12}$$

Les relevés ont été faits pour un courant d'excitation de 10 A (Tab. V.3). Il est à noter qu'on ne dispose que d'un couplemètre dont la valeur nominale est de 100 N.m. Il n'est pas tout à fait adapté pour des mesures de couple inférieur à 0.5 N.m. Malgré tout, les résultats sont encourageants et ont confirmé l'évolution des pertes fer en fonction de la vitesse. L'écart entre les mesures et les estimations par le modèle LS est de l'ordre 20%-30%, ce qui est cohérent. Pour une prochaine étude plus approfondie, un couplemètre approprié est indispensable.

Vitesse (tr/min)	Température stator (^{o}C)	Couple (N.m)	P_{abs} (W)	P_m (W)	P_{fer} (W)	Modèle LS (W)	Ecart (%)
3000	38.4	0.38	117.7	52.7	65.0	44	32
4000	39.3	0.40	169.2	81.8	87.4	69	21
5000	41.2	0.46	242.1	105.7	136.4	105	23
6000	44.1	0.50	313.0	143.4	169.6	134	20

TABLEAU V.3 – Pertes fer à vide @ $I_f = 10$ A dans le prototype réalisé avec M330-35A

V.4.d-ii Validation de pertes fer en charge

Pour un courant d'excitation donné, la machine MSDE a un comportement équivalent à une machine à aimants permanents. La machine a été donc testée comme une série des machines à aimants (Fig. V.22).

Les mesures effectuées avec un courant d'excitation de 10 A et pour les différentes vitesses sont présentées au Tab. V.4 . En restant autour de 4.5 kW, le défluxage par le courant d'axe d négatif commence à partir de 4000 tr/min. L'angle d'autopilotage φ augmente avec la vitesse et le courant négatif dans l'axe d devient plus important.

En ce qui concerne les estimations par le modèle LS, les calculs sont effectués à l'aide du logiciel FLUX, où le modèle LS est couplé aux calculs éléments finis avec la géométrie exacte de la machine. Les 3 phases sont alimentées par des signaux sinusoïdaux, dont l'amplitude et l'angle d'autopilotage sont indiqués au Tab. V.4.

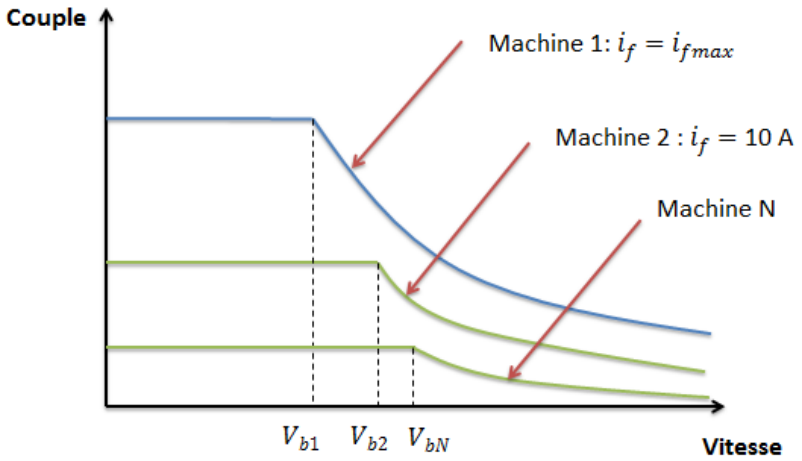


FIGURE V.22 – MSDE : comportement équivalent de plusieurs machines à aimants permanents

L'écart ($\Delta P/P_{mes}$ MLI) peut s'expliquer en partie par l'utilisation de la commande MLI en réalité, qui introduit des distorsions importantes sur la forme de l'induction. L'impact de MLI sur les pertes fer a été étudié dans [19]. Cette étude a montré que l'utilisation de MLI en tension introduit des pertes fer supplémentaires dans la machine de l'ordre de 10%-70% en fonction de la puissance et du point de fonctionnement, comparé aux mesures effectuées sur le cadre Epstein avec l'alimentation sinusoïdale. Une autre source d'écart peut être l'estimation de pertes mécaniques. Cette comparaison entre les pertes fer mesurées et celles calculées dans la MSDE est cohérente.

n (tr/min)	C (N.m)	I_s (A)	φ (^{o})	P_{abs} (W)	P_u (W)	η^* (%)	P_m (W)	P_{js} (W)	P_{fer} mesure MLI(W)	P_{fer} calcul LS(W)	Ecart (%)
3000	13.1	24.9	0	4454	4116	90.6	32	251	55	57	2
4000	10.6	20.3	10	4790	4440	91.0	57	155	138	75	46
6000	7.3	19.8	36	4993	4587	90.2	109	141	157	97	38
8000	5.7	21.5	46	5372	4775	87.4	226	166	205	130	36
10000	4.3	23.4	52	5280	4503	83.9	339	205	233	161	31

TABLEAU V.4 – Pertes fer obtenues par la méthode de séparation de pertes et celles estimées par le modèle LS pour $I_f = 10$ A, avec la tôle M330-35A (* : $P_u/(P_{abs}+P_{jr})$ et P_{jr} : pertes Joule rotoriques)

La répartition des pertes dans la machine est présentée à la Fig. V.23. En effet, ces points de fonctionnement constituent la frontière séparant la zone de fonctionnement en régime permanent et transitoire. La puissance de la MSDE augmente avec le courant d'excitation (Fig. V.22). D'après les essais effectués auparament, le rotor peut tenir de manière permanente 100 W de pertes, ce qui correspond à une puissance utile de 4.5 kW environ. La répartition des pertes a confirmé que les pertes principales dans cette machine sont donc les pertes mécaniques, les pertes Joule statoriques et les pertes fer statoriques.

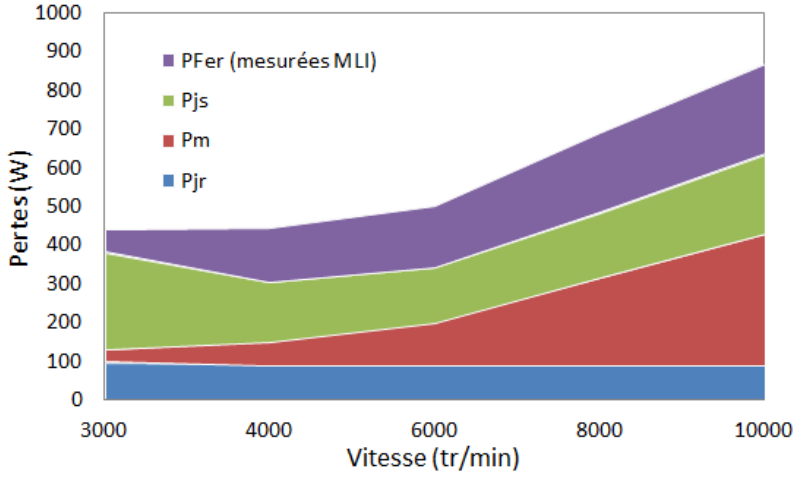


FIGURE V.23 – Différentes pertes dans la machine pour $I_f = 10$ A (pertes Joule rotoriques 90 W)

V.5 Domaine d'application du modèle LS

On résume, par quelques paragraphes, le domaine d'application du modèle LS. Pour ce modèle, le comportement du matériau est entièrement défini par la caractérisation du matériau. Son utilisation nécessite juste la connaissance de l'évolution de l'induction dans le temps. De ce fait, il est en général couplé avec des simulations éléments finis (Fig. V.24). L'induction $B(t)$ et sa variation dB/dt sont obtenues pour chaque élément du maillage. La variation de l'induction, considérée bidimensionnelle dans le plan de la tôle, est décomposée, à chaque instant, selon l'axe parallèle (noté axe //) et l'axe perpendiculaire (axe $\perp$) d'un repère local, dont le premier correspond à la direction le long de laquelle l'induction est maximale [33]. La somme des pertes dans les deux axes (pertes$_{//}$ et pertes$_{\perp}$) représente les pertes élémentaires tandis que les pertes totales instantanées sont la somme des pertes de tous les éléments.

Le modèle LS peut être utilisé également d'une manière simplifiée comme nous l'avons expliqué et effectué dans la section V.4 en basant sur une décomposition grossière de la géométrie et l'obtention de la forme de l'induction de la région concernée à partir de l'induction dans l'entrefer. Cette méthode, bien plus économique en temps de calcul, nécessite un seul calcul par éléments finis en statique et est mieux adaptée pour l'optimisation de machines.

Lors du dimensionnement de la MSDE avec un bobinage réparti, on a considéré que les pertes fer dans un rotor feuilleté, essentiellement dues aux harmoniques de denture, sont négligeables. Cette hypothèse n'est plus valable pour un bobinage concentré. Ce type de bobinage, riche en harmoniques, peut conduire à des pertes magnétiques élevées qui doivent être reconsidérées.

Lorsque le rotor tourne à la même vitesse que le champ tournant créé par les courants statoriques, le capteur placé à la surface du rotor observe une composante continue superposée à la variation des harmoniques de denture (Fig. V.25). La composante continue ne produit pas de pertes mais elle polarise les pôles et influence le développement du cycle d'hystérésis. Pour avoir une estimation correcte de pertes fer dans le rotor, il est indis-

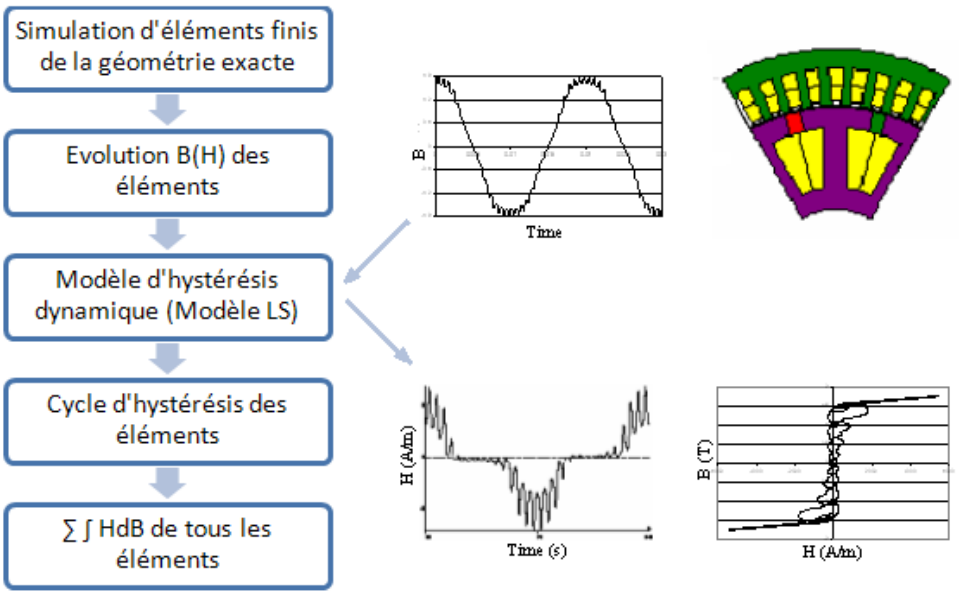


FIGURE V.24 – Application du modèle LS dans un calcul éléments finis

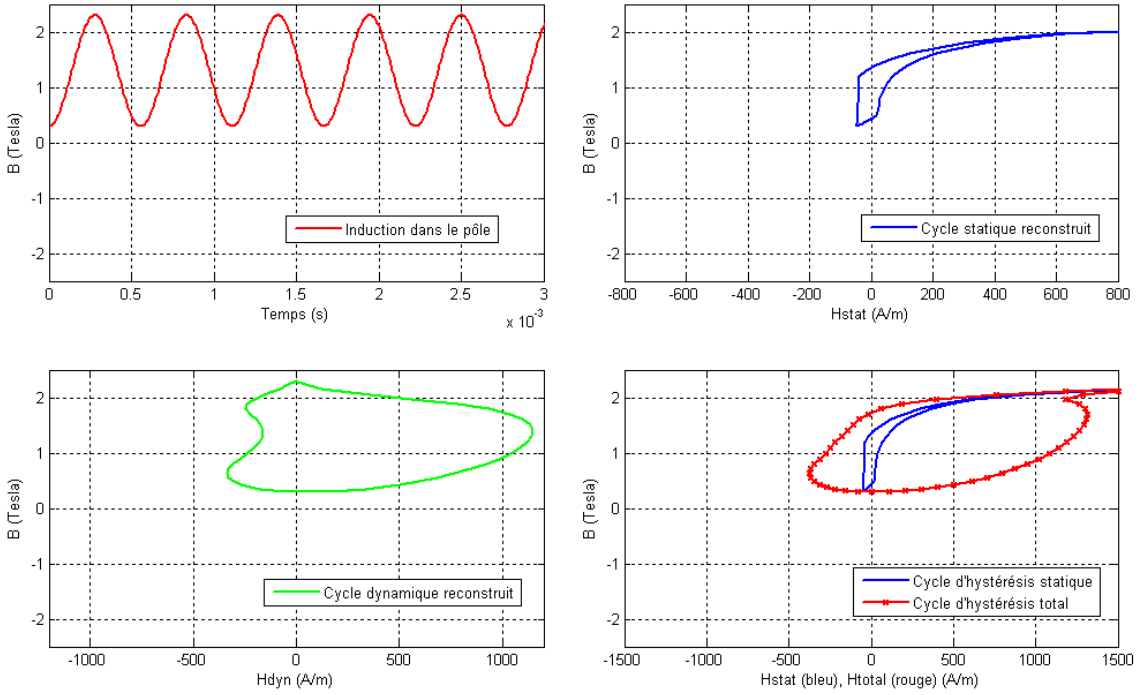


FIGURE V.25 – Cycles d'hystérésis reconstruits en présence d'une composante continue

pensable de prendre en compte cette composante. Le modèle LS est capable de le faire naturellement.

V.6 Conclusion

Le modèle LS est un modèle basé sur une série de caractérisations spécifiques du matériau. On a présenté ce modèle au long de la caractérisation d'un nouveau matériau, l'alliage

FeCo AFK502. Ses avantages techniques ont été jugés utiles pour la validation du modèle LS sur une plage d'excitation et de fréquence plus étendue. Ainsi, ses propriétés techniques peuvent être intéressantes pour les nouveaux besoins de l'industrie automobile. Le modèle, établi pour la nuance AFK502, a été testé avec des signaux composés de différents harmoniques. Comparé aux mesures réalisées sur le cadre d'Epstein standard, la précision du modèle a été prouvée meilleure que 10%.

Le modèle LS est souvent couplé avec des simulations éléments finis pour une estimation de pertes fer relativement précise. Cette approche a été appliquée à la machine MSDE sur les points de fonctionnement critiques et aussi sur une machine à griffes présentée en annexe C. Les résultats de calcul, en comparaison avec les mesures de séparation de pertes, semblent raisonnables.

Ce type de calculs, satisfaisant en précision, ne peut pas être appliqué directement à l'optimisation de la machine. Le temps de calcul est un critère important dans le choix du modèle lorsqu'il s'agit d'une optimisation complète de machines dans laquelle un nombre important de paramètres doivent être analysés. Le modèle LS a été donc couplé avec des calculs éléments finis en statique. La méthode a été utilisée dans l'analyse de la MSDE et a montré son efficacité.

De cette approche, les avantages du matériau FeCo ont été confirmés par rapport aux tôles classiques FeSi. Dans la partie linéaire du fonctionnement du matériau, l'AFK502 nécessite moins d'excitation pour atteindre un niveau d'induction équivalent à son homologue grâce à une meilleure perméabilité. Néamoins, l'AFK502 de 0.5 mm d'épaisseur produit plus de pertes (comparé à M330-35A) à hautes fréquences à cause des effets dynamiques car une telle épaisseur favorise le développement des courants de Foucault. Pour une future amélioration, la tôle AFK502 de 0.35 mm d'épaisseur peut être efficace pour réduire les courants de Foucault et les pertes associées.

Conclusion générale

Ce travail a consisté à concevoir une nouvelle structure d'alterno-démarreurs entraînés par courroie d'accessoire du moteur thermique pour l'application aux véhicules hybrides et électriques. Le rendement, la puissance massique, la capacité de défluxage sont les contraintes fortes pour le dimensionnement de la machine. Après avoir analysé des différentes machines, on s'est intéressé en particulier à la famille de machines à double excitation. Ayant deux types d'excitation, ces machines peuvent fonctionner dans une plage bien plus étendue que celle des machines à aimants permanents.

La machine à griffes, largement utilisée dans le secteur automobile, fait partie de la famille de machines à double excitation et a fait l'objet de beaucoup d'études. Il a été jugé nécessaire de compléter l'analyse par une étude de pertes fer (Annexe C). Il a été démontré expérimentalement, par la méthode de séparation des pertes, que les pertes fer sont élevées dans ce type de machines. L'utilisation d'un matériau massif au rotor facilite le développement des courants de Foucault et introduit des pertes considérables à haute vitesse, ce qui pénalise le rendement de ces machines.

Pour améliorer le rendement, on a fait le choix de diminuer les pertes fer en transformant la machine à griffes en une machine 2-dimensionnelle présentée dans le chapitre II. La bobine centrale a été remplacée par des bobines autour des pôles. Comme dans toutes les machines à double excitation, le réglage du flux s'effectue par la variation du courant d'excitation rotorique.

La possibilité du réglage du flux offre un degré de liberté supplémentaire dans le contrôle de la machine. Grâce à ce degré de liberté, la machine peut être dimensionnée de manière que la zone du meilleur rendement coïncide avec la zone de fonctionnement la plus sollicitée. Le modèle de réseaux de réluctances est utilisé dans l'optimisation de la machine pour son avantage en temps de calcul. La machine obtenue permet de minimiser les pertes totales sur le point de fonctionnement identifié comme étant le plus sollicité et de respecter les contraintes électriques et géométriques. En fonctionnement à vide, elle présente peu de flux au stator avec un courant d'excitation nul. Cette configuration permet d'obtenir un bon rendement à faible et mi-puissance à des vitesses élevées car le défluxage est réalisé par une simple diminution ou annulation du courant rotorique au lieu d'un courant négatif dans l'axe d au stator, ce qui implique une diminution de pertes Joule.

Les pertes fer ont été évaluées par le modèle LS, un modèle d'hystérésis dynamique scalaire. La construction du modèle nécessite un ensemble de caractérisations spécifiques

du matériau, mais une fois le modèle identifié, les utilisateurs n'ont plus à se soucier des caractéristiques B(H) du matériau. On est en mesure de reconstruire des cycles d'hystérésis et d'évaluer les pertes associées avec la connaissance de B(t) sans passer par des coefficients de correction. A l'aide d'une version simplifiée de ce modèle, on a pu montrer l'intérêt de la tôle AFK502 dans l'application de la machine MSDE. L'utilisation d'un tel matériau de haute qualité permet de réduire les pertes Joule, le courant d'alimentation et par conséquent le coût de l'onduleur.

Plusieurs prototypes ont été réalisés dans le cadre de cette thèse, dont deux sont dédiés aux essais non fonctionnels tels que les essais mécaniques de survitesse et de fatigue, les essais thermiques, etc. Les essais thermiques, ayant pour objectif d'évaluer les limites thermiques de la MSDE, la puissance maximale transitoire et permanente, ont montré des résultats très intéressants. Deux prototypes fonctionnels, ayant pour objectif de valider le comportement de la machine, ont pu être testés pour les différentes zones de fonctionnement et montré des résultats très encourageants et cohérents en comparaison avec les calculs.

En ce qui concerne la partie commande, l'onduleur de Parvex est utilisé pour les essais préliminaires en attendant la carte de commande Valeo. La MSDE, considérée comme une série des machines à aimants permanents, a été testée pour plusieurs courants d'excitation. Les valeurs du couple relevées $C(I_s)$ pour différents niveaux d'excitation sont tout à fait cohérentes en comparaison avec les simulations, ce qui a permis de confirmer le bon fonctionnement de la structure et de valider notre méthodologie de dimensionnement. Ces essais ont pu montrer que le rendement de la machine présentée au chapitre IV est meilleur que 90% dans la zone du fonctionnement la plus sollicitée. L'étude a montré également le phénomène de saillance de cette machine à double excitation. L'angle d'autopilotage optimal varie en fonction du courant d'excitation. A faible excitation, le couple réluctant est primordial tandis que le couple synchrone prend de l'importance au fur et à mesure que l'excitation augmente. Ainsi, à forts courants, la saturation a tendance à atténuer l'effet de saillance. Cette constatation peut être mise à profit pour le contrôle de la machine afin d'obtenir un meilleur rapport de couple/courant statorique pour toutes valeurs du courant d'excitation.

Pendant cette thèse, nous avons étudié une structure innovante de machine à double excitation et montré son intérêt pour l'application automobile. Ceci ne marque qu'un début de l'étude pour ce type de machines. Ces travaux de thèse se comportent en deux parties, dont l'une est sur la machine même, l'autre est consacrée au matériau, à l'utilisation et la modélisation du matériau. Une utilisation optimale du matériau permettra d'aboutir à un coût du système, machine avec l'électronique, plus intéressant. En perspective, une étude plus approfondie nous semble nécessaire en vue de maîtriser le comportement exact de la MSDE et son contrôle, d'apporter des éventuelles améliorations sur ses performances et d'aboutir à une machine commercialisable tout en respectant les contraintes du processus. L'étude de pertes fer mérite d'être complétée par une validation expérimentale lors du fonctionnement normal en prenant en compte l'alimentation car l'utilisation de la commande MLI augmente les pertes d'une manière non négligeable.

Annexe A

Protocoles d'essais

A.1 Essais mécaniques

Pour mesurer les pertes mécaniques :

- Les aimants doivent être remplacés par des blocs en acier (aluminium) afin de ne pas trop modifier la masse du rotor et la condition aéraulique ;
- Les phases statoriques sont découplées et le triangle ouvert en cas d'un couplage en triangle pour éviter toute circulation du courant ;
- Le rotor n'est pas excité.

On mesure le couple sur l'arbre en faisant varier la vitesse de rotation de 0 jusqu'à 12000 tr/min. On utilise le banc d'essais à entraînement direct avec une machine asynchrone comme moteur d'entraînement, couplée à un couplemètre. On dispose aussi d'une enceinte thermique pour réguler la température. Les mesures se font à température ambiante (25^oC) et à 100^oC car la température a un effet important sur le lubrifiant.

A.2 Essais thermiques

A.2.a Capacité d'évacuation des pertes au rotor

Pour des raisons de simplicité, ces mesures s'effectuent avec le rotor à l'arrêt. L'objectif est d'avoir une bonne idée des pertes qu'on peut évacuer au rotor et aussi de déterminer la constante de temps thermique. Le rotor est muni de 4 thermocouples, dont deux se situent dans l'espace inter-bobines à l'avant et les autres à l'arrière. On augmente progressivement la puissance dissipée dans les bobines tandis que la température ne dépasse pas 170^oC.

On relève les valeurs du courant et de la tension pour pouvoir retrouver la puissance dissipée maximale, correspond à 170^oC.

A.2.b Capacité de dissipation des ventilateurs

Premièrement, on détermine l'enveloppe maximale de la puissance dissipée pour des vitesses de 1000 tr/min à 16000 tr/min. Pour ne pas introduire des pertes fer, qui sont plus délicates à déterminer, on relie les 3 phases en série et alimente le stator en courant continu. On augmente le courant en veillant à ce que les températures relevées par les thermocouples ne dépassent pas 180^oC. L'enveloppe maximale correspond aux puissances lorsque les températures moyennes des thermocouples atteignent 180^oC. Les mesures doivent être effectuées en état thermique stabilisé (20 minutes environ).

Deuxièmement, on trace une cartographie de températures pour des puissances et vitesses dans la plage de l'enveloppe maximale.

A.3 Essais fonctionnels

Dans un premier temps, on n'effectue que des essais en mode moteur.

A.3.a Essais à vide

On alimente les bobines rotoriques par une source externe en tension et on relève les valeurs de f.e.m. en fonction du courant d'excitation à 2000 tr/min. Il faut veiller à ce que la puissance dissipée ne dépasse pas la limite définie par les essais thermiques (section A.2.a). Et puis, on inverse le courant d'excitation, l'augmente progressivement et relève pareillement la f.e.m. en fonction du courant. Ces mesures permettent de confirmer la valeur du courant rotorique nécessaire pour annuler entièrement le flux.

Pour connaître les harmoniques dans la machine, un enregistrement des formes de tensions entre phases et outre phase-neutre est nécessaire.

A.3.b Essais en charge

Dans un premier temps, on utilise l'onduleur <PARVEX> pour vérifier le fonctionnement de la machine. La MSDE est considérée comme une machine à aimants permanents pour les courants d'excitation fixés à I_f = 2.5, 5, 7.5, 10, 15 et 20 A. On mesure, à 1000 tr/min, le couple en fonction du courant statorique C(I_s). A partir de 3000 tr/min, la connaissance du rendement (obtenu par $C \cdot \Omega / P_{elec}$, et P_{elec} relevée via un analyseur de puissance) est indispensable afin de valider les calculs de pertes.

A.3.b-i Couplage en étoile

Afin d'étudier les harmoniques dans la machine, pour le couplage en étoile, il faut sortir le point neutre pour accéder aux tensions homopolaires.

A.3.b-ii Couplage en triangle

On ajoute un câble de grande section pour accéder au courant circulant dans le triangle et pour ne pas introduire de résistance supplémentaire. Pour chaque point de mesure, on enregistre la forme du courant homopolaire et du courant de ligne pour une analyse spectrale.

Pour une machine en couplage triangle, les courants homopolaires ne circulent que dans le triangle. Par conséquent, le taux d'harmoniques est réduit dans la machine et les pertes fer sont moindres. En revanche, les courants homopolaires produisent des pertes Joule supplémentaires. L'idée est donc de s'assurer que le bilan sur les pertes (fer et Joule) est favorable.

A.4 Essais de séparation des pertes

Connaissant les pertes mécaniques issues de la section A.1, les mesures du courant et de la tension dans la section A.3.b, on peut déduire les pertes fer en retranchant les pertes mécaniques, les pertes Joule stator et rotor et la puissance utile de la puissance électrique

absorbée. Ces mesures permettront de connaître la répartition des différentes pertes dans la machine et de valider également le modèle de pertes fer.

Annexe B

Résultats d'essais

B.1 Pertes mécaniques

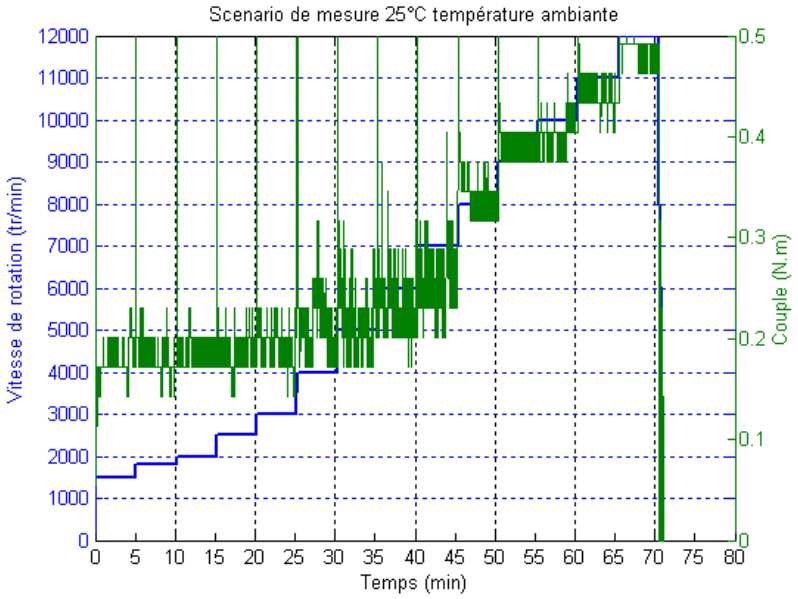


FIGURE B.1 – Scénario de mesure à 25°C température ambiante

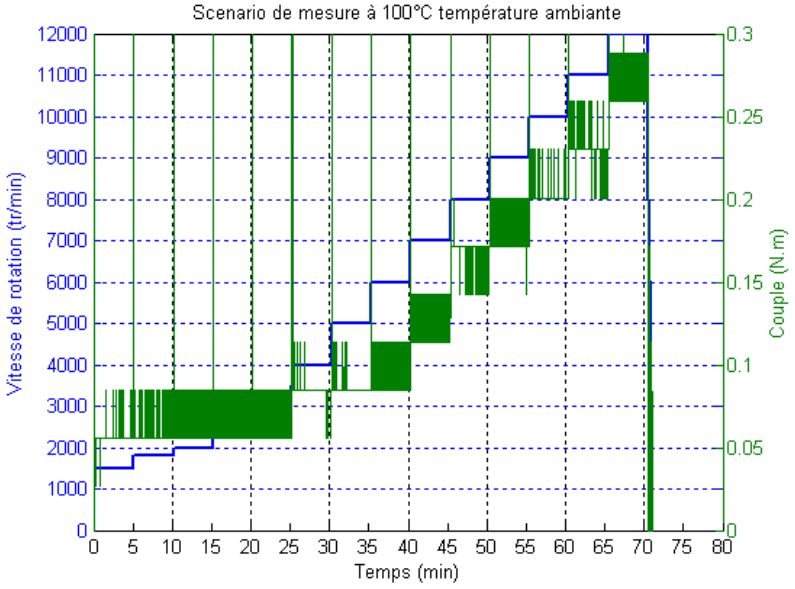


FIGURE B.2 – Scénario de mesure à 100°C température ambiante

Les essais sont effectués en mode automatique et les relevés sont faits après 6h de rodage. Le changement de vitesse est effectué au bout de 5 minutes. Les mesures sont répétées 3 fois pour les températures de 25°C et de 100°C. Les variations du couple sur les paliers de vitesse sont probablement dues à l'instabilité du contact du système bagues/balais.

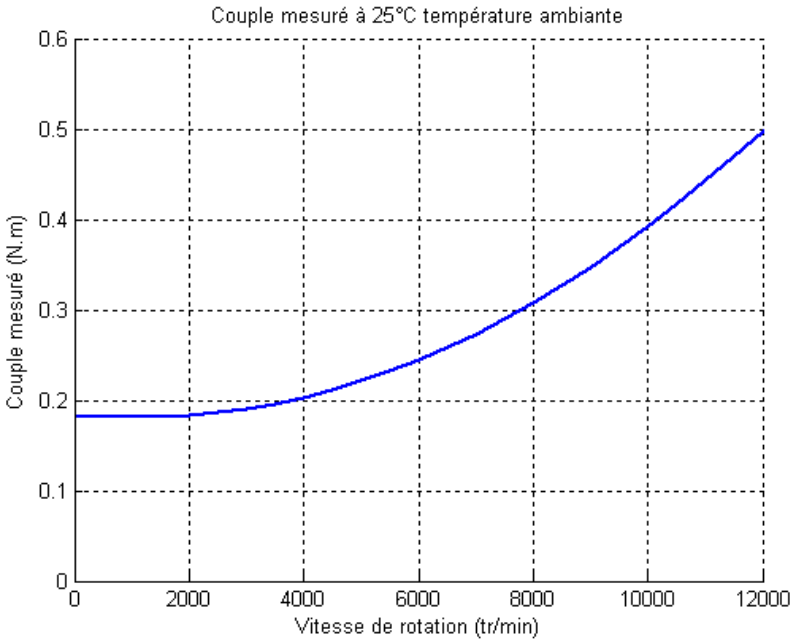


FIGURE B.3 – Couple mesuré à 25°C température ambiante

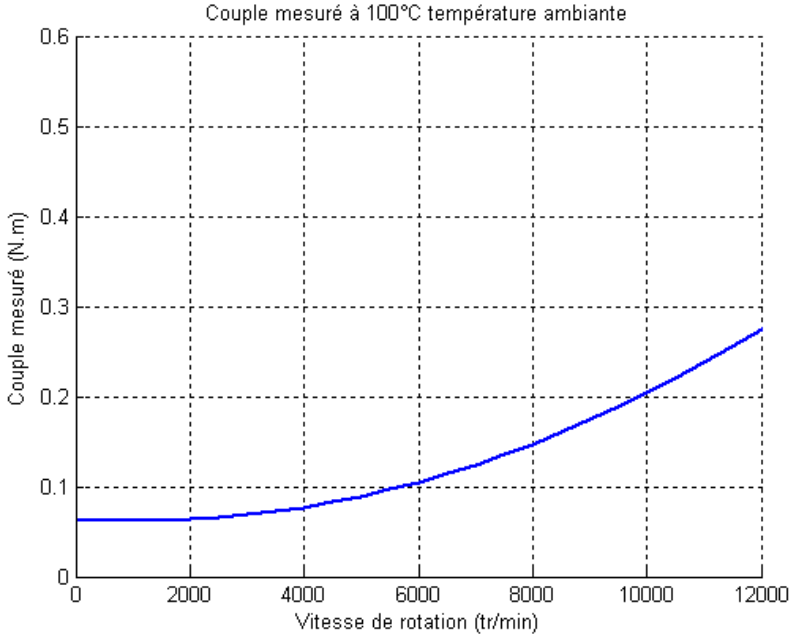


FIGURE B.4 – Couple mesuré à 100°C température ambiante

B.2 Essais fonctionnels

B.2.a Fonctionnement aux basses vitesses

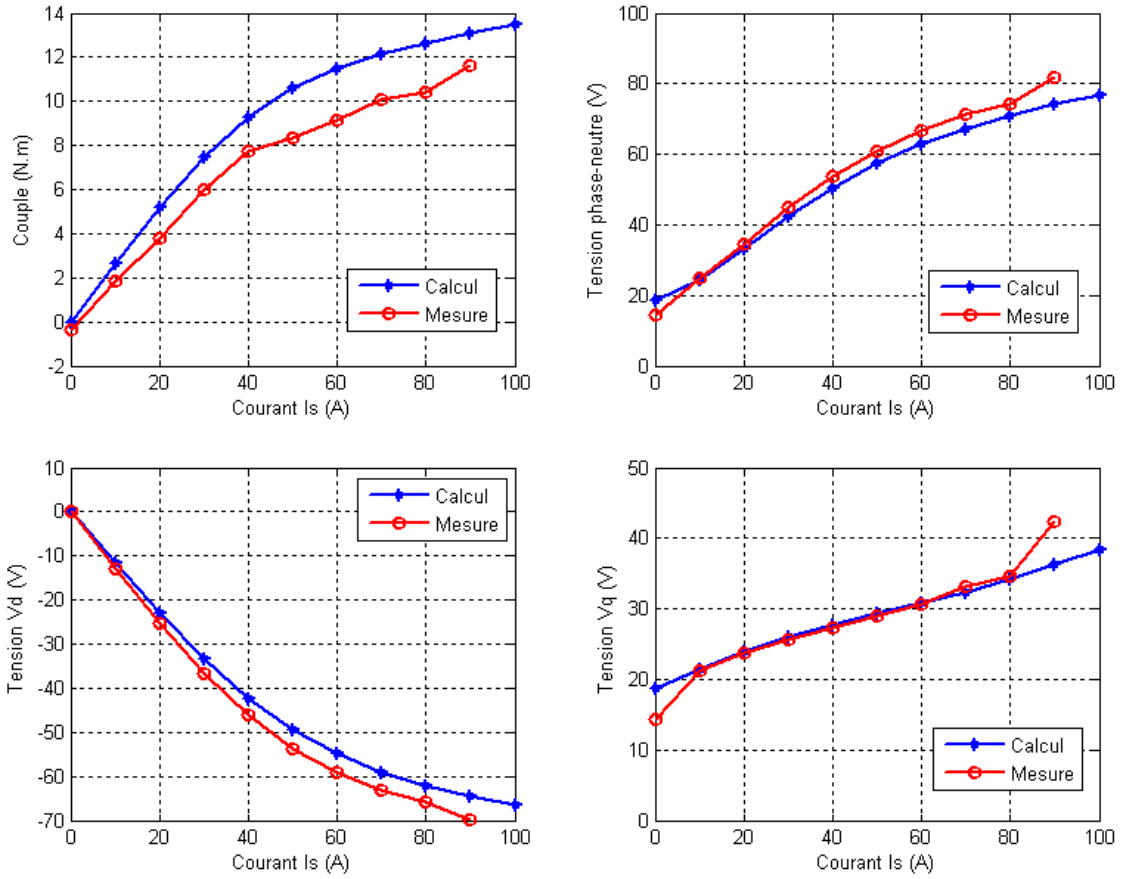


FIGURE B.5 – Comparaison entre les calculs et les mesures du couple et de la tension à 2.5 A d'excitation et à 1000 tr/min

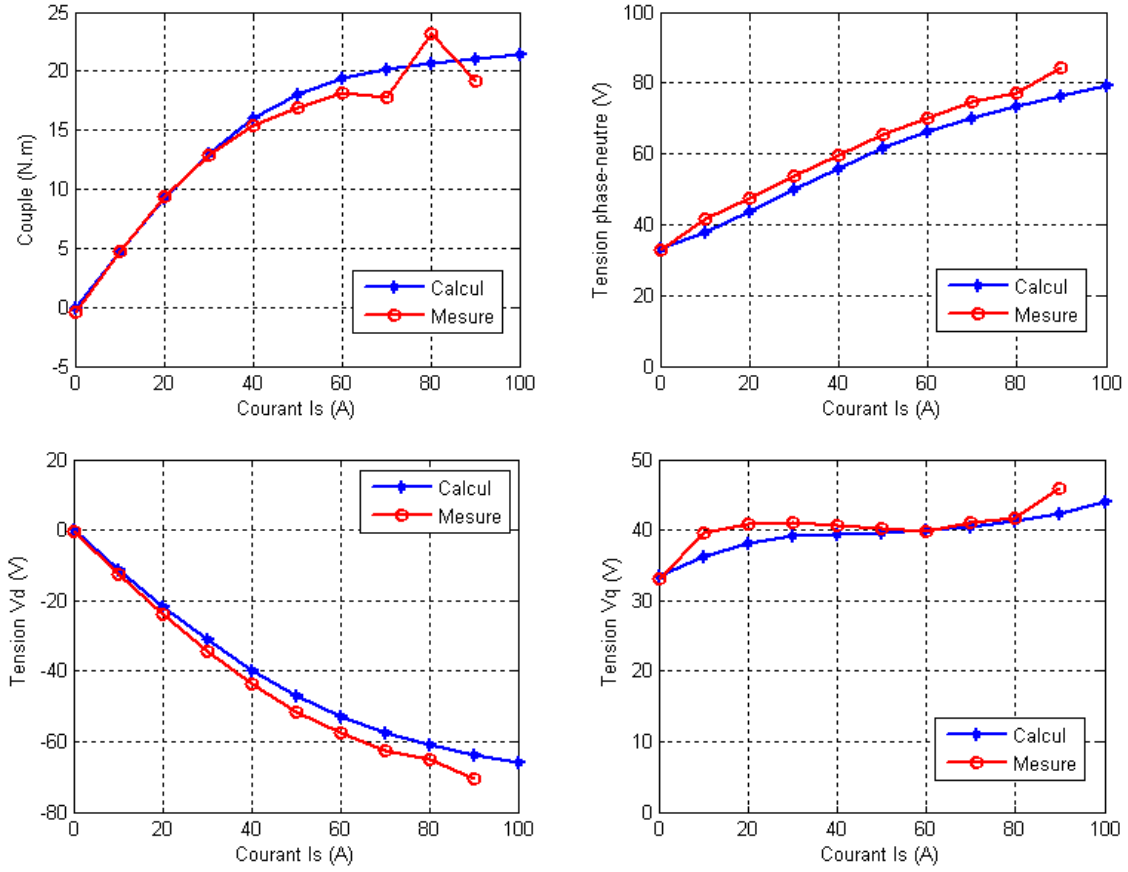


FIGURE B.6 – Comparaison entre les calculs et les mesures du couple et de la tension à 7.5 A d'excitation et à 1000 tr/min

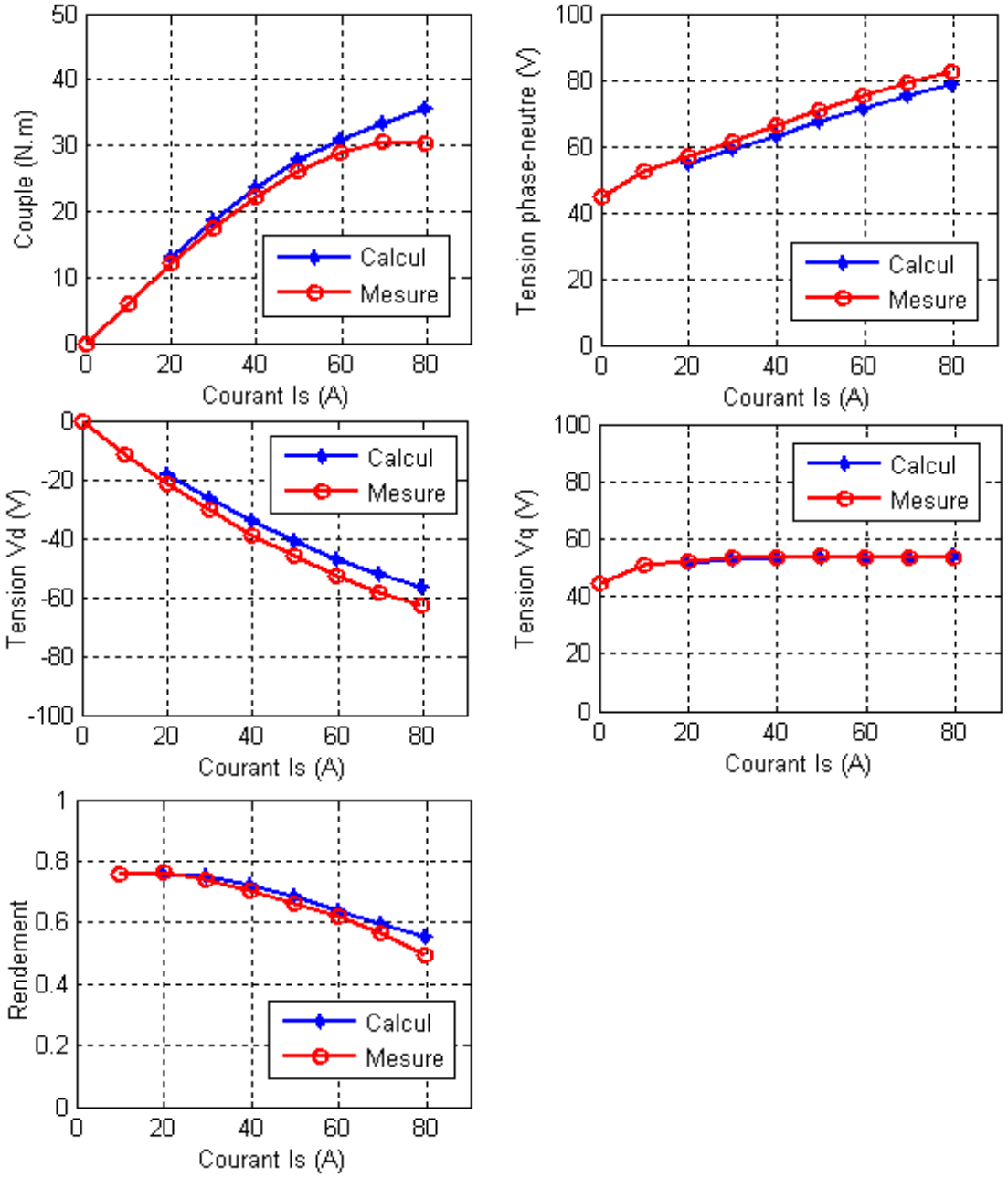


FIGURE B.7 – Comparaison entre les calculs et les mesures du couple et de la tension à 15 A d'excitation et à 1000 tr/min

B.2.b Fonctionnement dans la zone de défluxage

On rappelle par la figure B.8 le scénario d'essais pour le courant d'excitation $I_f = 10$ A. Pour un courant d'excitation donné, on fait varier le courant I_s entre $I_{s_{min}}$ et $I_{s_{max}}$. $I_{s_{min}}$ est le courant minimal injecté pour défluxer la machine, pour que la tension ne dépasse pas la limite du bus continu tandis que $I_{s_{max}}$ est le courant maximal modulable. L'enregistrement a été effectué sous 10 Hz pendant toute la durée des essais. On peut y retrouver le couple (moyennant sur 20 points de mesure), l'évolution des températures, le courant d'excitation et la tension des petits balais. Dans la première figure (en haut à gauche), chaque palier du couple correspond à un changement de la valeur du courant statorique.

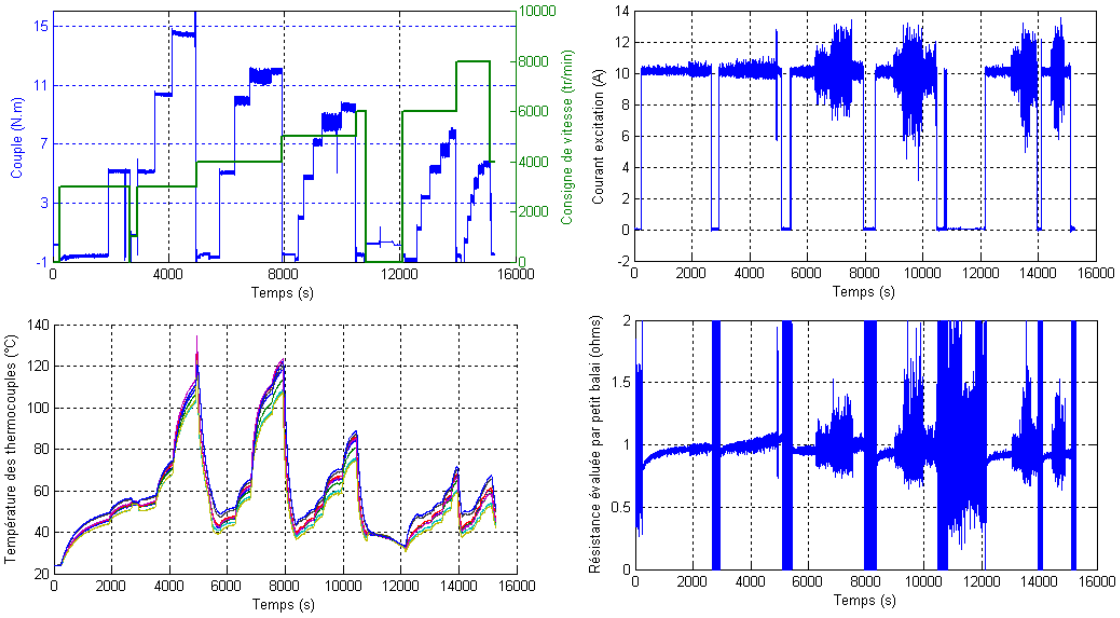


FIGURE B.8 – Extraits des données enregistrées du banc d'essais (608) pour 10 A d'excitation

Annexe C

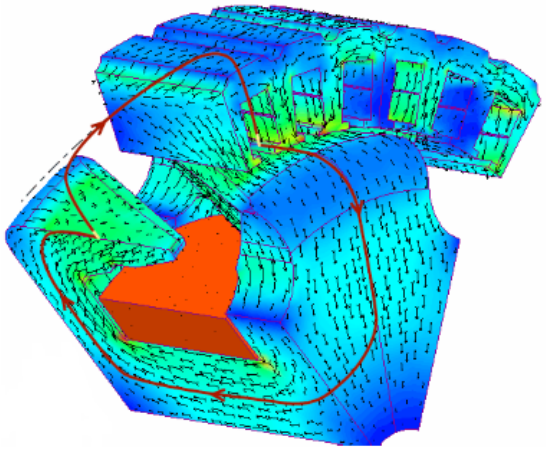
Pertes fer dans une machine à griffes

Depuis 1960, la machine à griffes est largement utilisée dans l'industrie automobile grâce à sa fabrication simple et son faible coût. Malgré ses nombreux avantages, son faible rendement est toujours un des soucis principaux. Les constructeurs automobile et équipementiers travaillent à améliorer les performances de la machine.

Cette étude est consacrée à la compréhension du fonctionnement de ces machines à griffes et des phénomènes physiques associés à sa complexité. La machine que nous avons étudiée comprend des aimants interpolaires. Elle fait partie aussi des machines à double excitation.

C.1 Contexte du travail

Dans une machine à griffes, les griffes ne présentent pas de polarité à l'origine. Elles forment des pôles N-S en canalisant le flux créé par une bobine centrale (Fig. C.1). Les fuites inter-griffes peuvent donc être importantes avec la saturation. Les aimants interpolaires sont introduits, d'une part, pour diminuer les fuites et l'autre part renforcer le flux créé par la bobine centrale.



(a) Chemin principal du flux [2]

(b) Rotor d'une machine à griffes

FIGURE C.1 – Illustration d'une machine à griffes

A ces jours, les alternateurs à griffes sont plus compacts bien que les puissances délivrées soient de plus en plus importantes. Ils peuvent délivrer un courant supérieur à 200 A vers la batterie. Par conséquent, le sur-échauffement devient un sujet inévitable dans le dimensionnement de la machine.

La machine à griffes est relativement simple à fabriquer, cependant elle présente une géométrie très complexe. La particularité du rotor tridimensionnel est la cause de la composante axiale de l'induction dans le stator. Les griffes réalisées en acier massif favorisent le développement des courants de Foucault et la génération de pertes fer dans cette partie. Plusieurs auteurs ont contribué à la compréhension des phénomènes physiques du transfert thermique, à l'amélioration de la méthodologie de modélisation dans l'objectif de prédire la température lors de la conception, et à l'amélioration du système de refroidissement [59] [66].

Une autre piste plus radicale pour diminuer l'échauffement est de réduire les pertes dans la machine. C'est une des raisons pour laquelle nous avons investi dans la recherche des pertes notamment des pertes fer. De plus, une estimation correcte des pertes est primordiale pour la modélisation thermique.

C.2 Méthode expérimentale de la séparation de pertes

Le faible rendement des alternateurs à griffes peut être expliqué par les différentes pertes dissipées lors de la transformation de puissance mécanique en puissance électrique (Fig. C.2). Les pertes peuvent être classées en 4 catégories :

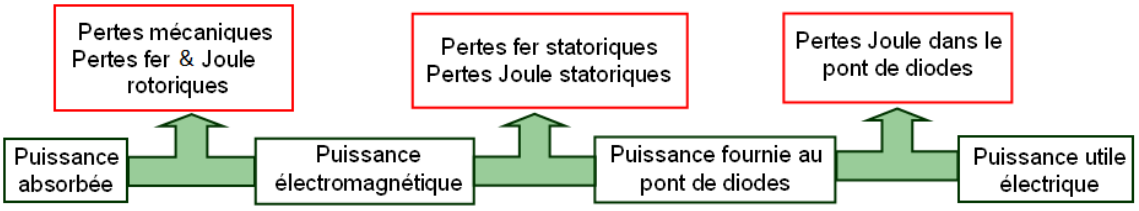


FIGURE C.2 – Bilan énergétique d'un alternateur à griffes

- les pertes mécaniques dues aux roulements et au frottement entre les bagues et les balais ;
- les pertes aérauliques dues aux mouvements des roues polaires et des ventilateurs ;
- les pertes Joule dissipées dans les bobines et les ponts de diodes ;
- les pertes fer dans le circuit magnétique.

Les pertes fer sont donc calculées en retranchant la puissance utile et toutes les autres pertes dans la machine, de la puissance mécanique absorbée, selon le bilan de puissance d'un alternateur (Fig. C.2) :

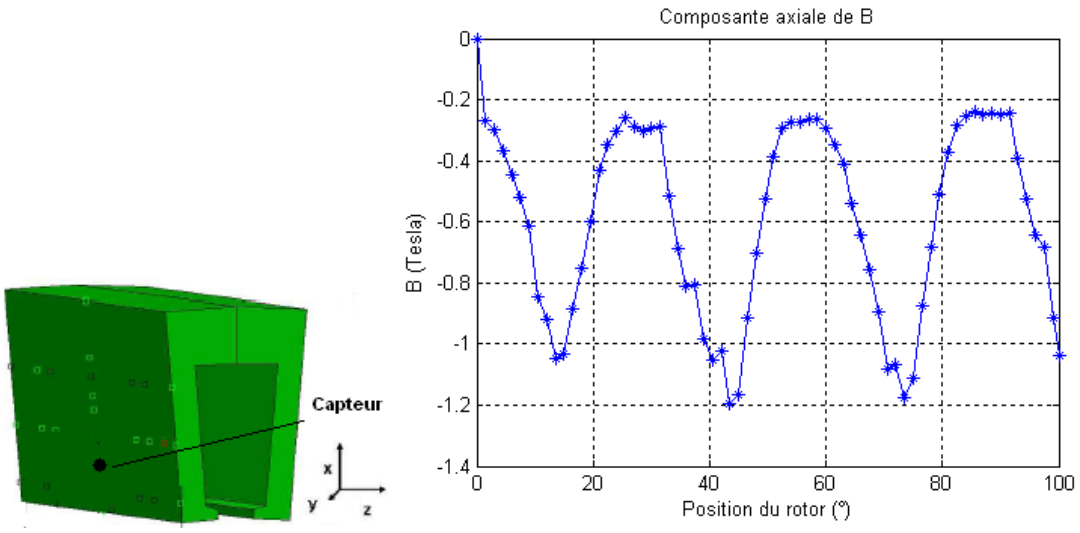
$$P_{fer} = P_{abs} - P_u - P_m - P_{jr} - P_{js} - P_{jd} \tag{C.1}$$

Où, P_{abs} : puissance mécanique absorbée ; P_u : puissance électrique utile ; P_m : pertes mécaniques ; P_{jr} : pertes Joule rotoriques ; P_{js} : pertes Joule statoriques ; P_{jd} : pertes Joule dans le pont de diodes.

C.3 Pertes fer au stator

A cause de la forme trapézoïdale des griffes, des études antérieures [17] ont montré que l'induction ne se propage pas seulement dans le plan des tôles du stator. Il existe

une composante axiale de l'induction, dont la fréquence est le double de la fréquence de synchronisme et qui est due à la variation de réluctance du rotor tridimensionnel (Fig. C.3).



(a) Capteur (b) Composante axiale de l'induction

FIGURE C.3 – Composante axiale due à la variation de réluctance du rotor

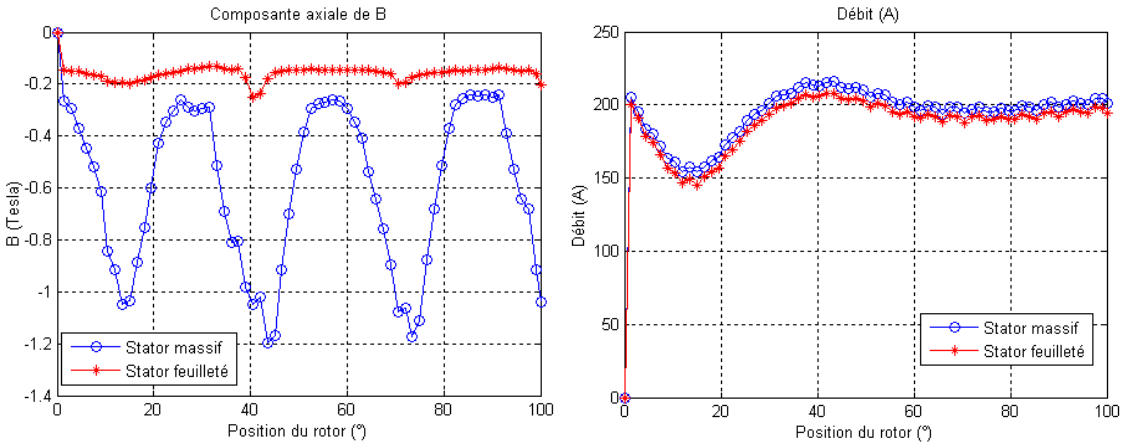
En réalité, le stator est anisotrope à cause du feuilletage, ce qui a comme objectif à l'origine de réduire les courants de Foucault et de diriger le flux magnétique. Il est donc important de prendre en considération ce facteur dans les calculs. Pour les simulations, on utilise le modèle anisotrope équivalent, implémenté dans le logiciel d'éléments finis FLUX. Dans ce modèle, la perméabilité relative dans la direction axiale est définie par :

$$\mu_a = \frac{\mu}{cf + (1 - cf)\mu_r} \tag{C.2}$$

Où, μ_r : perméabilité locale du matériau ferromagnétique, qui dépend du point de fonctionnement du matériau ; cf : coefficient de foisonnement, le rapport de longueur du fer/longueur totale.

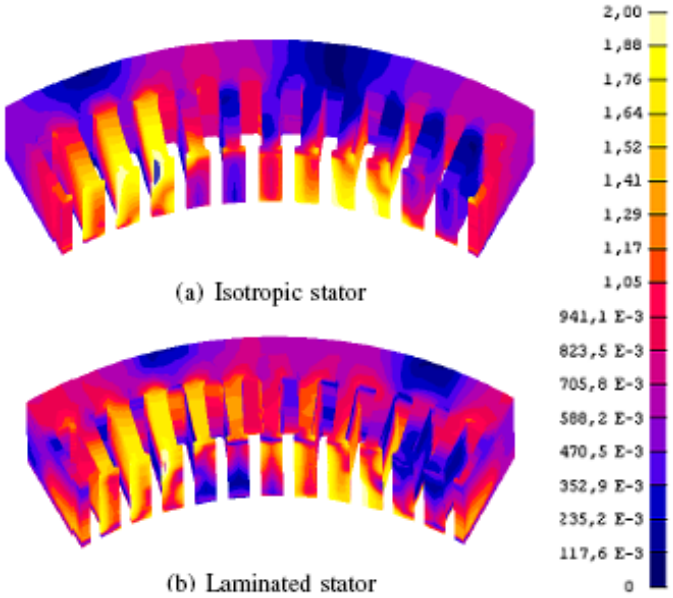
Les simulations sont faites pour un stator feuilleté et un stator non feuilleté et non conducteur. On se base sur le modèle LS, couplé aux calculs éléments finis. Les résultats ont montré, qu'à 3000 tr/min, la composante axiale de l'induction est largement réduite (Fig. C.4). Ceci est dû à l'effet du feuilletage. Le stator feuilleté est plus saturé dans le plan des tôles (Fig. C.5). On observe aussi une légère diminution du débit, ce qui peut s'expliquer par la réduction de la longueur effective du paquet de tôles.

Au niveau des pertes fer, on obtient 43 W pour le stator massif et 56 W pour le stator feuilleté. Cette différence peut être expliquée par le fait que l'induction est plus importante dans le plan X-Y d'un stator feuilleté que celui de son homologue massif à cause de la réduction de la composante axiale. Cependant les pertes fer générées par les courants de Foucault liés à la composante axiale ne sont pas prises en compte dans ces calculs car tous les modèles à la base de la caractérisation du matériau par le cadre Epstein sont bidimensionnels.



(a) Composante axiale de l'induction (b) Débit

FIGURE C.4 – Comparaison entre un stator massif, non conducteur et un stator feuilleté



(a) Isotropic stator

(b) Laminated stator

FIGURE C.5 – Dégradé de l'induction pour le stator feuilleté et massif, non conducteur

Dans l'application automobile, la consigne du courant est spécifiée selon la vitesse afin de garantir le bon fonctionnement des composants électroniques embarqués. Dans ces conditions, l'alternateur à griffes doit être optimisé en termes de rendement, i.e. en minimisant les pertes totales. Les simulations sont effectuées pour deux catégories du matériau : M800-50A et M330-35A. La comparaison est faite pour trois valeurs de charge 20, 110, 200 A et deux vitesses 6000 tr/min (Tab. C.1) et 10000 tr/min (Tab. C.2).

D'après les simulations, le rapport est proche de 3 entre les pertes fer dans la machine M800-50A et celles de M330-35A. Ayant une épaisseur plus faible, la tôle M330-35A présente moins d'effets dynamiques à telles fréquences d'excitation, et par conséquent moins de pertes fer. On a aussi remarqué que les pertes statoriques ne sont pas aussi sensibles à la fréquence d'excitation. A hautes vitesses, cette machine est pratiquement en court-circuit,

Tableau C.1 – Estimation des pertes fer @ 6000 tr/min

	20 A	110 A	200 A
M800-50A	30 W	71 W	118 W
M330-35A	10 W	24 W	43 W

Tableau C.2 – Estimation des pertes fer @ 10000 tr/min

	20 A	110 A	200 A
M800-50A	33 W	110 W	227 W
M330-35A	11 W	41 W	84 W

Tableau C.3 – Les pertes fer mesurées et celles estimées par le modèle LS @ 6000 tr/min pour un stator en M800-50A

	20 A	110 A	200 A
Simulation (stator)	30 W	71 W	118 W
Mesure (stator & rotor)	53 W	152 W	239 W

et le niveau d'induction est donc plus faible.

Afin de valider ces estimations de pertes fer par le modèle LS, une comparaison est effectuée entre les simulations et les mesures par la méthode de séparation des pertes. Le Tableau C.3 présente une comparaison qualitative. Les mesures incluent les pertes statoriques et rotoriques alors que les calculs ne prennent en compte que les pertes statoriques. Etant en matériau massif, le modèle LS n'est pas applicable au rotor. Malgré tout, les résultats nous semblent raisonnables.

Les pertes fer dans le rotor ne sont pas négligeables du fait de l'utilisation du matériau massif, toutefois l'estimation de ces pertes est délicate. Ce sujet fait l'objet de la prochaine section.

C.4 Pertes fer au rotor

Depuis des années, l'estimation des pertes fer dans le rotor d'une machine à griffes est un point bloquant dans le dimensionnement de machines. L'estimation de ces pertes est très délicate. La méthode analytique n'est pas assez précise, car aucune formulation ne permet de modéliser un phénomène aussi complexe. L'erreur d'estimation atteint facilement 200%. Quant à la méthode de calcul par éléments finis, la difficulté peut être expliquée par le nombre de Peclet [58] :

$$P_e = \frac{v \cdot l \cdot \mu \cdot \sigma}{2} \tag{C.3}$$

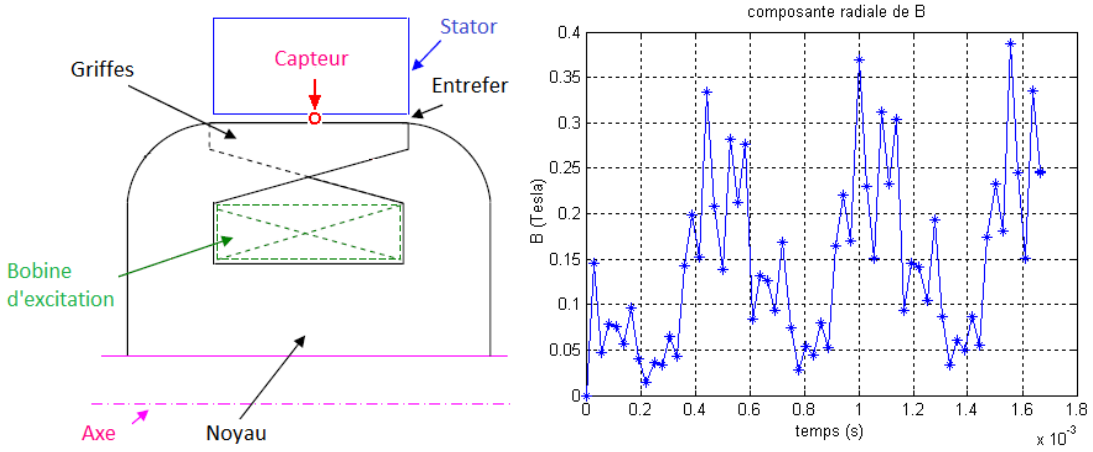
Où, v présente la vitesse ; l : longueur caractéristique d'un élément dans le sens du mouvement ; μ : perméabilité du matériau ; σ : conductivité électrique.

Il est préférable d'avoir un nombre de Peclet faible pour la bonne convergence du problème. Cependant une vitesse élevée, une forte conductivité ou une perméabilité importante

conduisent à un nombre de Peclet élevé. C'est la raison pour laquelle, dans les travaux de G. Henneberger [36], les calculs sont réalisés avec des valeurs de conductivité réduites et pour des basses fréquences. Une extrapolation est nécessaire pour retrouver les pertes fer qui correspondent aux valeurs de conductivité et de vitesse réelles.

C.4.-i Mouvement du stator

Le développement des courants de Foucault est produit par le mouvement du rotor et les harmoniques de denture. On voit une composante continue se superposer aux harmoniques de denture si l'on se place dans le repère du rotor comme ce qui est montré à la Fig. C.6. L'ondulation importante de cette courbe est l'origine des courants de Foucault.



(a) Position du capteur (b) Induction vue par rotor

FIGURE C.6 – Induction radiale à la surface des griffes (1/2 période électrique)

Pour effectuer le calcul des courants de Foucault, on a introduit la notion du mouvement relatif. Le rotor est à l'arrêt et c'est le stator qui tourne, car la rotation du rotor fait compliquer la formulation du problème et rend le problème très difficile à converger en combinant avec un nombre de Peclet élevé. Dans les calculs, on alimente les phases et fait tourner le stator de manière que le rotor ne voit qu'une composante continue de l'induction superposée aux harmoniques de denture. L'objectif est de reproduire le phénomène dans les mêmes conditions qu'en fonctionnement normal, c-à-d, quand l'alternateur débite dans la batterie à travers des ponts de diodes. Dans ce cas, la vitesse relative entre le rotor et le champ magnétique créé par les phases est nulle.

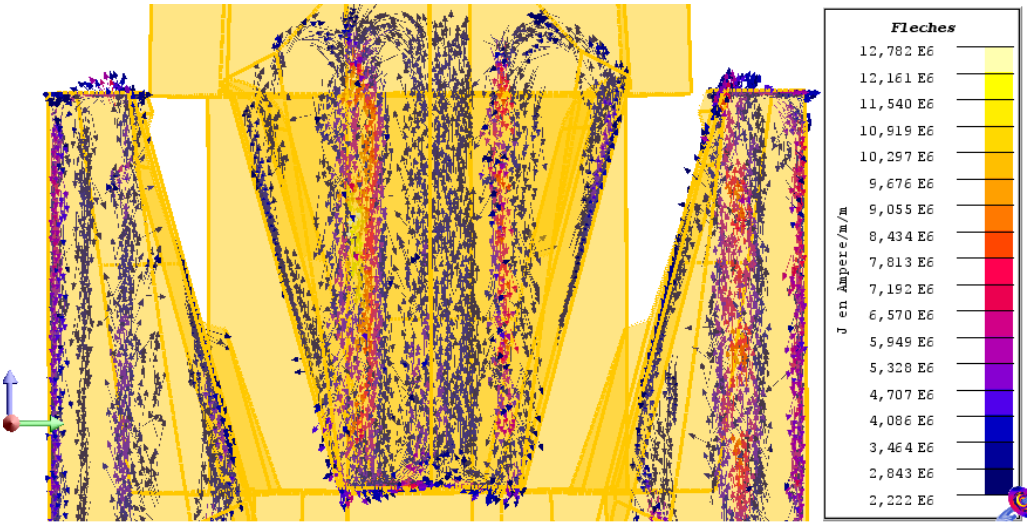
Le calcul est effectué dans un premier temps pour 3000 tr/min, avec une perméabilité relative du rotor constante et égale à 100. Le choix d'une telle perméabilité est justifié par le fait que le rotor est polarisé par la bobine d'excitation et les aimants. Ce qui nous intéresse dans le calcul des courants de Foucault, c'est la variation autour de ce point de fonctionnement du matériau. Les courants de Foucault dans les griffes sont présentés à la figure C.7.a. Les lignes du courant se forment en face des dents statoriques, où se trouve la variation du flux la plus prononcée. On peut observer l'effet de la réaction magnétique d'induit à la Fig. C.7.b. La réaction d'induit a un effet magnétisant en entrant le pôle et un effet démagnétisant en sortant de ce pôle. C'est la raison pour laquelle la répartition

des courants de Foucault n'est pas symétrique à la surface des griffes.

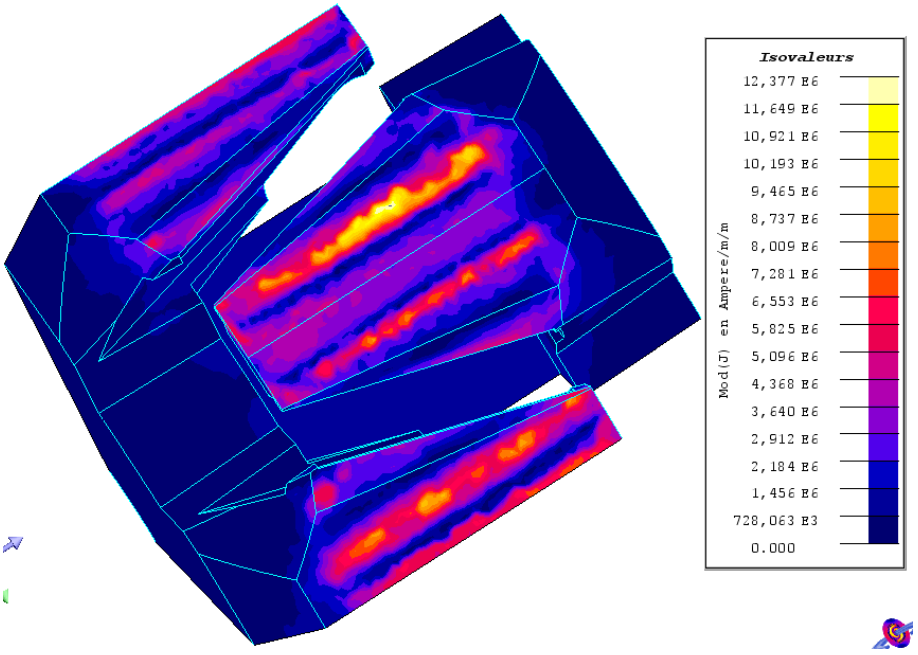
Les pertes fer associées peuvent être calculées en faisant une simple intégrale sur la région volumique :

$$\int J^2 \rho \, dV \tag{C.4}$$

Où, J : densité du courant ; ρ : résistivité électrique.



(a) Lignes des courants de Foucault



(b) Dégradé de densité du courant

FIGURE C.7 – Courants de Foucault dans les griffes @ 3000 tr/min

On obtient pour 3000 tr/min, 28 W de pertes fer dans le rotor pour une perméabilité relative de 100, 35 W de pertes fer dans le stator avec le modèle LS, soit 63 W de pertes

fer totales. D'après les mesures de séparation des pertes, les pertes fer totales sont à 86 W. On a un écart de 27%, ce qui inclut aussi la dispersion des mesures.

C.4.-ii Aller plus loin en fréquence

Avec le mouvement relatif, on a pu éviter le terme de vitesse dans la formulation du problème des courants de Foucault. Mais le maillage reste un point qui mérite toute notre attention. A hautes vitesses, l'épaisseur de peau (Eq. C.5) devient très faible. Et il est souhaitable d'avoir deux couches d'éléments dans cette profondeur, ce qui exige un maillage extrêmement fin.

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi\ f\ \sigma\ \mu}} \tag{C.5}$$

Où, f : fréquence ; σ : conductivité électrique ; μ : perméabilité.

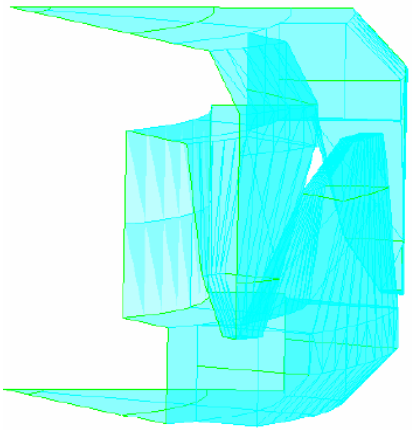


FIGURE C.8 – Impédance surfacique construite pour le rotor à griffes

Dans les travaux antérieurs [64], la méthode de l'impédance surfacique [34] est utilisée pour s'affranchir du problème de maillage dû à l'épaisseur de peau. La région du type d'impédance surfacique construite pour une machine à griffes est présentée à la Fig. C.8. Pour tenir compte de la conductivité réelle du rotor, la machine est à l'arrêt. La méthode a été prouvée efficace mais elle nécessite d'être adaptée pour notre application.

G. Henneberger a utilisé, dans ses travaux [37], le maillage adaptatif. Pour un pas adaptatif, certain pourcentage des éléments, ayant les erreurs locales les plus élevées, dans la région de courants de Foucault sont raffinés.

Dans nos études, la dimension de la machine est assez conséquente et compte tenu de la complexité de la géométrie tridimensionnelle, il est impossible de respecter le critère du maillage, imposant 2-3 couches d'éléments dans l'épaisseur de peau. Ainsi pour le calcul des pertes fer rotoriques à 3000 tr/min, on a utilisé un maillage fin, avec 1.5 couches d'éléments dans la profondeur où les courants de Foucault se développent et un maillage grossier dans les autres régions, en particulier les volumes d'air en dehors de la machine.

Pour aller encore plus loin en vitesse et avoir un temps de calcul raisonnable, la combinaison de la méthode d'impédance surfacique avec le mouvement relatif est nécessaire. Ce qui n'est pas le cas aujourd'hui.

C.5 Conclusion

Une étude de pertes dans une machine à griffes a été menée dans cette section. Les pertes principales identifiées sont les pertes Joule statoriques, les pertes dans les ponts de diodes, les pertes mécaniques et les pertes fer. On s'est intéressé essentiellement aux pertes fer, dont l'évaluation n'est pas évidente dans une géométrie complexe telle qu'une machine à griffes.

Avec l'idée du mouvement relatif, on a pu réaliser les calculs de courants de Foucault et quantifier les pertes fer dans le rotor pour des vitesses inférieures à 6000 tr/min. Au-delà de cette vitesse, le maillage devient difficile à cause de l'épaisseur de peau. Les résultats ont confirmé tout de même l'importance des pertes fer dans les griffes massives, soumises à une variation importante du champ magnétique à fréquence élevée. Ce type de calculs nous permet, pour la première fois, de re-boucler les simulations avec les mesures expérimentales.

Le faible rendement d'une machine à griffes peut difficilement satisfaire les nouveaux besoins des constructeurs automobile en vue de réduire les émissions CO_2. Et aussi pour s'affranchir de ces problèmes de pertes, on a transformé la machine à griffes en une nouvelle structure de machine à double excitation, qui a fait l'objet principal de cette thèse.

Bibliographie

[1] *Site : http ://www.parvex.com/products/logiciel_ parvex_ motion_ explorer.htm.*

[2] L. Albert : *Modélisation et optimisation des alternateurs à griffes - Application au domaine automobile.* Thèse de doctorat, G2elab, INPG, Juil. 2004.

[3] Y. Amara : *Contribution à la conception et à la commande des machines synchrones à double excitation. Application au véhicule hybride.* Thèse de doctorat, ENS. Cachan, Déc. 2001.

[4] Y. Amara, M. Gabsi et L. Vido : Machines synchrones à double excitation - principes et structures. *RS-RIGE*, 10(1-2):151–188, 2007.

[5] M. Aydin, S. R. Huang et T. A. Lipo : A new axial flux surface mounted permanent magnet machine capable of field control. *Conf. IAS Annual Meeting*, 2:1250–1257, Déc. 2002.

[6] M. Aydin, S. R. Huang et T. A. Lipo : Performance evaluation of an axial flux consequent pole pm motor using finite element analysis. *IEEE Conf. IEMDC*, 3:1682–1687, Jul. 2003.

[7] M. Azzouz : *Identification-optimisation paramétrique et quantification des pertes dans les matériaux ferromagnétiques doux.* Thèse de doctorat, Université de Batna, Fev. 2006.

[8] G. Barakat : *Modélisation tridimensionnelle d'une machine synchrone rapide à griffes par la méthode des éléments finis.* Thèse de doctorat, G2Elab - INP Grenoble, 1992.

[9] J. Beretta : Motorisation hybride thermique-électrique. *Techniques de l'ingénieur*, BM2760, 2010.

[10] G. Bertotti : Dynamic generalization of the scalar preisach model of hysteresis.

[11] G. Bertotti : Generalized preisach model for the description of hysteresis and eddy current effects in metallic ferromagnetic materials. *J. Appl. Phys.*, 69:4608–4610, Apr. 1991.

[12] G. Bertotti et M. Pasquale : Physical interpretation of induction and frequency dependence of power losses in soft magnetic materials. *IEEE Trans. Magnetics*, 28(5): 2787–2789, Sept. 1992.

[13] J. M. Biedinger et J. P. Vilain : Dimensionnement des actionneurs élecriques alimentés à fréquence variable sous faible tension : I. analyse du problème couplé magnétique, thermique, élecrique. *Eur. Phys. J. AP*, (3):101–118, 1998.

[14] E. Bommé : *Modélisation et optimisation des machines élecriques discoïdes à double entrefer.* Thèse de doctorat, G2elab - INPG, Déc. 2009.

[15] E. Bommé et A. Foggia : Etude d'une machine discoïde à bobinage sur dents et aimants enterrés. Conf. EF, UTC, Compiègne, Sept. 2009.

[16] E. Bommé, A. Foggia et T. Chevalier : Analyse et optimisation de machines à aimants permanents double entrefer. 6ème Numelec, Liège, Belgique, 2008.

[17] L. Bouarroudj : *Contribution à l'étude de l'alternateur à griffes : Application au domaine automobile.* Thèse de doctorat, G2Elab - INP Grenoble, 2005.

[18] C. Cester : *Etude des pertes magnétiques supplémentaires dans les machines asynchrones alimentées par onduleur à modulation de largeur d'impulsion.* Thèse de doctorat, G2Elab - INP Grenoble, 1996.

[19] C. Cester, A. Kedous-Lebouc et B. Cornut : Iron loss under pratical working conditions of a pwm powered induction motor. *IEEE Trans. on Magnetics*, 33(5):3766–3768, Sept. 1997.

[20] L. Chédot : *Contribution à l'étude des machines synchrones à aimants permanents internes à large espace de fonctionnement. Application à l'alterno-démarreur.* Thèse de doctorat, UTC, Nov. 2004.

[21] J. T. Chen et Z. Q. Zhu : Winding configurations and optimal stator and rotor pole combination of flux-switching pm brushless ac machines. *IEEE Trans. Energy Conversion*, 25(2):293–302, Jun. 2010.

[22] T. Chevalier : *Modélisation et mesures des pertes fer dans les machines électriques, application à la machine asynchrone.* Thèse de doctorat, G2Elab - INP Grenoble, 1999.

[23] D. Condamin, M. Labonne, P. Camus et S. Dufau : Rotor à aimants permanents et machine tournante comportante un tel rotor. *Leroy Somer Brevet WO/2009/153511*, 2009.

[24] E. Coupart, P. Gauthier et J. Saint-Michel : Machine tournante élecrique à rotor à concentration de flux et à stator bobiné sur dents. *Leroy Somer Brevet EP 1152516B1*, 2001.

[25] J. Cros et P. Viarouge : Synthesis of high performance pm motors with concentrated windings. *IEEE Trans. on Energy Conversion*, 17(2):248–253, Jun. 2002.

[26] C. Cyr : *Modélisation et caractérisation des matériaux magnétiques composites doux utilisés dans les machines élecriques.* Thèse de doctorat, Université Laval, Quebec et Ecole Nationale Supérieure d'Arts et Métiers, Lille, Juil. 2007.

[27] J. Degauque : Matériaux à propriétés magnétiques dures : Matériaux industrials. *Techniques de l'ingénieur*, M4601.

[28] B. Delinchant, D.Duret et L.Estrabaut : An optimizer using the software component paradigm for the optimization of engineering systems. *COMPEL : The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering*, 26(2):368–379, 2007.

[29] T. P. Do : *Simulation dynamique des actionneurs et capteurs électromagnétiques par réseaux de réluctances : modèles, méthodes et outils.* Thèse de doctorat, G2elab, INPG, Mar. 2010.

[30] B. du Peloux : Automatic generation of sizing static model based on reluctance networks for the optimization of electromagnetic devices. *IEEE Trans. Magnetics*, 42(4):715–718, Avr. 2006.

[31] B. du Peloux de Saint Romain : *Modélisation des actionneurs électromagnétiques par réseaux de réluctances. Création d'un outil métier dédié au prédimenstionnement par optimisation.* Thèse de doctorat, G2elab-INPG, Oct. 2006.

[32] A. Foggia : Méthodes de calcul des inductances de fuites. *Techniques de l'ingénieur*, D3440.

[33] T. Gautreau : *Estimation des pertes fer dans les machines électriques. Modèle d'hystérésis Loss Surface et application aux machines synchrones à aimants.* Thèse de doctorat, G2Elab - INP Grenoble, 2005.

[34] C. Guérin : *Détermination des pertes fer par courants de Foucault dans les cuves de transformateurs. Modélisation de région minces et prise en compte de la saturation des matériaux magnétiques en régime harmonique.* Thèse de doctorat, G2Elab - INP Grenoble, 1994.

[35] D. C. Jiles, J. B. Thoelke et M. K. Devine : Numerical determination of hysteresis parameters for the modeling of magnetic properties using the theory of ferromagnetic hysteresis. *IEEE Trans. on Magnetics*, 28(1):27–35, Jan. 1992.

[36] C. Kaehler et G. Henneberger : Eddy-current computation in the claws of a synchronous claw-pole alternator in generator mode. *IEEE Transactions on Magnetics*, 38(2):1201–1204, Mar. 2002.

[37] C. Kaehler et G. Henneberger : Transient 3-d fem computation of eddy-current losses in the rotor of a claw-pole altarnator. *IEEE Transactions on Magnetics*, 40(2): 1362–1365, Mar. 2004.

[38] A. Kedous-Lebouc : Electromagnétisme & matériaux magnétiques pour le génie élecrique. *Ensieg, support du cours*, 2005-2006.

[39] A. Kedous-Lebouc : Iron loss calculation and analysis in electical machines. *Conf. ELMA*, Déc. 2008.

[40] A. Kedous-Lebouc, J. Degauque, M. D. Wulf, F. Fiorillo, H. Gavrila, O. Geoffroy et T. Waeckerlé : *Matériaux magnétiques en génie électrique 1.* Lavoisier, Jun. 2006.

[41] S. Küppers et G. Henneberger : Numerical procedures for the calculation and design of automotive alternators. *IEEE Transactions on Magnetics*, 33(2):2022–2025, Mar. 1997.

[42] A. Lacaze : Method and device for compensating the armature reaction of a rotating exciter. *US Patent 7119472 B2*, Oct. 10 2006. Alstom Technology Ltd. Baden.

[43] L. Lechevallier, J. M. Le Breton, P. Tenaud, A. Morel et S. Brassard : Aimants permanents - applications et perspertives. *Techniques de l'ingénieur*, D2102.

[44] J. Legranger, G. Friedrich et S. Vivier J. C. Mipo : Combination of finite-element and analytical models in the optimal multidomain design of machine : application to an interior permanent-magnet stater generator. *IEEE Trans. Industry applications*, 46(1):232–239, Jan./Feb. 2010.

[45] L. Li, A. Kedous-Lebouc, A. Foggia et J. C. Mipo : Influence of magnetic materials on claw pole machines behavior. *IEEE Trans. Magnetics*, 46(2):574–577, Feb. 2010.

[46] F. Liorzou, B. Phelps et D. L. Atherton : Macroscopic models of magnetization. *IEEE Trans. on Magnetics*, 36(2):418–428, Mar. 2000.

[47] T. A. Lipo : Ac machine optimized for converter operation. *US Patent 4573003*, Feb. 1986.

[48] T. A. Lipo, S. M. Madani et R. White : Soft magnetic composites for ac machines - a fresh perspertive. 2004.

[49] X. Liu, H. Lin et Z. Q. Zhu : A novel dual-stator hybrid excited synchronous wind generator. *IEEE Trans. on Industry Applications*, 45(3):947–953, May/Jun. 2009.

[50] A. Marino : *Caractérisation et modélisation des pertes magnétiques d'une machine asynchrone instrumentée fonctionnant en charge.* Thèse de doctorat, G2Elab - INP Grenoble, 2003.

[51] I. Mayergoyz : Mathematical models of hysteresis. *Springer Verlag*, 1991.

[52] B. Multon, F. Camus, E. Hoang, J. Y. Le Chenadec et J. C. Mouchoux : Possibilités du moteur à réluctance variable à double saillance pour la motorisation de véhicules élecriques. bilan des essais d'un prototype de 27 kw. *C-VELEC*, Fév. 1995.

[53] B. Multon et L. Hirsinger : Problème de la motorisation d'un véhicule élecrique (première partie). *3E.I*, (4):53–64, Déc. 1995.

[54] B. Multon, J. Lucidarme et L. Prévond : Analyse des possiblités de fonctionnement en régime de désexcitation des moteurs à aimants permanents. *J. Phys. III France 5*, pages 623–640, Mai. 1995.

[55] P. H. Nguyen, E. Hoang, M. Gabsi et M. Lecrivain : Dimensionnement et comparaison de machines synchrones à concentration de flux à encochage fractionnaire pour une application véhicule hybride. *In Conférence EF, UTC, Compiègne*, 24-25 Sept. 2009.

[56] A. Nouh : *Contribution au développement d'un simulateur pour les véhicule élecrique routiers.* Thèse de doctorat, Université de Technologie de Belfort-Montbéliard, Mar. 2008.

[57] T. Raminosoa, J. A. Farooq, A. Djerdir et A. Miraoui : Reluctance network modeling of surface permanent magnet motor considering iron nonlinearities. *In IEEE Conf. Compumag*, Aachen, Allemagne, Jun. 2007.

[58] D. Rodger, P. J. Leonhard et T. Karaguler : An optimal formulation for 3-d moving conductor eddy-current problems with smooth rotor. *IEEE Trans. Magnetics*, 26:2359–2363, Sept. 1990.

[59] D. Roye et R. Perret : Définitions des règles de modélisation thermique des machines élecriques tournantes. *Revue Phys. Appl.20*, pages 191–202, Mar. 1985.

[60] J. Saint-Michel : Bobinage des machines tournantes à courant alternatif. *Techniques de l'ingénieur*, D3420.

[61] B. Sesanga, A. Foggia et F. Wurtz : Modélisation analytique et optimisation des gammes de machines synchrones à concentration de flux. Conf. EF, UTC, Compiègne, Sept. 2009.

[62] V. Silva : *Etude tridimensionnelle par éléments finis des effets d'extrêmités dans des parties frontales des machines synchrones.* Thèse de doctorat, G2Elab - INP Grenoble, 1992.

[63] A. Takorabet : *Dimensionnement d'une machine à double excitation de structure inovante pour une application alternateur automobile.* Thèse de doctorat, ENS Cachan, Jan. 2008.

[64] Y. M. Tamto : *Détermination des paramètres d'une machine à griffes - Application au domaine automobile.* Thèse de doctorat, G2Elab - INP Grenoble, 2008.

[65] S. Touati, J. A. Farooq, A. Djerdir, R. Ibtiouen et A. Miraoui : Coupling boundary element and permeance network methods for modeling permanent magnet motors in automotive applications. *In IEEE Conf. Compumag*, Aachen, Allemagne, Jun. 2007.

[66] J. F. Trigeol : *Identification des pertes d'une machine électrique par une approche thermique et à l'aide d'une technique inverse.* Thèse de doctorat, Université de Poitiers, 1992.

[67] A. Umeda, T. Shiga et S. Kusase : Alternator for an automotive vehicle. *Denso US Patent 5998903*, Mar. 1998.

[68] L. Vido : *Etude d'actionneurs élecriques à double excitation destinés au transport. Dimensionnement de structures synchrones.* Thèse de doctorat, ENS. Cachan, Déc. 2005.

[69] O. Wen, S. Huang, A. Good et T. A. Lipo : Modular permanent magnet machine based on soft magnetic composite. 2005.

Etude et Mise au Point d'une Nouvelle Famille d'Alterno-Démarreurs pour Véhicules Hybrides et Electriques

Résumé

Les travaux de cette thèse concernent une nouvelle structure de machine synchrone à double excitation (MSDE) pour une application aux véhicules hybrides et électriques. Ce type de machines, ayant deux sources d'excitation, bénéficie d'un degré de liberté supplémentaire et d'un contrôle facile du flux.

Le mémoire de thèse traite principalement de cette nouvelle structure. La machine est dimensionnée pour répondre à un cahier des charges pour une application aux véhicules hybrides. La validation expérimentale a confirmé le bon fonctionnement de la structure et a montré son intérêt.

Un facteur important dans le dimensionnement de la machine est l'aspect thermique car les machines deviennent de plus en plus compactes et puissantes. Une estimation correcte des pertes est indispensable pour évaluer correctement les performances de la machine. C'est la raison pour laquelle une partie de cette thèse est consacrée à la modélisation des pertes fer, dont l'estimation n'est pas triviale.

Mots clés *véhicule hybride, machine synchrone à double excitation, dimensionnement, modélisation des pertes fer, modèle d'hystérésis dynamique scalaire.*

Study and Development of a New Family of Starter-Generator for Hybrid and Electric Vehicles

Abstract The PhD work deals with a new structure of hybrid excited synchronous machine (MSDE) for an application of hybrid and electric vehicles. This kind of machines, with two excitation sources, benefits an additional degree of freedom and an easy control of flux.

The dissertation deals with this new machine structure essentially. The machine is designed to meet the specifications of a hybrid vehicle application. The experimental validation has confirmed the proper functioning of the structure and shown its interest.

An important subject in the machine sizing is the thermal aspect because our machines are becoming more and more compact and powerful. A correct estimation of the losses is essential for evaluating correctly the machine performances. That's why a part of this study is dedicated to the modeling of iron loss, of which the estimation is not evident.

Keywords *hybrid vehicle, hybrid excited synchronous machine, machine sizing, iron loss modeling, scalar dynamic hysteresis model.*