



HAL
open science

Contribution à l'étude de l'alternateur à griffes Application au domaine automobile

Lilya Bouarroudj

► **To cite this version:**

Lilya Bouarroudj. Contribution à l'étude de l'alternateur à griffes Application au domaine automobile. Energie électrique. Institut National Polytechnique de Grenoble - INPG, 2005. Français. NNT : . tel-00165565

HAL Id: tel-00165565

<https://theses.hal.science/tel-00165565>

Submitted on 26 Jul 2007

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

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

Remerciements

Je tiens tout d'abord à remercier les membres du jury pour l'intérêt qu'ils ont porté à ce mémoire. Je remercie vivement MME Afef Lebouc, directeur de recherche au Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble, de nous avoir fait l'honneur de présider notre jury.

Je remercie M. Mohamed El Hachemi BENBOUZID Professeur des Universités au Laboratoire d'Ingénierie Mécanique et Electrique de l'université de Bretagne Occidentale, et M. Guy CLERC Professeur à L'UCBL, rapporteurs de cette thèse pour les enrichissants échanges que nous avons eus.

Je remercie M. Yves Brunet, directeur du laboratoire, pour m'avoir accueilli au LEG.

Je remercie Monsieur Albert Foggia, Professeur à L'INPG, de m'avoir proposé ce sujet intéressant et pour l'encadrement et le soutien dont j'ai bénéficié durant ma thèse.

Je remercie vivement Monsieur Jean-Claude Mipo, Expert au sein de la société Valeo Systèmes Electriques, pour son encadrement et son soutien permanent.

Je souhaite également exprimer ma reconnaissance à Monsieur Mamy Rakotovo, senior Expert chez valeo Systèmes Electriques, qui m'a souvent apporté son soutien par sa vision pragmatique de la science.

Merci à Messieurs Phillippe Chiozzi, responsable du service « Bureau d'études » chez Valeo Système Electrique, de m'avoir accueilli dans son service et de m'avoir fourni les moyens pour la mener à bien.

Merci à Monsieur George Tranchon, directeur chez Valeo Systèmes électriques, de m'avoir accueilli dans son équipe et d'avoir suivi de très près le bon déroulement de mes travaux.

Je tiens à remercier tout particulièrement :

- Madame Afef Lebouc, pour l'aide qu'elle m'avait apporté sur les caractérisations des matériaux magnétiques.
- Monsieur Jean Luis Coulomb, Professeur à l'INPG, qui m'a fait profiter de sa grande expérience dans le domaine de l'optimisation par les plans d'expériences.

Table des matières

Introduction générale	14
1 État de l'art de l'alternateur à griffes	16
1.1 Introduction	16
1.2 Principe de fonctionnement de l'alternateur à griffes	16
1.2.1 Caractéristiques principales de l'alternateur à griffes	17
1.2.1.1 Caractéristique à vide	18
1.2.1.2 Caractéristique en court-circuit	18
1.2.1.3 Caractéristique en charge	19
1.3 Structure de l'alternateur à griffes	20
1.3.1 Le rotor	22
1.3.2 Le stator	23
1.3.3 Le pont redresseur	24
1.3.4 Le régulateur	25
1.3.5 Les paliers	25
1.4 Spécificité de l'alternateur à griffes	26
1.5 Problématique	27
1.5.1 Isorendements	27
1.5.2 L'enjeu de l'air [ADE04]	28
1.5.3 La pollution automobile	28
1.5.4 Les progrès	29
1.6 Etude bibliographique	30
1.7 Etude préliminaire des pertes dans l'alternateur à griffes	33
1.7.1 Les pertes mécaniques et aérodynamiques	33
1.7.1.1 Les pertes mécaniques	33
1.7.1.2 Les pertes aérodynamiques	34
1.7.2 Les pertes Joule rotoriques	34
1.7.2.1 Les pertes Joule dans la bobine excitatrice	35
1.7.2.2 Les pertes Joule dans les bagues et les balais	35

1.7.2.3	Les pertes Joule dans le régulateur	35
1.7.3	Les pertes Joule statoriques	35
1.7.4	Les pertes Joule dans le pont de diodes	36
1.7.5	Les pertes fer	37
1.8	Conclusion	39
2	Etude des pertes dans l'alternateur à griffes	41
2.1	Introduction	41
2.2	Application de la méthode des pertes séparées lors du fonctionnement pleine charge de l'alternateur	42
2.2.1	Introduction	42
2.2.2	Description du banc d'essai	42
2.2.3	Estimation des pertes	43
2.2.3.1	Mesure des pertes mécaniques et aérauliques	43
2.2.3.2	Mesure de la puissance absorbée	45
2.2.3.3	Mesure des pertes Joule rotoriques	45
2.2.3.4	Mesure des pertes Joule statoriques	46
2.2.3.5	Mesure des pertes Joule dans le pont de diodes	46
2.2.3.6	Mesure de la puissance utile	46
2.2.3.7	Estimation des pertes fer	46
2.2.4	Résultats des essais	47
2.2.5	Conclusion	48
2.3	Application de la méthode des pertes séparées à charges partielles	48
2.3.1	Introduction	48
2.3.2	Résultats des essais	49
2.3.2.1	Pertes séparées à faible charge	49
2.3.2.2	Pertes séparées à moyenne charge	50
2.3.2.3	Pertes séparées à forte charge	51
2.3.2.4	Evolution des pertes fer en fonction de la charge et de la vitesse	51
2.3.3	Conclusion	52
2.4	Origines des pertes	53
2.4.1	La tôle magnétique statorique	53
2.4.2	La saturation et la forme d'onde de l'induction magnétiques	54
2.4.2.1	Introduction	54
2.4.2.2	Description de la géométrie	54
2.4.2.3	Maillage	55
2.4.2.4	Conditions aux limites	56

2.4.2.5	Matériaux magnétiques	56
2.4.2.6	Résultats des simulations	57
2.4.2.7	Conclusion	63
2.4.3	La composante axiale du flux statorique	64
2.4.3.1	Introduction	64
2.4.3.2	Variation de la composante axiale	64
2.4.3.3	Conclusion	67
2.4.4	Pertes Joule harmoniques	67
2.4.5	Pertes Joule dues au courant dans le triangle	69
2.5	Conclusion	73
3	Réduction des pertes fer et des pertes Joule statoriques	74
3.1	Introduction	74
3.2	Réduction des pertes fer	74
3.2.1	Réduction des pertes fer statoriques	74
3.2.1.1	Amélioration de la qualité de la tôle statorique	74
3.2.1.2	Fendre les dents statoriques	79
3.2.2	Réduction des pertes fer rotoriques	90
3.2.2.1	La poudre de fer	90
3.2.3	Réduction des pertes harmoniques (bobinage à pas raccourci)	92
3.2.3.1	Calcul du coefficient de raccourcissement	92
3.2.3.2	Influence du raccourcissement du pas de bobinage sur le débit de l'alternateur	93
3.3	Réduction des pertes Joule statoriques	94
3.3.1	Augmentation du coefficient de remplissage	95
3.3.2	Bobinage concentré	97
3.3.2.1	Tension à vide	97
3.3.2.2	Essai en charge	98
3.4	Conclusion	98
4	Vers un dimensionnement optimal de l'alternateur	100
4.1	Introduction	100
4.2	Présentation de l'outil GOT	101
4.3	Fonctions Objectifs de l'optimisation	102
4.4	Présentation de la démarche générale	102
4.5	Optimisation du débit à faible vitesse (1800 tours/mn)	102
4.5.1	Domaine de variation des paramètres	102
4.5.2	La table d'expériences	103

4.5.3	Problématique des temps de calculs élevés sur Flux 3D	103
4.5.4	Calcul du débit sur Flux 3D	104
4.5.5	Surface de réponse	105
4.5.6	Vérification de l'optimum par calcul sur Flux3D	107
4.6	Optimisation à grande vitesse (6000 tours/mn)	107
4.6.1	Domaine de variation des paramètres	108
4.6.2	Contraintes imposées sur les paramètres géométriques	109
4.6.3	Table d'expériences	109
4.6.4	Optimisation du débit à grande vitesse	110
4.6.4.1	Introduction	110
4.6.4.2	Hypothèses de l'optimisation	111
4.6.4.3	Calcul du flux à vide	115
4.6.4.4	Calcul de l'inductance cyclique	115
4.6.4.5	Calcul du débit	116
4.6.4.6	Surface de réponses	117
4.6.4.7	Vérification de l'optimum avec calcul en magnétostatique sans couplage électrique	119
4.6.4.8	Vérification de l'optimum avec calcul en magnétique-évolutif avec couplage électrique	119
4.6.4.9	Conclusion	120
4.6.5	Optimisation du rapport : débit /ondulation de couple	120
4.6.5.1	Démarche de calcul des ondulations de couple en charge .	120
4.6.5.2	Optimisation sur GOT	121
4.6.5.3	Surface de réponse	121
4.6.5.4	Vérification de l'optimum avec calcul en multi-positions sans couplage électrique	122
4.6.5.5	Vérification de l'optimum avec calcul en magnétique-évolutif avec couplage électrique	122
4.7	Conclusion	124
	Conclusion générale	125
A	Caractéristiques magnétiques et électriques des alternateurs testés	127
B	Calcul des incertitudes de mesure du rendement	128
C	Formes d'ondes du courant dans l'enroulement statorique et du courant dans le triangle	130
C.1	Courant dans l'enroulement statorique à 1800 tours/mn	130

C.2	Courant dans le triangle à 1800 tours/mn	131
C.3	Courant dans le triangle à 6000 tours/mn	132
D	Influence du pas raccourci sur les formes d'ondes de la tension simple	134
D.1	Forme d'onde de la tension simple (pas de bobinage diamétral)	134
D.1.1	À 1800 tours/mn	134
D.1.2	À 6000 tours/mn	135
D.2	Forme d'onde de la tension simple (pas de bobinage raccourci 5/6)	135
D.2.1	À 1800 tours/mn	135
D.2.2	À 6000 tours/mn	136
D.3	Forme d'onde de la tension simple (pas de bobinage raccourci 4/6)	137
D.3.1	À 1800 tours/mn	137
D.3.2	À 6000 tours/mn	137
E	Tables d'expériences	139
E.1	Optimisation du débit à faible vitesse (1800 tours/mn)	139
E.1.1	Polynôme du second degré	139
E.1.2	La table des résultats	139
E.2	Optimisation du débit et de l'ondulation de couple à grande vitesse	140
E.2.1	Polynôme du second degré de l'optimisation du débit	140
E.2.2	Polynôme du second degré de l'optimisation du rapport : débit / on- dulation de couple	141
E.2.3	La table des résultats	141
	Bibliographie	143

Table des figures

1.1	Schéma électrique de l'alternateur	17
1.2	L'alternateur dans son environnement	17
1.3	Caractéristique à vide	18
1.4	Caractéristique en court-circuit à 1800 tours/mn	19
1.5	Courant débité et rendement de l'alternateur muni de son régulateur, en fonction de la vitesse	20
1.6	Vue éclatée d'un alternateur à griffes	21
1.7	Alternateur refroidi par eau	21
1.8	Caractéristique magnétique mesurée de l'acier rotor	22
1.9	Le rotor de l'alternateur à griffes	23
1.10	Le stator de l'alternateur à griffes	24
	1.10.a Vue du stator complet	24
	1.10.b Coupe du stator	24
1.11	Caractéristique magnétique mesurée du Fer-Silicium	24
1.12	Le pont de diodes monté sur le palier arrière	25
1.13	Le porte balais de l'alternateur à griffes	25
1.14	Paliers avant et arrière de l'alternateur à griffes	26
	1.14.a Palier avant	26
	1.14.b Palier arrière	26
1.15	Trajet tridimensionnel du flux magnétique dans l'alternateur à griffes	26
1.16	Isorendements de l'alternateur « A »	27
1.17	Contributions des principales sources d'émission des gaz à effet de serre dans les transports en 2002 [ADE04]	28
1.18	Emission de CO_2 et consommation moyenne de l'ensemble des véhicules du parc automobile Français sur cycle MVEG [Cat04]	29
	1.18.a Emission moyenne de CO_2 en g/Km	29
	1.18.b Consommation moyenne en litre au 100 Km	29
1.19	Bilan énergétique de l'alternateur à griffes	33
1.20	Tension de seuil de la diode en fonction du courant, à plusieurs températures	37

2.1	Alternateur sur son banc d'essai avec son couplemètre	43
2.2	Les pertes mécaniques et aérauliques	44
2.3	Pertes par ventilation, séparées	45
2.4	Séparation des pertes à pleine charge	47
2.5	Evolution du courant et de la tension d'excitation en fonction de la vitesse à charge réduite (40 A)	49
2.6	Séparation des pertes à 20 A	50
2.7	Séparation des pertes à 40 A	50
2.8	Séparation des pertes à 90 A	51
2.9	Pertes fer en fonction de la vitesse à plusieurs charges	52
2.10	Pertes fer massiques mesurées, de la tôles « M800-65A »	54
2.11	Géométrie introduite dans Flux 3D	55
2.12	Maillage : éléments surfaciques	56
2.13	Dégradé de l'induction magnétique à vide	57
2.14	Induction magnétique radiale à vide à 1800 tours/mn en fonction de la position du rotor	58
	2.14.a Induction magnétique	58
	2.14.b Support ponctuel dans la base de la dent statorique	58
2.15	Dégradé de l'induction magnétique à 1800 tours/mn à pleine charge	59
2.16	Evolution de l'induction magnétique radiale dans l'entrefer à 1800 tours/mn à pleine charge	59
2.17	Décomposition en séries de Fourier de l'induction magnétique radiale dans l'entrefer à 1800 tours/mn à pleine charge	60
2.18	Variation de l'induction radiale dans le stator à 1800 tours/mn	61
	2.18.a Induction radiale	61
	2.18.b Supports ponctuels	61
2.19	Dégradé de l'induction magnétique à 6000 tours/mn à pleine charge	61
2.20	Evolution de l'induction magnétique radiale dans l'entrefer à 6000 tours/mn à pleine charge	62
2.21	FFT de l'induction magnétique radiale dans l'entrefer à 6000 tours/mn à pleine charge	63
2.22	Répartition du flux statorique	64
2.23	Variation de l'induction magnétique statorique à 1800 tours/mn	65
	2.23.a Induction magnétique	65
	2.23.b Supports ponctuels	65
2.24	Variation de l'induction axiale selon l'axe du rayon à 1800 tours/mn	66
	2.24.a Induction axiale selon l'axe du rayon	66

2.24.b Supports ponctuels	66
2.25 Variation de l'induction axiale selon l'axe z à 1800 tours/mn	67
2.25.a Induction axiale selon l'axe z	67
2.25.b Supports ponctuels	67
2.26 Courant de ligne à 1800 tours/mn	68
2.27 Décomposition en séries de Fourier du courant de ligne à 1800 tours/mn	68
2.28 Courant de ligne à 6000 tours/mn	69
2.29 Décomposition en séries de Fourier du courant de ligne à 6000 tours/mn	69
2.30 Courant dans le triangle	70
2.31 Fondamental et harmonique 3 du courant dans le triangle	71
2.31.a 1800 tours/mn	71
2.31.b 6000 tours/mn	71
2.32 Flux plateau-stator	72
3.1 B(H) des tôles « M800-65A » et « M330-35A »	75
3.2 Pertes massiques dans les tôles « M800-65A » et « M330-35A » à 50 Hz	76
3.3 Influence de la qualité de la tôle statorique sur la température du fer à pleine charge	77
3.4 Comparatif des pertes fer à 20 A	78
3.5 Dents statoriques fendues	79
3.6 Répartition de l'induction magnétique dans le stator à 1800 tours/mn (dents fendues)	80
3.6.a Dégradé de B dans le stator standard	80
3.6.b Dégradé de B dans le stator avec les dents fendues	80
3.7 Répartition de l'induction magnétique dans le rotor à 1800 tours/mn (structure avec dents fendues)	80
3.7.a Dégradé de B dans le rotor de la structure standard	80
3.7.b Dégradé de B dans le rotor de la structure avec les dents fendues	80
3.8 Influence des fentes sur le débit à 1800 tours/mn, calcul sur Flux 3D	81
3.9 Tension à vide	82
3.9.a 2000 tours/mn	82
3.9.b 6000 tours/mn	82
3.10 Influence des fentes sur la température moyenne du fer à pleine charge	83
3.11 Formes des fentes des stators réalisés	85
3.12 Couple électromagnétique à 1800 tours/mn « stator sans fentes »	86
3.13 Décomposition en séries de Fourier du couple électromagnétique à 1800 tours/mn « stator sans fentes »	87
3.14 Couple électromagnétique à 1800 tours/mn « stator avec fentes »	87

3.15	Décomposition en séries de Fourier du couple électromagnétique à 1800 tours/mn « stator avec fentes »	88
3.16	Influence des fentes sur le bruit acoustique	89
3.17	Rendement à charge partielle : 10 A	91
3.18	Rendement à charge partielle : 20 A	92
3.19	Influence du raccourcissement du pas de bobinage sur le débit à pleine charge	94
3.20	Encoche statorique	95
3.21	Forme de l'encoche	95
	3.21.a Encoche initiale	95
	3.21.b Encoche améliorée	95
3.22	Influence de l'amélioration du coefficient de remplissage sur le rendement .	96
3.23	Influence de l'amélioration du coefficient de remplissage sur les pertes Joule statoriques	96
3.24	Stator avec bobinage concentré	97
3.25	Tension à vide à 1800 tours/mn	98
4.1	Bloc d'une optimisation de variables à l'aide de GOT	101
4.2	Distance inter-griffes	103
4.3	Variation de la surface de réponse autour de l'optimum pour les trois paramètres de l'optimisation du débit à faible vitesse	106
4.4	Courant redressé de la structure optimale à 1800 tours/mn	106
4.5	Géométrie du rotor (optimisation du débit à faible vitesse)	107
	4.5.a Initiale	107
	4.5.b Optimale	107
4.6	Paramètres de la géométrie du rotor et de la longueur stator	108
	4.6.a Longueur du stator	108
	4.6.b Paramètres du rotor	108
4.7	Paramétrage de la géométrie du stator	109
4.8	Caractéristique du débit à pleine charge	110
4.9	Schéma équivalent et diagramme vectoriel	110
	4.9.a Schéma équivalent par phase	110
	4.9.b Diagramme vectoriel du modèle de Behn-Eschenburg	110
4.10	Diagramme vectoriel simplifié	111
4.11	Evolution du flux à vide dans la phase a en fonction de la position du rotor .	112
4.12	Vue du rotor positionné dans les axes d et q	113
	4.12.a Rotor dans l'axe d	113
	4.12.b Rotor dans l'axe q	113
4.13	L_d et L_q	114

4.14	L_d et L_q selon la méthode Américaine de Behn-Eschenburg	114
4.15	Variation de la surface de réponse autour de l'optimum pour différents paramètres	118
4.16	Géométrie initiale	118
4.17	Géométrie optimisée pour maximiser le courant à grande vitesse	119
4.18	Schéma électrique par phase en charge	121
4.19	Surface de réponse de l'optimisation : débit / ondulation de couple à grande vitesse	122
4.20	Géométrie initiale	123
4.21	Géométrie optimisée pour le rapport : débit / ondulation de couple	123
C.1	Forme d'onde du courant mesuré dans l'enroulement statorique à 1800 tours/mn	130
C.2	Décomposition en série de Fourier du courant dans l'enroulement statorique à 1800 tours/mn	131
C.3	Forme d'onde du courant dans le triangle à 1800 tours/mn	131
C.4	Décomposition en série de Fourier du courant dans le triangle à 1800 tours/mn	132
C.5	Forme d'onde du courant dans le triangle à 6000 tours/mn	132
C.6	Décomposition en série de Fourier du courant dans le triangle à 6000 tours/mn	133
D.1	Tension simple statorique à 1800 tr/mn « pas diamétral »	134
	D.1.a Tension simple	134
	D.1.b Décomposition en série de Fourier	134
D.2	Tension simple statorique à 6000 tr/mn « pas diamétral »	135
	D.2.a Tension simple	135
	D.2.b Décomposition en série de Fourier	135
D.3	Tension simple statorique à 1800 tr/mn « pas raccourci 5/6 »	136
	D.3.a Tension simple	136
	D.3.b Décomposition en série de Fourier	136
D.4	Tension simple statorique à 6000 tr/mn « pas raccourci 5/6 »	136
	D.4.a Tension simple	136
	D.4.b Décomposition en série de Fourier	136
D.5	Tension simple statorique à 1800 tr/mn « pas raccourci 4/6 »	137
	D.5.a Tension simple	137
	D.5.b Décomposition en série de Fourier	137
D.6	Tension simple statorique à 6000 tr/mn « pas raccourci 4/6 »	138
	D.6.a Tension simple	138
	D.6.b Décomposition en série de Fourier	138

Notations

T_z	: potentiel vecteur électrique
ϕ	: potentiel scalaire magnétique
Δ_{pv}	: différence de pression d'air
q_v	: débit d'air
R_r	: résistance rotor
I_f	: courant d'excitation
U_{bb}	: chute de tension entre bagues et balais
R_{reg}	: résistance régulateur
R_s	: résistance entre deux bornes statoriques
ρ	: résistivité
N	: vitesse de rotation
L_{sm}	: longueur moyenne d'une spire statorique
N_s	: nombre de spires statoriques
S_{cu}	: section du fil cuivre statorique
T_{cu}	: température moyenne du cuivre
T_{amb}	: température ambiante
λ	: coefficient de Kelvin
V_{seuil}	: tension de seuil de la diode
r_d	: résistance de la diode
I_d	: courant dans la diode
ω	: pulsation électrique
n_d	: nombre de diodes
K_h	: coefficient de pertes par hystérésis
f	: fréquence
B_M	: induction maximal
K_{cf}	: coefficient de pertes par courant de Foucault
α	: exposant pour le calcul des pertes par hystérésis
c	: constante pour le calcul des pertes par hystérésis
d	: épaisseur d'une tôle (calcul des pertes fer)

m_v	: masse volumique
C_v	: couple à vide
Ω	: vitesse angulaire
C_{ch}	: couple en charge
U_b	: tension aux bornes des balais
I_{alt}	: courant redressé
U_{bat}	: tension batterie
v	: rang harmonique
y	: pas de bobinage
D_{gg}	: distance inter griffes
L_n	: longueur noyau
R_n	: rayon noyau
Ep_{cs}	: épaisseur culasse statorique
L_c	: largeur coude (griffe)
L_{ds}	: largeur dent statorique
L_s	: longueur stator
Ouv_{es}	: ouverture d'encoche statorique
E_v	: force électromotrice à vide
V	: tension au borne de l'enroulement statorique
X	: réactance synchrone
L_d	: inductance directe
L_q	: inductance quadrature
$I_{a\ max}$: courant maximal dans la phase a
p	: nombre de paire de pôles
i_a, i_b, i_c	: courants dans les phases statoriques
l_a, l_b, l_c	: inductances des enroulements statoriques
m_{ab}, m_{ac}, m_{bc}	: inductances mutuelles statoriques
L	: inductance cyclique
θ	: position angulaire du rotor
η	: rendement

Introduction générale

Les travaux présentés dans ce mémoire s'inscrivent dans le cadre d'une convention CIFRE entre la société Valeo Systèmes Electriques (division alternateurs) et le Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble.

Aujourd'hui la pollution de l'air est devenue un problème important de l'hygiène du milieu, et affecte les pays développés aussi bien que les pays en voie de développement. Des quantités croissantes de gaz et de particules potentiellement nuisibles sont émises dans l'atmosphère et entraînent des dommages à la santé humaine et à l'environnement. Elles endommagent également à long terme, les ressources nécessaires au développement durable de la planète.

Par ailleurs, des études en France et dans le monde ont montré que la part prise par les transports dans les émissions totales de polluants atmosphériques progresse régulièrement depuis ces dernières années [ADE04] [dl04]. Certains États ont pris des initiatives pour promouvoir l'utilisation de véhicules propres ou à faible niveau d'émissions polluantes.

La réduction des émissions de CO_2 va nécessiter un effort important dans l'amélioration du rendement de tous les consommateurs d'énergie équipant les véhicules et tout particulièrement des auxiliaires comme la climatisation et l'alternateur.

L'amélioration du rendement de l'alternateur à griffes utilisé comme générateur d'électricité dans les véhicules terrestres « Objet de nos travaux », s'inscrit dans cet esprit.

Le présent mémoire comporte quatre chapitres :

Dans le premier chapitre, nous présenterons le contexte général dans lequel s'est déroulée cette étude. Il s'agira de présenter l'état de l'art de l'alternateur à griffes en donnant un descriptif détaillé de ces différents organes, et de poser la problématique de son mauvais rendement tout en analysant les effets néfastes de l'accroissement de la pollution atmosphérique

automobile sur l'environnement. Après avoir étudié avec attention la bibliographie au sujet de l'évaluation des pertes, nous présenterons un calcul préliminaire des différentes pertes engendrées dans cette machine.

Dans le deuxième chapitre, nous étudierons par le biais de la méthode des pertes séparées, la répartition des pertes dans l'alternateur à griffes lors de deux modes de fonctionnement : à pleine charge et à charges réduites, dans le but de déterminer les pertes prépondérantes et définir par la suite leurs principales causes.

Dans le troisième chapitre, plusieurs solutions seront proposées pour réduire les pertes fer et les pertes Joule statoriques. L'accent sera mis sur ces deux pertes afin de se plier à des contraintes liées au processus de fabrication. La majorité de ces solutions seront validées par des essais réalisés sur des prototypes.

Dans le dernier chapitre, nous avons mis en place une démarche d'optimisation basée sur la méthode des plans d'expérience. Les objectifs seront l'augmentation du débit et la réduction des ondulations de couple en vue d'une diminution du bruit acoustique.

Finalement, une conclusion générale sur ces travaux sera présentée et des perspectives seront abordées.

Chapitre 1

État de l'art de l'alternateur à griffes

1.1 Introduction

Ce chapitre a pour but de présenter le principe, la structure, le fonctionnement de la machine à griffes utilisée comme génératrice d'électricité dans les véhicules terrestres, et de décrire les différentes parties qui la constituent. Nous verrons que sa structure particulière nécessite pour son étude et sa modélisation une démarche spécifique.

Des problèmes liés à la pollution automobile seront mentionnés, qui justifient une réflexion sur les performances de l'alternateur à griffes. Nous citerons également des travaux publiés au sujet de l'évaluation des pertes dans l'alternateur, et plus particulièrement, les pertes fer et les pertes Joule statoriques.

Nous terminerons ce chapitre par un rappel des formules de base de calcul des pertes.

1.2 Principe de fonctionnement de l'alternateur à griffes

Il s'agit d'une machine particulière, fonctionnant suivant le même principe que les machines synchrones traditionnelles. Entraîné par le moteur à combustion interne du véhicule, l'alternateur a pour rôle, d'alimenter en courant continu tous les récepteurs reliés au réseau de bord, et plus particulièrement de charger la batterie. La figure 1.1 représente un schéma électrique de l'alternateur.

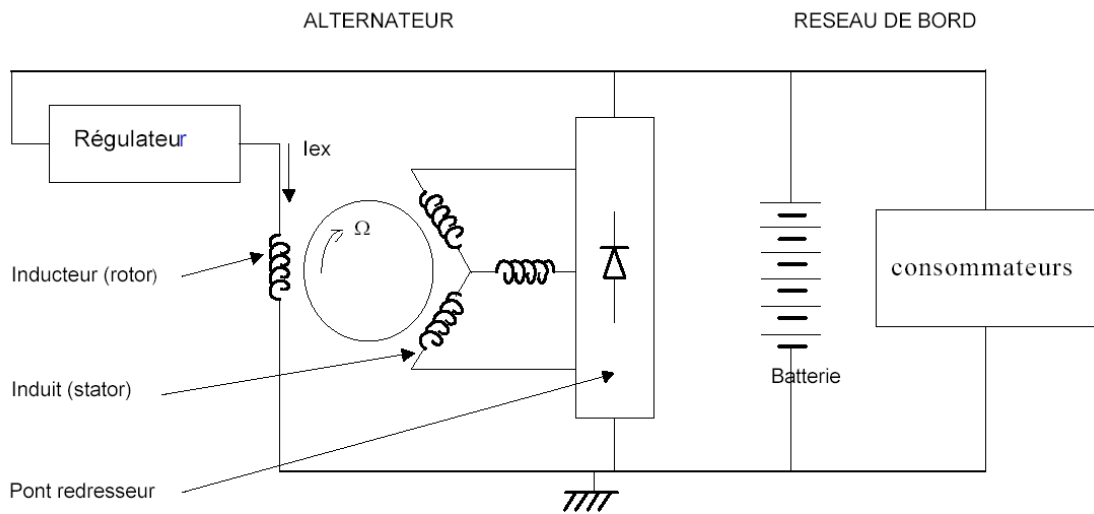


FIG. 1.1 – Schéma électrique de l'alternateur

L'alternateur est entraîné par le moteur thermique au moyen d'une transmission par courroie qui multiplie la vitesse de l'alternateur par un coefficient de l'ordre de 2.7 par rapport à la vitesse du moteur thermique, la figure 1.2 schématise l'alternateur dans son environnement. En fonction de la vitesse du roulage et de la charge du réseau de bord, le régulateur impose la tension nécessaire aux bornes du circuit d'excitation.



FIG. 1.2 – L'alternateur dans son environnement

1.2.1 Caractéristiques principales de l'alternateur à griffes

Dans ce qui suit, nous présenterons les caractéristiques à vide, en charge et en court-circuit d'un alternateur Valeo appartenant à la classe 15, que nous appellerons alternateur

« A ». Les caractéristiques géométriques et électriques de cet alternateur sont données en annexe [A]. Les alternateurs sont définis par classe en fonction du débit qu'ils fournissent à 6000 tours/mn : un alternateur appartenant à la classe **15** est un alternateur qui débite **150A** à 6000 tours/mn.

1.2.1.1 Caractéristique à vide

Pour avoir la caractéristique à vide de l'alternateur « A », nous avons démagnétisé au préalable le rotor, ensuite nous l'avons entraîné à vitesses constantes (1800 et 6000 tours/mn). En faisant varier le courant d'excitation de 0 à $I_f \text{ max}$ (6A), nous avons relevé la tension à vide entre deux bornes statoriques. Les caractéristiques obtenues sont celles de la figure 1.3.

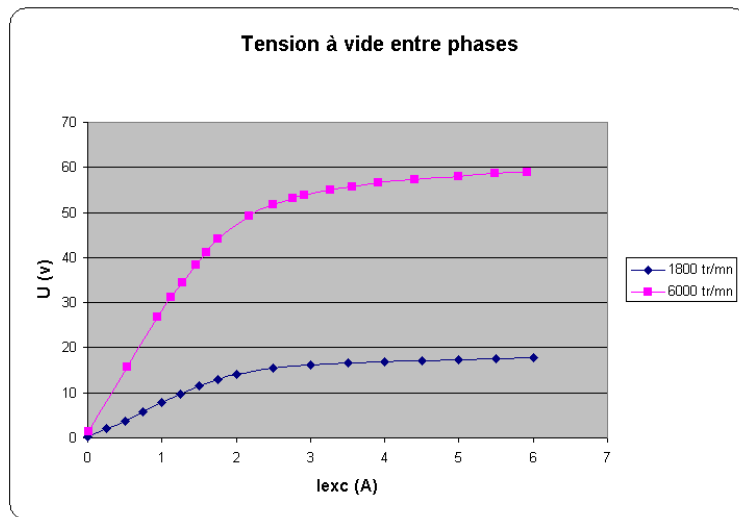


FIG. 1.3 – Caractéristique à vide

1.2.1.2 Caractéristique en court-circuit

Pour avoir la caractéristique en court-circuit de l'alternateur « A », il faut entraîner la machine à vitesse constante (1800 tours/mn), réaliser un court-circuit triphasé permanent, et faire évoluer l'excitation de 0 à $I_f \text{ max}$ (6A). La caractéristique obtenue est celle de la figure 1.4.

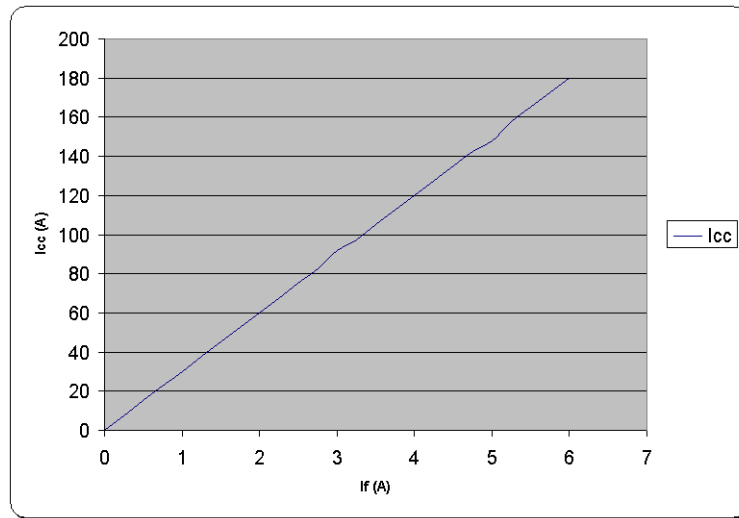


FIG. 1.4 – Caractéristique en court-circuit à 1800 tours/mn

Nous rappelons que cette caractéristique est indépendante de la vitesse. A vitesse élevée, l'alternateur se comporte comme une machine en court circuit, la réactance synchrone à 6000 tours/mn est de l'ordre de 0.47Ω .

1.2.1.3 Caractéristique en charge

La figure 1.5 représente les caractéristiques de débit et de rendement de l'alternateur « A » en fonction de la vitesse de rotation. Cet essai s'est déroulé selon la procédure Valeo qui oblige une stabilisation du débit en fonction de la température. Il faut compter 20 mn pour le premier point relevé, et 10 mn pour les autres points. L'alternateur amorce à 1350 tours/mn, il est à pleine charge (figure 1.5), et le courant d'excitation est de l'ordre de 4A. Le courant croît rapidement, et plus la vitesse augmente, plus la force électromotrice devient dominante par rapport à la tension de la batterie. A partir de 6000 tours/mn, le courant débité varie très peu en fonction de la vitesse ; l'alternateur est presque en court-circuit. Pour les constructeurs automobiles Français, on retient essentiellement deux points de fonctionnement, l'un à 1800 tours/mn et l'autre à 6000 tours/mn. Les ordres de grandeurs du débit après stabilisation thermique pour cet alternateur à ces vitesses, sont respectivement 90A et 150A.

Le rendement décroît avec la vitesse de 61% à 1800 tours/mn jusqu'à 29% à 18000 tours/mn. Nous pouvons tirer comme première constatation que le rendement de cette machine est faible.

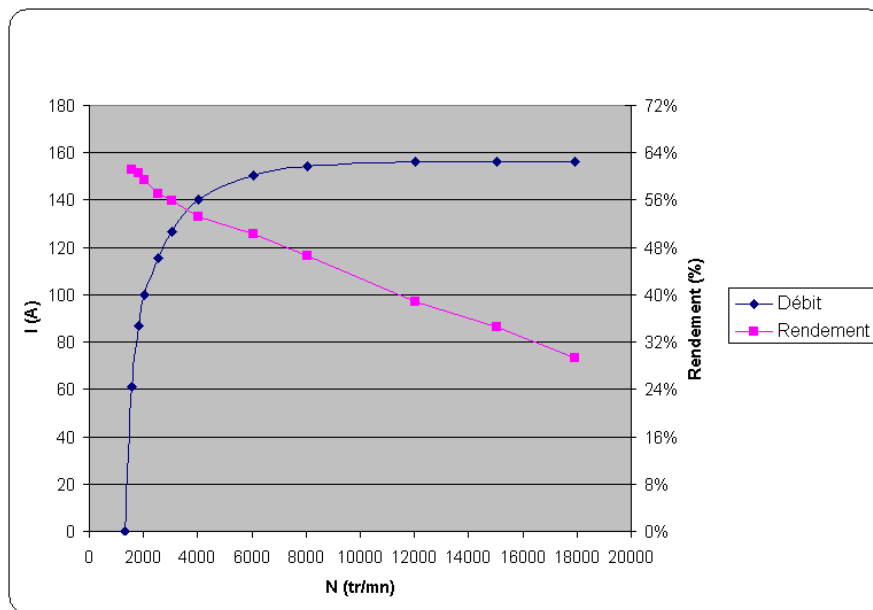


FIG. 1.5 – Courant débité et rendement de l'alternateur muni de son régulateur, en fonction de la vitesse

1.3 Structure de l'alternateur à griffes

L'alternateur à griffes est une machine synchrone triphasée à pôles saillants. Sa particularité provient de la structure du rotor, qui comporte une bobine excitatrice alimentée à travers deux bagues, et enserrée entre deux roues polaires munies de griffes axiales.

La plage de la vitesse de l'alternateur varie entre 0 et 21000 tours/mn, le rotor doit être alors suffisamment robuste pour faire face aux problèmes de tenue mécanique.

La facilité de la réalisation du rotor, conduit à une réduction importante du temps de fabrication et donc du prix de revient de la machine, c'est une des raisons pour lesquelles il est largement répandu dans l'automobile. Une vue éclatée de la machine est présentée à la figure 1.6.

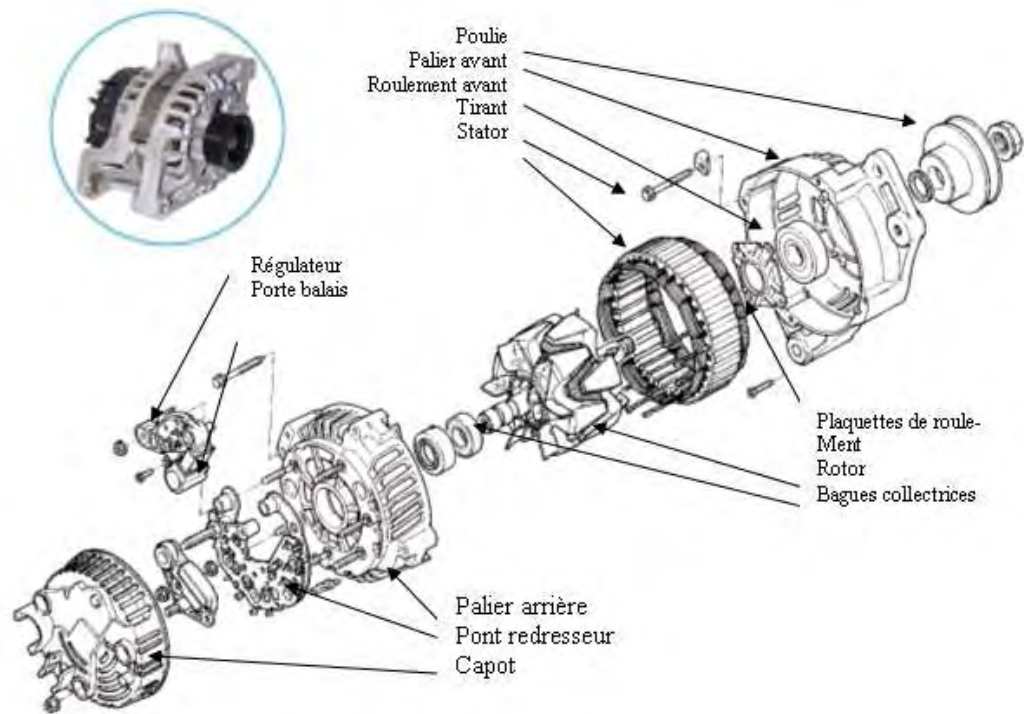


FIG. 1.6 – Vue éclatée d'un alternateur à griffes

L'alternateur doit être refroidi à cause des différentes pertes induites. Il existe deux modes de refroidissement : le refroidissement par air forcé, assuré par deux ventilateurs placés aux deux extrémités du rotor (figure 1.9), et le refroidissement par un liquide qui circule autour de la carcasse de la machine (figure 1.7). La majorité des alternateurs Valeo sont refroidis par air.



FIG. 1.7 – Alternateur refroidi par eau

Dans ce qui suit, nous présenterons les différentes parties de l'alternateur qui sont :

- Le rotor
- Le stator
- Le pont de diodes
- Le régulateur
- Les paliers

1.3.1 Le rotor

Le rotor constitue l'inducteur de la machine. Il comporte un noyau cylindrique axial muni d'une bobine excitatrice alimentée par l'intermédiaire de deux bagues, et deux roues polaires en forme de griffes, portant chacune des pôles qui s'intercalent les uns dans les autres de façon à constituer alternativement une succession de pôles Nord et Sud.

Le rotor est massif, le matériau utilisé est l'acier dont l'aimantation à saturation varie entre 2 et 2.2 Tesla. La caractéristique magnétique de l'acier utilisé est donnée à la figure 1.8.

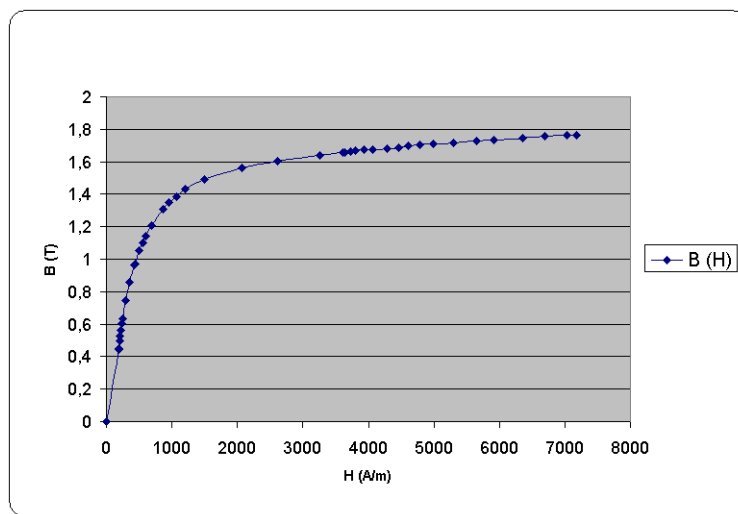


FIG. 1.8 – Caractéristique magnétique mesurée de l'acier rotor

Le nombre de spires de l'enroulement rotorique et sa résistance sont respectivement de l'ordre de 400 spires et 2 Ohms.

Le nombre de paires de pôles rotoriques varie entre 6 et 8 suivant les modèles.

Dans le cas des alternateurs refroidis par air, deux ventilateurs sont placés à l'avant et à l'arrière du rotor dont une vue éclatée est représentée à la figure 1.9.

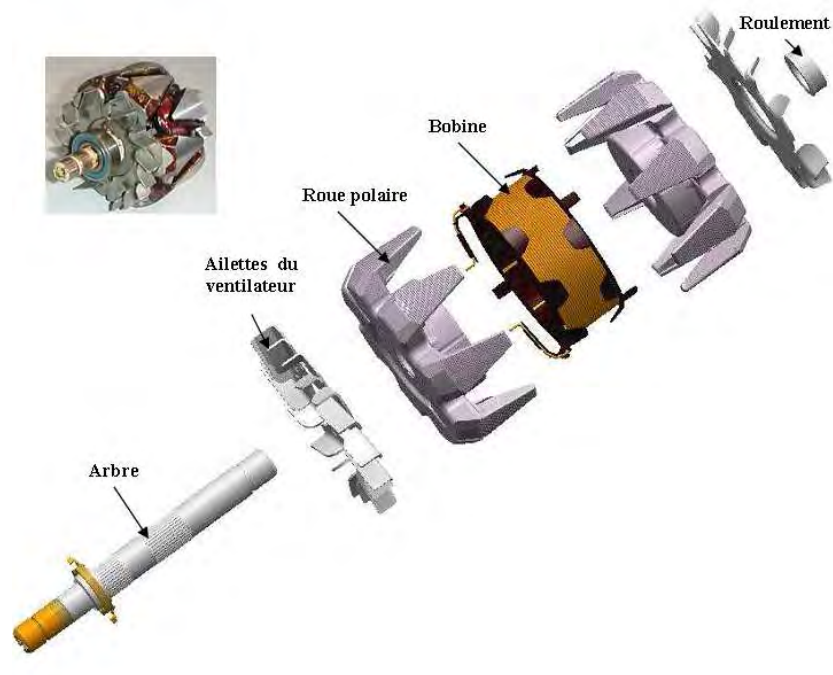


FIG. 1.9 – Le rotor de l’alternateur à griffes

1.3.2 Le stator

Le stator forme l’induit de la machine (figure 1.10) ; il est constitué d’un empilage de tôles encochées qui contient un enroulement triphasé. Le bobinage peut être simple, couplé en triangle ou en étoile avec une encoche par pôle et par phase ; ou double, avec deux encoches par pôle et par phase. Généralement le bobinage statorique est couplé en triangle pour des raisons de fabrication.

Dans le cas des alternateurs à une encoche par pôle et par phase, le nombre de dents statoriques est de 36, 42 ou 48 pour 6, 7 et 8 paires de pôles. Pour les alternateurs à deux encoches par pôle et par phase, nous retrouvons respectivement 72, 84 et 96 dents statoriques.

Le nombre de spires statoriques est de l’ordre d’une cinquantaine de spires par phase, et la résistance aux bornes de deux enroulements ne dépasse pas les quelques centaines de milliohms. Le coefficient de remplissage des encoches est de l’ordre de 40%.

Nous utilisons au stator des alliages Fer-Silicium dont la courbe de première aimantation est représentée à la figure 1.11. L’aimantation à saturation est de 2 Tesla.



1.10.a: Vue du stator complet



1.10.b: Coupe du stator

FIG. 1.10 – Le stator de l'alternateur à griffes

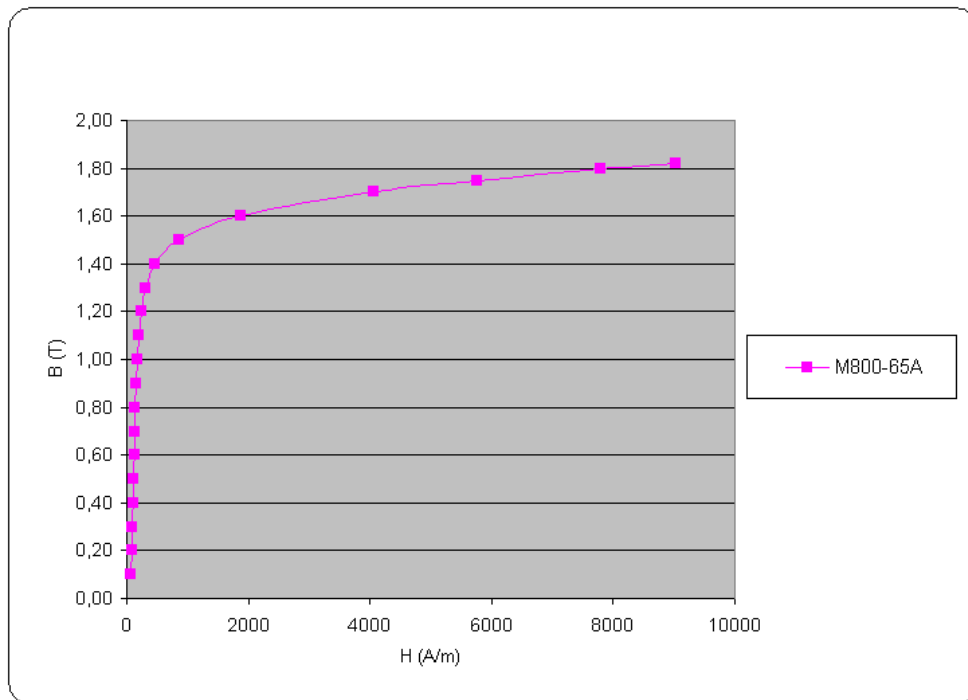


FIG. 1.11 – Caractéristique magnétique mesurée du Fer-Silicium

1.3.3 Le pont redresseur

L'enroulement statorique est relié à un pont de diodes qui redresse les courants statoriques pour charger la batterie et alimenter le réseau de bord du véhicule. La figure 1.12 représente un pont de diodes monté sur le palier arrière de l'alternateur.

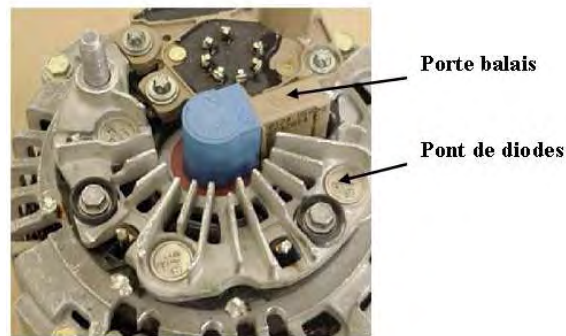


FIG. 1.12 – Le pont de diodes monté sur le palier arrière

A froid, la chute de tension aux bornes d'une diode est de l'ordre de 0.8V, elle représente 6% de la tension de batterie.

1.3.4 Le régulateur

Le régulateur est un régulateur de tension, son rôle est d'ajuster la tension imposée aux bornes de l'enroulement rotorique en fonction de la vitesse de rotation et de la charge aux bornes de l'alternateur. Il est placé dans un boîtier métallique qui sert aussi de porte balais (figure 1.13).

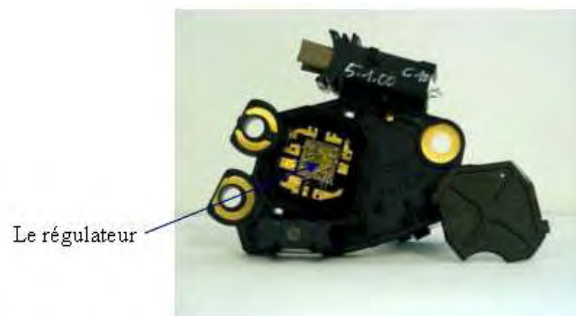


FIG. 1.13 – Le porte balais de l'alternateur à griffes

1.3.5 Les paliers

Nous désignons par paliers, les flasques et les paliers proprement dit munis de roulements à billes. Ils comportent des ouvertures entre lesquelles il y a des ailettes optimisées pour améliorer le refroidissement de la machine. Les paliers supportent l'arbre qui assure la liaison de l'alternateur avec le moteur thermique, ils sont représentés à la figure 1.14.



1.14.a: Palier avant



1.14.b: Palier arrière

FIG. 1.14 – Paliers avant et arrière de l'alternateur à griffes

1.4 Spécificité de l'alternateur à griffes

L'alternateur à griffes est une machine à géométrie complexe compte tenu de la forme du rotor où toutes les lignes du champ magnétique ne se trouvent pas dans le plan des tôles statoriques, contrairement aux machines traditionnelles. Comme le montre la figure 1.15, le flux dans la culasse n'est pas complètement tangentiel, à cause de la présence d'une composante axiale dont nous verrons plus loin l'importance. Compte tenu de la géométrie 3D de la machine et de la complexité des phénomènes physiques qui en résultent, une modélisation 3D s'impose pour analyser les phénomènes et dimensionner cette machine.

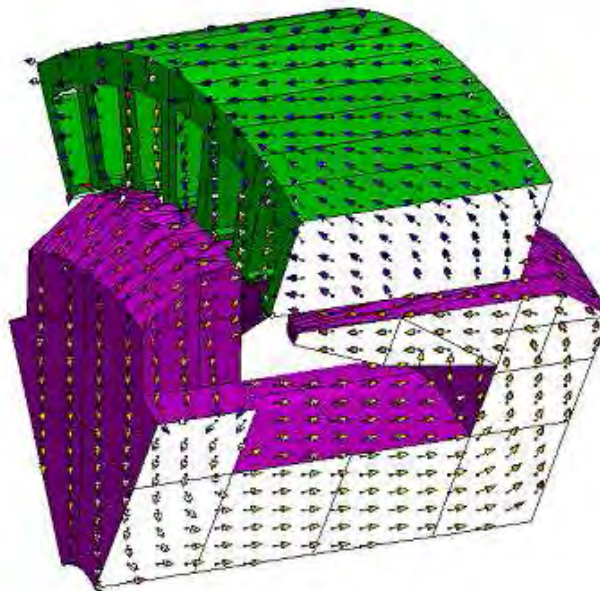


FIG. 1.15 – Trajet tridimensionnel du flux magnétique dans l'alternateur à griffes

1.5 Problématique

L'alternateur à griffes fait parti des machines synchrones qui ont le plus mauvais rendement. Depuis l'apparition des nouvelles normes contre la pollution, le rendement de ces machines est devenu une réelle préoccupation pour les constructeurs et les équipementiers automobiles.

1.5.1 Isorendements

La figure 1.16 représente les isorendements de l'alternateur « A », nous constatons qu'il a son meilleur rendement (64%) à 2500 tours/mn, lorsqu'il débite la moitié de son courant nominal, soit environ 70A .

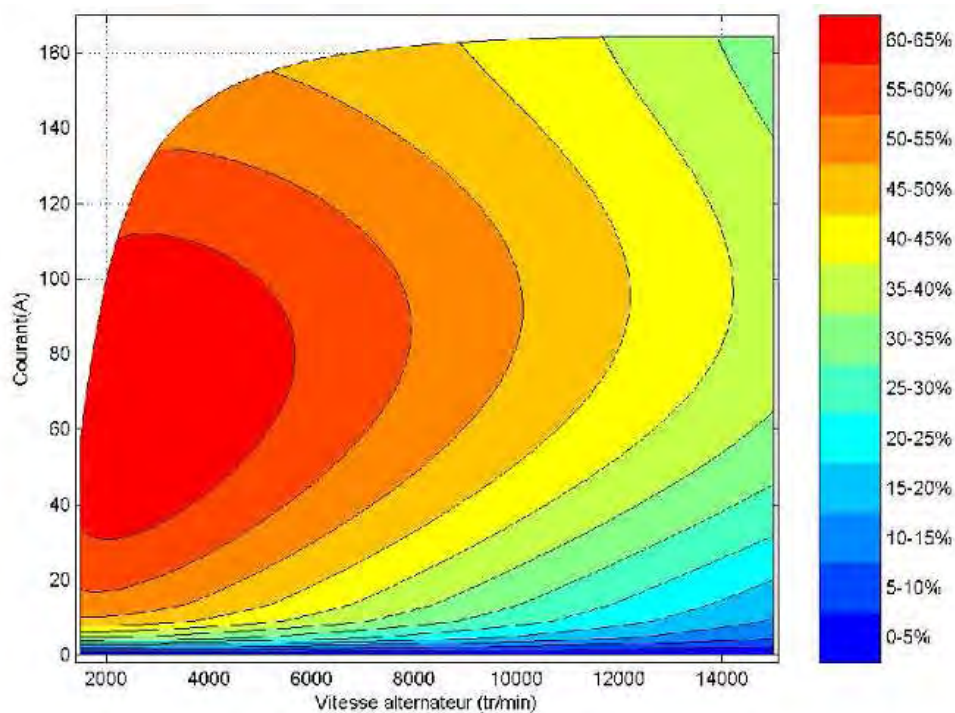


FIG. 1.16 – Isorendements de l'alternateur « A »

Augmenter le rendement de l'alternateur est un objectif très important pour réduire le niveau de la pollution atmosphérique. En effet, il faut savoir que 100 W de pertes électriques, soit une consommation supplémentaire d'environ 0,1 litre d'essence par 100 km, représentent environ deux points de rendement en fonctionnement pleine charge de la machine à 3000 tours/mn.

1.5.2 L'enjeu de l'air [ADE04]

La pollution atmosphérique constitue l'une des préoccupations majeures de ce début de siècle. Plusieurs grandes conférences internationales sur ce thème se sont tenues durant ces dix dernières années, nous citerons celle de Kyoto (Japon), à laquelle 160 pays ont participé. L'objectif était de réduire les gaz à effet de serre qui provoquent le réchauffement de la planète.

1.5.3 La pollution automobile

Les transports routiers représentent la quasi-totalité des rejets de substances chimiques polluantes (93%), très loin devant les autres secteurs (aérien, maritime et ferroviaire) comme le montre la figure 1.17.

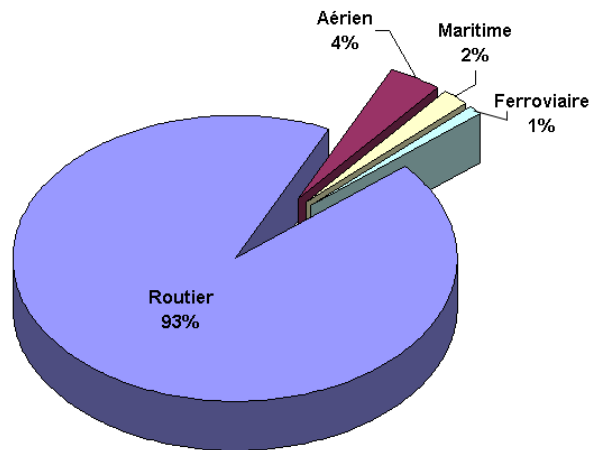


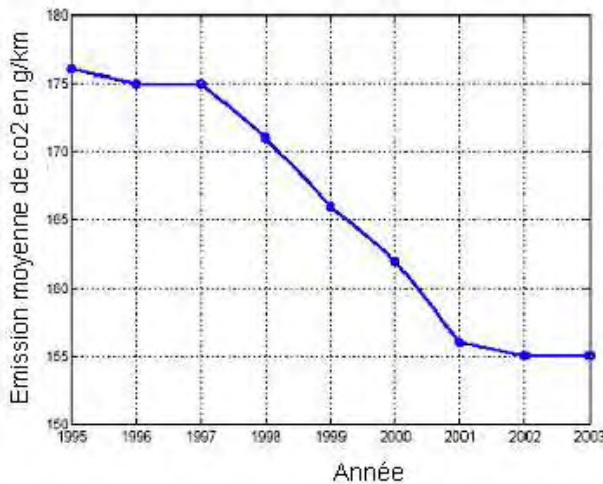
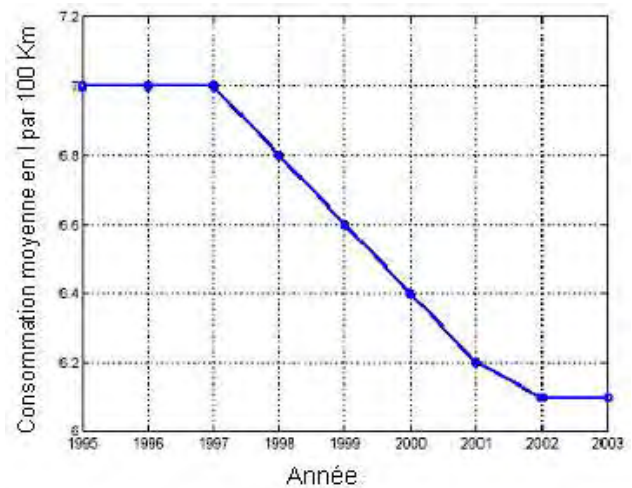
FIG. 1.17 – Contributions des principales sources d'émission des gaz à effet de serre dans les transports en 2002 [ADE04]

Les effets de l'utilisation des véhicules peuvent se chiffrer en terme d'émission de substances polluantes. On pense évidemment au CO_2 , dont le seul moyen de réduire les émissions consisterait à réduire la consommation de carburant utilisé. Actuellement, le niveau de CO_2 augmenterait de 0.5% par an.

En France, bien que des émissions polluantes régressent dans les différents secteurs d'activité, la part de la pollution liée aux transports est en hausse constante. La situation est particulièrement préoccupante en zone urbaine, où les transports motorisés représentent la deuxième source d'émissions d'oxyde d'azote (NO_x) et de particules. Ils sont également à l'origine d'une part prépondérante des émissions de monoxyde de carbone (CO) et d'hydrocarbures imbrûlés (HC).

1.5.4 Les progrès

Grâce à une pression accrue des pouvoirs publics, des progrès notables concernant la réduction des émissions polluantes d'une part et de la consommation d'autre part ont été faits par les constructeurs automobiles en France et en Europe (figure 1.18).

1.18.a: Emission moyenne de CO_2 en g/Km

1.18.b: Consommation moyenne en litre au 100 Km

FIG. 1.18 – Emission de CO_2 et consommation moyenne de l'ensemble des véhicules du parc automobile Français sur cycle MVEG [Cat04]

L'évolution de la réglementation, ainsi que les progrès réalisés par les constructeurs automobiles, les équipementiers et les pétroliers, ont permis de minimiser certaines nuisances. Nous citerons ici des mesures comme le contrôle technique obligatoire pour les véhicules de plus de 4 ans et devant être renouvelé ensuite tous les 2 ans. En cas de défaillance, certaines fonctions majeures directement liées à la sécurité sont soumises à une obligation de réparation. Depuis le 1er octobre 1995, les gaz d'échappement sont systématiquement analysés. Si les valeurs observées ne sont pas conformes aux normes définies par la loi, un réglage de la carburation ou de l'injection est exigé.

Pour accompagner cette évolution, un arsenal juridique à la fois incitatif, en créant des mesures fiscales attractives pour toute personne acquérant un véhicule peu polluant (véhicule hybrides ou électriques entre autres), et contraignant pour les utilisateurs en renforçant et en étoffant les contrôles techniques est progressivement mis en place. Pour avoir un impact planétaire significatif, des mesures seraient également envisagées en direction des pays en voie de développement dans l'optique de leur éviter de passer par un mode de développement qu'il faudrait abandonner (les véhicules à essence) pour en soutenir un qu'il faudrait promouvoir.

Ces avancées sont malgré tout actuellement insuffisantes parce qu'elles n'arrivent pas à compenser la hausse globale de rejets de substances polluantes liées à l'augmentation du parc automobile. C'est pourquoi, il est nécessaire d'améliorer le rendement des alternateurs, entre autres à griffes. Il s'agit alors de savoir si cette machine est susceptible d'améliorations ou bien s'il faut trouver des structures mieux adaptées à ces nouveaux objectifs.

Le but de nos travaux est entre autre d'analyser le fonctionnement de l'alternateur et de proposer des solutions innovantes qui permettent de réduire les pertes en améliorant ainsi son rendement. L'application pratique de ces solutions dans l'industrie dépend ensuite des contraintes de fabrication qui sont essentiellement le temps et le coût de la mise en place des différents dispositifs qui permettent le lancement en production du produit proposé.

Pour étudier le problème du rendement de l'alternateur à griffes, il faut analyser les différentes pertes, ceci passe par le choix de la bonne démarche à adopter en fonction des moyens disponibles (calcul, expérimentation...). Parmi les pertes les plus difficiles à maîtriser dans toute machine électrique, et spécialement dans la machine à griffes, il y a les pertes fer. C'est pourquoi nous nous sommes intéressés plus particulièrement à ces pertes en examinant avec attention la bibliographie sur ce sujet. Nous citerons également quelques travaux au sujet de la réduction des pertes Joule statoriques.

1.6 Etude bibliographique

Depuis de nombreuses années, le développement des méthodes de conception, de modélisation et d'optimisation des alternateurs à griffes a suscité plusieurs travaux qui touchent essentiellement trois domaines particuliers : l'augmentation du courant continu fourni à la batterie et au réseau de bord, la réduction des forces vibratoires et du bruit d'origine magnétique et la réduction des pertes totales en vue de l'amélioration du rendement. Ces dernières années un grand intérêt est accordé aux problèmes d'ondulation de courant et de tension de sortie pour faire face aux problèmes liés à la compatibilité électromagnétique, dus à l'accroissement du nombre de dispositifs électriques et électroniques dans le véhicule.

Nous pouvons distinguer trois approches dans la modélisation : la première est celle des modèles analytiques, elle est « rapide » mais peu « précise », car il est difficile de prendre en compte certains phénomènes complexes tel que le mouvement des parties mobiles. C'est pourquoi les gens du métier adoptent une deuxième démarche basée sur des simulations numériques. La méthode la plus utilisée est celle des éléments finis, qui est « précise » mais

« moins rapide ». Il faut savoir que les logiciels éléments finis à l'heure actuelle ne traitent pas certains phénomènes complexes tel que le calcul des courants de Foucault dans les structures 3D en mouvement ; mais des chercheurs travaillent sur ces points délicats pour apporter des améliorations. La limitation des deux méthodes citées auparavant nous mène à les compléter par la méthode expérimentale (prototype), son grand avantage réside dans le fait que les résultats obtenus sont fiables car le dispositif est testé dans son environnement réel et que tous les phénomènes sont pris en compte. Les inconvénients majeurs sont le temps et surtout le coût de réalisation des prototypes.

Bien évidemment, les trois méthodes sont complémentaires et l'homme de l'art saura quand et comment il faut opter pour une méthode ou pour une autre, et comment les combiner pour avoir des résultats fiables dans des délais raisonnables.

Plusieurs auteurs se sont intéressés à la compréhension du fonctionnement de l'alternateur à griffes et au calcul des courants induits dans les machines électriques en général. Parmi lesquels, nous citons :

Viviane Cristine SILVA [Sil94] qui, en 1992 a calculé dans un premier temps les courants de Foucault créés par les flux de fuites des têtes de bobines au voisinage du paquet de tôles statorique d'une machine synchrone. Elle a effectué ces calculs au moyen d'un logiciel éléments finis Flux 3D en régime magnétodynamique. Le feuilletage « fer-air » est remplacé par un matériau équivalent homogène, linéaire et anisotrope. Par la suite elle a introduit la notion de saturation des matériaux magnétiques en développant une formulation magnétodynamique non linéaire, car la saturation affecte directement la distribution des courants de Foucault.

Henneberger, a publié de nombreux articles au sujet de l'alternateur à griffes : En 1997 [Hen97], il a effectué une séparation des pertes en mesurant les pertes mécaniques, puis en calculant les pertes Joule rotoriques, les pertes Joule statoriques et les pertes Joule dans le pont de diodes. Par la suite, il a calculé les pertes fer statoriques dans l'alternateur à griffes en adoptant la méthode du potentiel scalaire magnétique et le potentiel vecteur électrique ($T_z - \phi$). Le plus difficile était le calcul des pertes fer rotoriques, c'est pourquoi il les a déduit à partir des résultats d'essais expérimentaux : les pertes fer rotoriques sont égales à la puissance mécanique fournie à l'alternateur à laquelle il faut retrancher la puissance utile et les pertes citées auparavant. Il avait trouvé que le rapport : pertes fer (rotor - stator) dans l'alternateur à griffes est de (2-1).

En 2002 [Hen02], Il a utilisé la formulation $(T_z - \phi)$ pour calculer les pertes par courants de Foucault dans le rotor à griffes en tenant compte du mouvement. Les surfaces des griffes sont maillées très finement (minimum 2 à 3 éléments dans le volume de pénétration des courants de Foucault), ce qui a conduit à des temps de calcul très élevés. L'utilisation de la valeur réelle de la conductivité magnétique surtout à des valeurs élevées de la vitesse de rotation de la machine n'était pas possible à cause des problèmes liés à une divergence numérique du calcul. C'est pourquoi, le calcul a été effectué avec des valeurs de conductivité réduite et la vitesse été limitée à 4500 tr/mn. Le calcul des pertes par courant de Foucault avec la valeur réelle de la conductivité a été déterminé par la suite par des fonctions d'interpolation.

En 2004 [Hen04], il a réussi à calculer les pertes par courants de Foucault dans le rotor de l'alternateur à griffes à vitesse constante et en tenant compte du mouvement en combinant la méthode des éléments d'arêtes, et celle des éléments finis 3D en utilisant le logiciel « Ansys ». Les résultats obtenus montraient que les courants de Foucault se concentrent dans la base de la griffe et que le calcul des pertes relatives à ces courants est très sensible à la finesse du maillage. Par le biais d'un calcul thermique il a pu déterminer la température du rotor à partir des résultats de calcul de pertes et valider cela par des résultats de mesure de température du rotor.

Pour réduire les pertes Joule dans le bobinage statorique des machines électriques, certains auteurs [Des03][Cro02] proposent des stators de machines asynchrones avec un bobinage particulier « bobinage sur dent », ou ce que l'on appelle : « bobinage concentré ». Ce type de bobinage présente l'avantage d'avoir des petites têtes de bobines, réduisant ainsi le volume du bobinage et la résistance équivalente par phase. La difficulté de cette solution réside dans la richesse en harmonique du champ magnétique dans l'entrefer, situation très mal adaptée à l'alternateur à griffes, d'autant plus que les cahiers des charges des constructeurs automobiles sont de plus en plus exigeants sur le problème des ondulations de courant et de couple. Il devient donc indispensable d'adapter la structure de la machine en augmentant le nombre de phases.

D'autres auteurs ont également apporté une contribution importante à la modélisation de l'alternateur à griffes, notamment en utilisant des réseaux de ré reluctances et des modèles analytiques [Hec95][Rak96][Alb04].

Après avoir présenté l'alternateur à griffes et posé la problématique de son faible rendement, nous allons présenter un calcul préliminaire des pertes qui apparaissent dans cette machine.

1.7 Etude préliminaire des pertes dans l'alternateur à griffes

Le faible niveau du rendement de l'alternateur à griffes nécessite une bonne évaluation des différentes pertes qui apparaissent dans la conversion de l'énergie mécanique en énergie électrique. Nous rappelons que l'alternateur transforme la puissance mécanique transmise à l'arbre du rotor en puissance électrique, et à l'aide d'un pont redresseur, en une source à courant continu. Le bilan énergétique est donné à la figure 1.19.

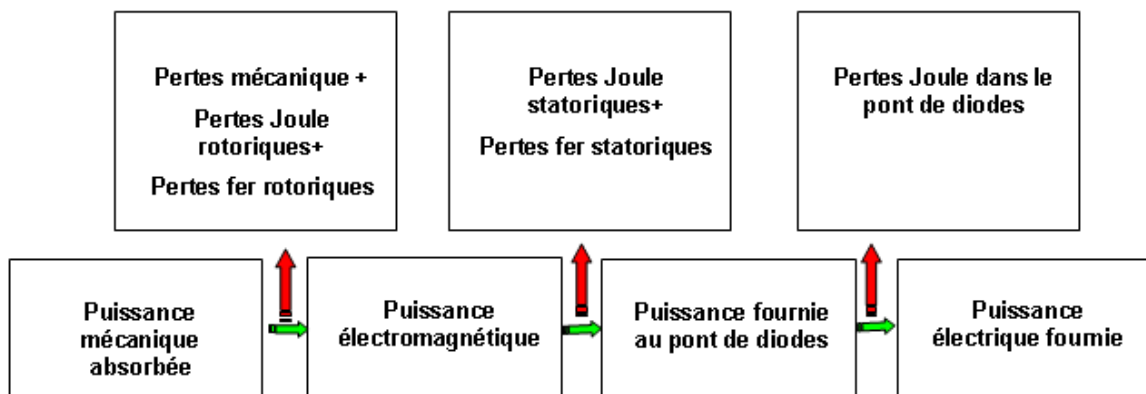


FIG. 1.19 – Bilan énergétique de l'alternateur à griffes

Nous pouvons classer les pertes en 3 catégories distinctes :

- Pertes mécaniques et aérodynamiques.
- Pertes par effet Joule.
- Pertes fer dans les parties magnétiques.

Nous allons examiner chacune de ces catégories de pertes.

1.7.1 Les pertes mécaniques et aérodynamiques

1.7.1.1 Les pertes mécaniques

Les pertes mécaniques sont dues aux roulements à billes et aux frottements entre les bagues et les balais. Les pertes dans les roulements dépendent des paramètres suivants :

- La charge appliquée.
- Le type de roulement (rigides à billes pour les alternateurs).
- La taille du roulement.
- La vitesse de rotation, jusqu'à 21000 tours/mn
- Les propriétés du lubrifiant.
- La quantité de lubrifiant.

– Le glissement des joints d'étanchéité.

Les pertes dans les roulements se calculent à partir de formules empiriques en fonction du couple de frottement et de la vitesse de rotation. Le tableau 1.1, donné par un fournisseur de roulements (SKF), nous permet d'avoir un ordre de grandeur de ces pertes en fonction de la vitesse de rotation et de la force radiale appliquée.

vitesse (tours/mn)	force radiale (N)		
	1000	2000	3000
1500	7	9	11
3000	15	18	23
6000	30	38	48
10000	53	67	84
18000	102	129	162

TAB. 1.1 – Pertes dans les roulements en Watts (SKF)

Pour ce qui est des pertes mécaniques dues aux frottements entre les bagues et les balais, elles sont très faibles par rapport aux autres pertes.

1.7.1.2 Les pertes aérodynamiques

Les pertes aérauliques sont dues aux déplacements dans l'air des parties mobiles : roues polaires et ventilateurs. Les pertes aérauliques créées par les deux roues polaires peuvent êtres estimées à partir des formulations empiriques en fonction des dimensions du rotor. Les pertes par ventilation p_v sont obtenues en multipliant la différence de pression Δ_{p_v} par le débit d'air produit q_v [Vas02].

$$p_v = \Delta_{p_v} \cdot q_v \quad (1.1)$$

Il n'est pas possible de dissocier par les mesures, les pertes mécaniques des pertes aérodynamiques. Ces pertes sont difficiles à mesurer surtout à faible vitesse, parce qu'elles nécessitent une instrumentation spéciale.

1.7.2 Les pertes Joule rotoriques

Les pertes Joule rotoriques se décomposent en trois parties :

1.7.2.1 Les pertes Joule dans la bobine excitatrice

Elles sont données par la formule suivante :

$$P_{J_{rb}} = R_r(T) \cdot I_f^2 \quad (1.2)$$

$R_r(T)$ étant la résistance de la bobine rotorique en fonction de la température du cuivre, et I_f étant le courant d'excitation rotorique. La résistance à froid du rotor de la gamme de l'alternateur auquel nous nous sommes intéressés est de 2 Ohms, et le courant d'excitation est de l'ordre de 4A lorsque l'alternateur fonctionne à pleine charge.

1.7.2.2 Les pertes Joule dans les bagues et les balais

Les balais utilisés sont des balais électrographites, ils comportent 30% de cuivre, 68% de graphite et 2% d'oxydes métalliques. La température d'oxydation est de l'ordre de 520° et la densité de courant maximale est de 30 A/cm².

Les pertes Joule dans les bagues et les balais dépendent de la chute de tension entre les bagues et les balais.

$$P_{J_{rbb}} = 2 \cdot U_{bb} \cdot I_f \quad (1.3)$$

U_{bb} étant la chute de tension entre les bagues et les balais.

1.7.2.3 Les pertes Joule dans le régulateur

Ces pertes sont de l'ordre de quelques watts seulement, elles sont données par l'équation 1.4.

$$P_{J_{reg}} = R_{reg}(T) \cdot I_f^2 \quad (1.4)$$

$R_{reg}(T)$ représente la résistance des transistors du régulateur en fonction de la température.

1.7.3 Les pertes Joule statoriques

Les pertes Joule statoriques dépendent de la valeur de la résistance de l'enroulement en fonction de la température du cuivre, de la valeur et de la forme du courant qui le parcourt. Quelque soit le couplage, étoile ou triangle, ces pertes sont données par l'équation 1.5.

$$P_{J_s} = \frac{3}{2} \cdot R_s(T) \cdot I_{s_{eff}}^2 \quad (1.5)$$

Pour un couplage triangle :

$$R_s = \frac{2}{3} \cdot (\rho_{cu} \frac{L_{sm} \cdot N_s}{S_{Cu}}) \quad (1.6)$$

avec :

$$R_s(T) = R_s \cdot (1 + \lambda \cdot (T_{cu} - T_{amb})) \quad (1.7)$$

- $R_s(T)$ est la résistance apparente mesurée entre deux bornes en fonction de la température du cuivre.
- I_{seff} est la valeur efficace du courant de ligne.
- ρ_{cu} est la résistivité du cuivre.
- λ est le coefficient de Kelvin.
- L_{sm} est la longueur moyenne de la spire.
- N_s est le nombre de spires statoriques.
- S_{cu} est la section du fil de cuivre statorique.
- T_{cu} est la température moyenne du cuivre.
- T_{amb} est la température ambiante.

1.7.4 Les pertes Joule dans le pont de diodes

Les pertes dans le pont redresseur sont dues à la chute de tension aux bornes des diodes. Elle est donnée par l'équation 1.8.

$$V_d = V_{seuil} + r_d I_d \quad (1.8)$$

Dans laquelle :

r_d représente la résistance de la diode en mode passant, et V_{seuil} représente la tension de seuil de la diode.

Dans le calcul de ces pertes, nous avons adopté comme hypothèse que le courant dans l'enroulement statorique est sinusoïdal et que le courant dans la diode est une demi sinusoïde.

$$P_{Jd} = \frac{1}{T} \int_0^T (V_{seuil} + r_d I_d(t)) I_d(t) dt \quad (1.9)$$

La puissance dissipée par une diode sur une demi période est alors :

$$P_{Jd} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi (V_{seuil} + r_d I_d(t)) I_d(t) d(\omega t) \quad (1.10)$$

avec :

$$I_d(t) = \sqrt{2} I_{deff} \sin(\omega t) \quad (1.11)$$

$I_{d_{eff}}$ est la valeur efficace du courant dans la diode.

Les pertes Joule totales dans le pont de diodes sont données par l'équation 1.12.

$$P_{Jd} = n_d I_{d_{eff}} \left(\frac{V_{seuil} \sqrt{2}}{\pi} + \frac{r_d I_{d_{eff}}}{2} \right) \quad (1.12)$$

n_d étant le nombre de diodes.

La caractéristique de la diode (figure 1.20), montre que la tension de seuil est inversement proportionnelle à la température, de ce fait, ces pertes seront prépondérantes quand l'alternateur débite un faible courant.

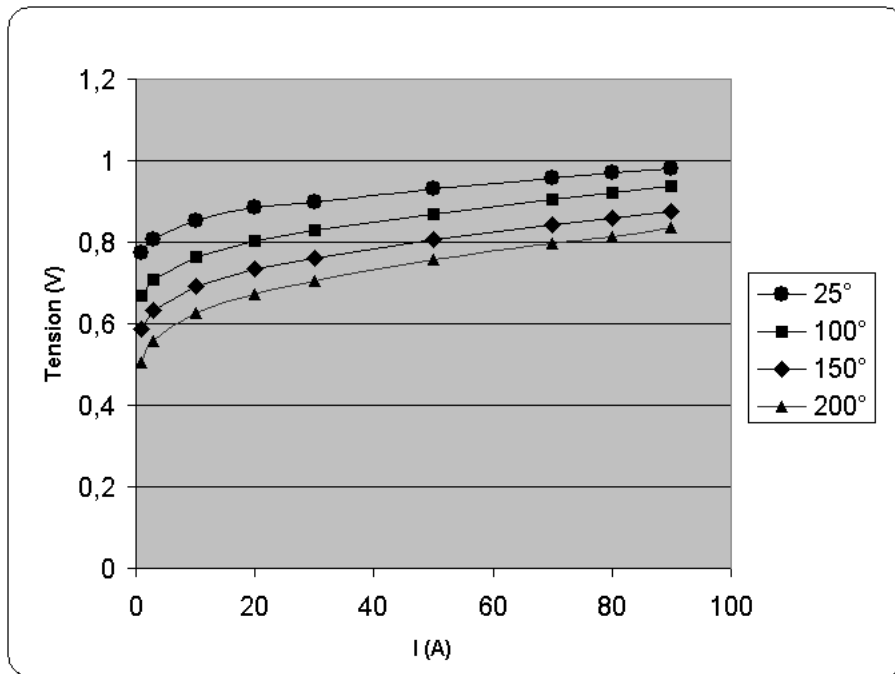


FIG. 1.20 – Tension de seuil de la diode en fonction du courant, à plusieurs températures

1.7.5 Les pertes fer

Les pertes fer sont très difficiles à calculer de manière précise dans l'alternateur à griffes, elle se décomposent en trois parties : les pertes par hystérésis, les pertes par courants de Foucault et les pertes par excès.

- Les pertes par hystérésis : lors de la décroissance du champ magnétique extérieur appliqué au matériau, on s'aperçoit que la courbe de première aimantation n'est pas réversible. Cette irréversibilité du déplacement des parois crée ce que l'on appelle un

« cycle d'hystérésis ». Les tôles ferromagnétiques sont soumises à un champ d'excitation alternatif, la variation de l'induction à l'intérieur du matériau n'est pas réversible et est à l'origine du phénomène d'hystérésis, l'énergie dissipée dans le matériau est proportionnelle à l'aire totale du cycle [Bar55]. Lorsque la fréquence augmente, la mesure montre que la largeur du cycle (champ coercitif) croît également. En plus lorsque l'amplitude du champ d'induction subit des fluctuations locales, le point de fonctionnement parcourt des cycles mineurs, qui ont pour effet d'augmenter les pertes par hystérésis d'une valeur proportionnelle à leur surface.

- Les pertes par courants de Foucault : ils résultent de la variation temporelle du flux qui crée des forces électromotrices donnant naissance à des courants induits dans le matériau.
- Les pertes par excès : les écarts entre les calculs et les mesures des pertes par hystérésis et des pertes par courants de Foucault sont appelées « pertes par excès » ou « pertes anormales ». Pour la plupart des auteurs, ces pertes sont des pertes dynamiques, c'est à dire des pertes par courants de Foucault qu'on ne sait pas identifier.

Classiquement, les modèle de pertes fer utilisés sont basés sur le principe des pertes séparées : pertes par hystérésis, proportionnelles à la fréquence de fonctionnement, et les pertes dynamiques résultant essentiellement de la circulation des courants induits dans le matériau.

En 1988, Bertotti a utilisé des outils statistiques pour formuler de manière précise les différentes pertes. Le modèle utilisé donne de très bon résultats pour une excitation en champs sinusoïdaux [Ber88]. Ce modèle donne pour l'expression des pertes spécifiques (massiques) :

$$P_{fer} = P_h + P_{cf} + \text{pertes par excès} = K_h f B_M^\alpha + K_{cf} (f B_M)^2 + c (f B_M)^{3/2} \quad (1.13)$$

K_h , c et α sont des coefficients propres au matériau, déterminés grâce aux données constructeurs.

$$K_{cf} = \frac{\pi d^2}{6\rho m_v} \quad (1.14)$$

d , ρ et m_v : épaisseur, résistivité et masse volumique d'une tôle, f représente la fréquence du champ sinusoïdal et B_M sa valeur crête.

La prise en compte des pertes par excès permet de corriger la valeur donnée aux pertes dynamiques, attribuées jusque là aux seules pertes par courants de Foucault.

La majorité des modèles basés sur la répartition des pertes à ce jour reposent sur le modèle de Bertotti.

Le modèle précédent a comme seul défaut de considérer l'induction magnétique sinusoïdale. Or, nous verrons dans le chapitre suivant que l'induction dans le circuit magnétique de l'alternateur n'est pas sinusoïdale.

Pour prendre en compte la forme de l'induction, certaines méthodes consistent à la décomposer en série de Fourier et à traiter chaque harmonique par la méthode de Bertotti [Sch87]. D'autres tentent d'exprimer les pertes par courants de Foucault sans faire d'hypothèse sur la forme du champ [Sle90] (pertes volumiques) :

$$P_{cf} = \frac{d^2}{12\rho} \frac{1}{T} \int_0^T \left(\frac{dB}{dt}\right)^2 dt \quad (1.15)$$

En résumé, le modèle de Bertotti amélioré peut se formuler (pertes volumique) :

$$P_{fer} = \underbrace{K_h f B_M^\alpha}_{\text{Pertes par hystérésis}} + \underbrace{\frac{d^2}{12\rho} \frac{1}{T} \int_0^T \left(\frac{dB}{dt}\right)^2 dt}_{\text{Pertes par courants de Foucault}} + \underbrace{K_{exc} \frac{1}{T} \int_0^T \left(\frac{dB}{dt}\right)^{3/2} dt}_{\text{Pertes par excès}} \quad (1.16)$$

Si l'induction est sinusoïdale, l'expression devient :

$$P_{fer} = K_h f B_M^\alpha + \frac{\pi d^2}{6\rho} (f B_M)^2 + K_{exc} (f B_M)^{3/2} \quad (1.17)$$

Et on retrouve ainsi la formulation classique de Bertotti.

1.8 Conclusion

Dans ce premier chapitre, nous avons présenté l'alternateur à griffes utilisé comme génératrice d'électricité dans les véhicules. Tout d'abord, nous avons présenté les caractéristiques à vide, en court circuit et en charge d'un alternateur appartenant à la classe 15, suivi par une présentation des différents organes de l'alternateur. Après avoir posé la problématique du mauvais rendement de cette machine, de la pollution mondiale en général et de la pollution automobile en particulier, nous avons cité quelques travaux publiés au sujet de l'estimation des pertes fer et des pertes Joule statoriques. Nous avons conclu ce chapitre en présentant un calcul préliminaire des différentes pertes qui sont la cause du mauvais rendement de cette

machine. Dans ce qui suit, nous allons aborder le problème des pertes avec plus de détails, en analysant leurs répartitions selon les différents modes de fonctionnement, et en déterminant leurs principales causes.

Chapitre 2

Etude des pertes dans l'alternateur à griffes

2.1 Introduction

Dans le premier chapitre nous avons présenté l'alternateur à griffes, expliqué son principe de fonctionnement et donné une première approximation des différentes pertes qui peuvent détériorer son rendement.

Dans ce chapitre, nous proposons une démarche qui consiste à utiliser des grandeurs mesurées lors des essais expérimentaux pour construire un modèle de séparation des pertes.

En l'état actuel, nous ne disposons pas d'un moyen de simulation « éléments finis » qui nous permet de calculer les pertes fer dans l'alternateur à griffes en tenant compte du mouvement, de la non linéarité des matériaux magnétiques et de la forme complexe des griffes. C'est pourquoi, nous avons eu recours à une démarche expérimentale ; elle a pour but de donner un bon ordre de grandeur des pertes dans l'alternateur pour différents régimes de fonctionnement, sans avoir la prétention de les estimer avec exactitude. Ceci, nous permet de savoir sur quelles pertes il faut agir pour améliorer le rendement de l'alternateur en général, et pour un point de fonctionnement en particulier. Pour cela, nous allons utiliser la méthode des pertes séparées lors de deux modes de fonctionnements qui sont le fonctionnement à pleine charge et le fonctionnement à charges partielles.

Après avoir analysé les répartitions des pertes, nous allons définir leurs principales causes. Ceci passe par un processus de modélisation avec le logiciel Flux3D, qui sera combiné à des résultats d'essais expérimentaux.

2.2 Application de la méthode des pertes séparées lors du fonctionnement pleine charge de l'alternateur

2.2.1 Introduction

Notre méthodologie des pertes séparées est basée sur le principe suivant : en utilisant des grandeurs mesurées tels que les courants et les tensions, nous construisons un modèle de calcul des pertes.

Lors des essais, on fait varier la vitesse de 0 à 15000 tours/mn. L'alternateur débite dans une charge régulée, et le courant d'excitation est de 4 A.

Nous avons réalisé ces essais sur l'alternateur « A » dont les caractéristiques magnétiques et électriques sont données en annexe [A]. La puissance maximale fournie par cet alternateur est de 1.2 kW à basse vitesse (1800 tours/mn), et de 2 kW à vitesse élevée (6000 tours/mn).

Le modèle des pertes séparées est basé en partie sur des grandeurs mesurées, ceci implique des sources d'erreurs dues aux moyens de mesures utilisés, à cela viennent s'ajouter des erreurs commises au moment des mesures. Pour plus de détails, on se reportera à l'annexe [B] pour le calcul des incertitudes de mesures.

2.2.2 Description du banc d'essai

Le banc d'essai utilisé est implanté au sein du laboratoire électrique et thermique de la division « Systèmes Electriques » de Valeo à Etaples-sur-mer. C'est un banc à entraînement direct : sans courroie. Il comprend une machine asynchrone de 7 kW qui sert de moteur d'entraînement, couplée à un couplemètre de 5 Nm, ainsi qu'une enceinte thermique pour réguler la température. La charge utilisée est une charge électronique (figure 2.1).

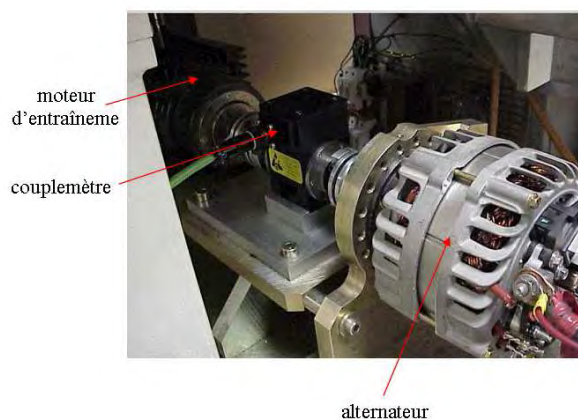


FIG. 2.1 – Alternateur sur son banc d'essai avec son couplemètre

2.2.3 Estimation des pertes

2.2.3.1 Mesure des pertes mécaniques et aérauliques

En faisant varier la vitesse de rotation de l'alternateur de 0 à 15000 tours/mn à vide, le rotor étant préalablement démagnétisé, on mesure le couple sur l'arbre. Les phases statoriques sont découplées pour éviter d'avoir un courant de circulation étant donné que le couplage du bobinage statorique est en triangle. Dans l'estimation de ces pertes, il n'était pas possible de séparer les pertes mécaniques dues aux roulements des pertes aérauliques. L'ensemble de ces pertes est donné par l'équation 2.1.

$$P_v = C_v \cdot \Omega \quad (2.1)$$

C_v est le couple à vide et Ω est la vitesse angulaire.

La figure 2.2 montre l'évolution des pertes mécaniques et aérauliques en fonction de la vitesse. A faible vitesse, les pertes mécaniques sont faibles, quand la vitesse augmente, les pertes aérauliques deviennent très importantes.

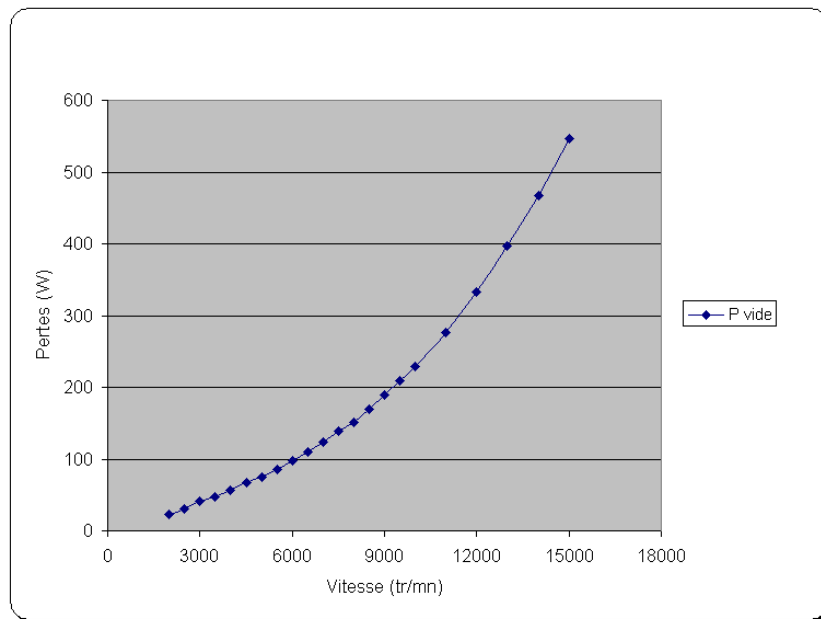


FIG. 2.2 – Les pertes mécaniques et aérauliques

Dans le but de quantifier les pertes aérauliques créées par les deux ventilateurs, nous avons réalisé quatre essais de mesure des pertes mécaniques et aérauliques en testant quatre configurations différentes du rotor. A chaque fois on mesure le couple à vide en fonction de la vitesse de rotation qu'on fait varier de 0 à 15000 tours/mn.

Dans le premier essai, nous avons utilisé un rotor sans ventilateurs, les pertes aérauliques sont créées par les deux roues polaires. Dans le deuxième essai, nous avons gardé seulement le ventilateur avant sur le rotor. Dans le troisième essai, nous n'avons gardé que le ventilateur arrière et dans le dernier essai, nous avons placé les deux ventilateurs sur les deux roues polaires, avant et arrière.

Il est vrai que lors de ces essais, nous n'avons pas mesuré que les pertes aérauliques, mais aussi les pertes mécaniques dues aux roulements, ces pertes sont considérées constantes car les roulements utilisés ne changent pas d'un essai à un autre. Les résultats des essais sont présentés à la figure 2.3.

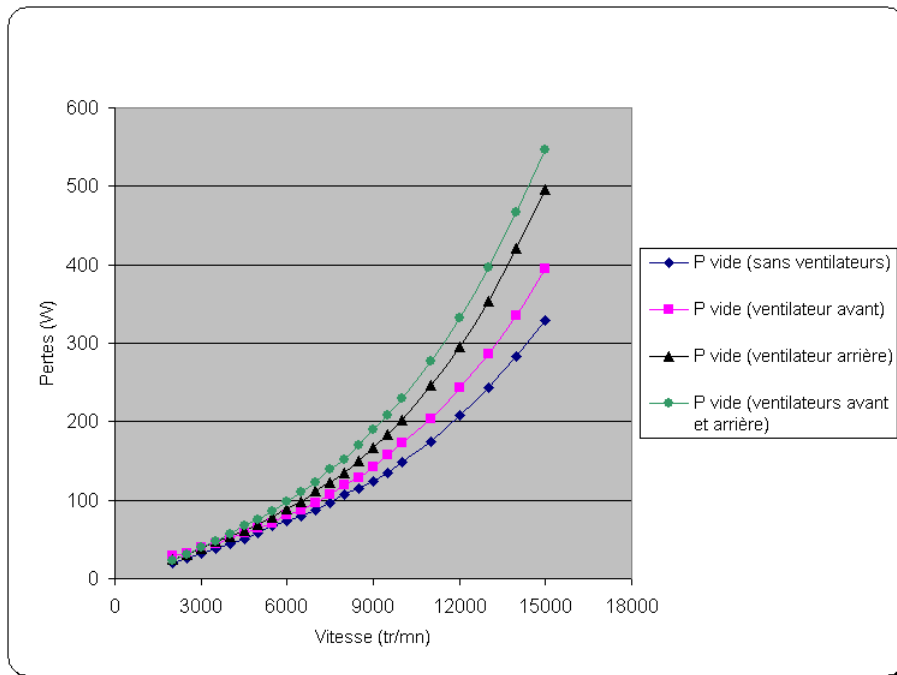


FIG. 2.3 – Pertes par ventilation, séparées

Les pertes aérauliques créées par les deux ventilateurs deviennent importantes à partir de 6000 tours/mn. Nous donnons comme exemple pour cet alternateur, 218 Watts créés par les ventilateurs à 15000 tours/mn, ceci représente 40% des pertes à vide totales (mécanique et aérauliques).

Dans ce qui suit, l'alternateur débite son courant maximal dans une charge, et le courant d'excitation est de l'ordre de 4A.

2.2.3.2 Mesure de la puissance absorbée

Il s'agit de la puissance mécanique fournie à l'alternateur par le moteur d'entraînement, c'est le produit du couple relevé sur l'arbre par la vitesse de rotation.

$$P_{abs} = C_{ch} \cdot \Omega \quad (2.2)$$

C_{ch} étant le couple en charge fourni par le moteur d'entraînement.

2.2.3.3 Mesure des pertes Joule rotoriques

En mesurant le courant d'excitation et la tension aux bornes des balais, on obtient les pertes Joule rotoriques totales (équation 2.3), soit les pertes dans la bobine d'excitation et les pertes dans les bagues et les balais.

$$P_{J_r} = I_{exc} \cdot U_b \quad (2.3)$$

U_b est la tension aux bornes des balais, elle est égale à la tension de batterie à laquelle on retranche la chute de tension due au câble de raccordement.

2.2.3.4 Mesure des pertes Joule statoriques

Pour mesurer les pertes Joule dans les enroulements statoriques, nous avons mesuré la résistance apparente entre deux bornes à la température moyenne du stator, et relevé la valeur efficace du courant de ligne. Les pertes Joule ainsi calculées, prennent en compte les pertes Joule supplémentaires créées par les harmoniques 5 et 7 du courant. Ces pertes sont données par l'équation 2.4.

$$P_{J_s} = \frac{3}{2} \cdot R_s(T) \cdot I_{s_{eff}}^2 \quad (2.4)$$

où $R_s(T)$ représente la résistance apparente mesurée entre deux bornes à la température du cuivre, et $I_{s_{eff}}$ la valeur efficace du courant de ligne.

2.2.3.5 Mesure des pertes Joule dans le pont de diodes

Dans le calcul des pertes dans le pont de diodes (Equation 2.5), nous avons négligé la résistance de la diode. En remplaçant le nombre de diodes par 6 dans l'équation 1.12, nous obtenons :

$$P_{J_d} = 6 \cdot I_{d_{eff}} \left(\frac{V_{seuil} \cdot \sqrt{2}}{\pi} \right) \quad (2.5)$$

2.2.3.6 Mesure de la puissance utile

Il s'agit de la puissance fournie par l'alternateur à travers le pont redresseur.

$$P_u = I_{alt} \cdot U_{bat} \quad (2.6)$$

I_{alt} étant le courant continu débité par l'alternateur en aval du pont de diodes, et U_{bat} étant la tension de la batterie.

2.2.3.7 Estimation des pertes fer

Les pertes fer totales, représentent ce qui reste comme puissance dans le bilan énergétique après avoir retranché la puissance utile et toutes les autres pertes. Elles sont données par l'équation 2.7.

$$P_{fer} = P_{abs} - P_u - P_v - P_{J_r} - P_{J_s} - P_{J_d} \quad (2.7)$$

2.2.4 Résultats des essais

Dans le tableau 2.1 sont données les valeurs des courants débités par l'alternateur étudié en fonction de la vitesse.

Vitesse (tr/mn)	1500	1800	2000	2500	3000	4000	6000	8000	12000	15000
Débit (A)	61	90	100	116	127	140	151	154	156	157

TAB. 2.1 – Débit à pleine charge

Les résultats des essais en fonctionnement pleine charge sont présentés à la figure 2.4.

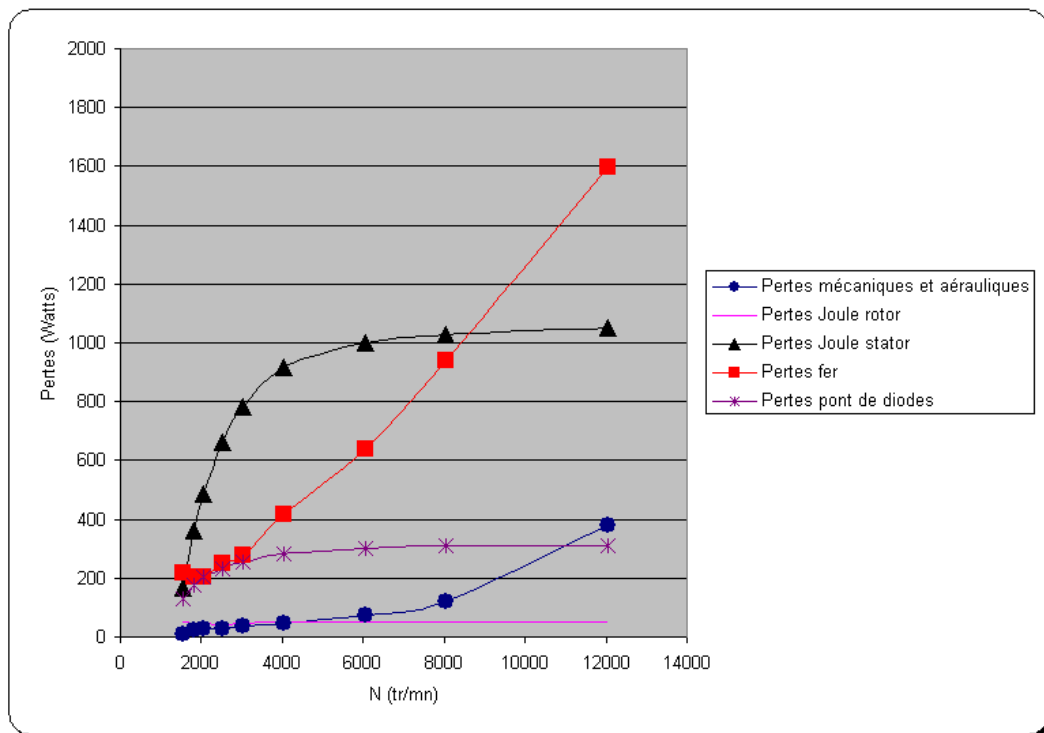


FIG. 2.4 – Séparation des pertes à pleine charge

Cette figure appelle les commentaires suivants :

- Les pertes Joule rotoriques sont faibles. Elles représentent 4% de la puissance absorbée à faible vitesse et seulement 1% de la puissance absorbée à vitesse élevée.

- Les pertes Joule statoriques augmentent de manière sensiblement linéaire avec la vitesse. Au delà de 6000 tours/mn, elles ne varient presque plus, car le courant débité par l'alternateur reste quasi-constant. Même constatation pour les pertes Joule dans le pont de diodes.
- Les pertes mécaniques sont faibles à basses vitesses. En revanche, les pertes aérauliques sont plus importantes à vitesses élevées.
- Les pertes fer augmentent avec la vitesse, et sont prépondérantes à grandes vitesses avec les pertes Joule statoriques.

2.2.5 Conclusion

Cette première application de la méthode des pertes séparées à pleine charge nous a permis de connaître leurs répartitions en fonction de la vitesse et de déterminer les pertes dominantes. A faibles vitesses, ce sont les pertes Joule stator et les pertes dans le pont de diodes qui sont prépondérantes. A vitesses élevées, ce sont les pertes Joule statoriques et les pertes fer.

Durant son cycle de vie, l'alternateur ne fournit toujours pas sa puissance nominale, il est donc important de connaître la répartition des pertes lorsqu'il fonctionne en charges partielles.

2.3 Application de la méthode des pertes séparées à charges partielles

2.3.1 Introduction

Afin de connaître la répartition des pertes à plusieurs régimes de fonctionnement, faible (20 A), moyenne (40 A) et forte charge (90 A), nous avons fixé le courant dans la charge en limitant la tension imposée au bornes de l'enroulement rotorique, et relevé les grandeurs nécessaires pour le calcul des pertes. La vitesse de rotation a été limitée à 8000 tours/mn. Les résultats sont présentés dans la section suivante.

La figure 2.5 montre l'évolution du courant et de la tension d'excitation rotoriques. Il diminue quand la vitesse augmente, le courant dans la charge est limité à 40 A.

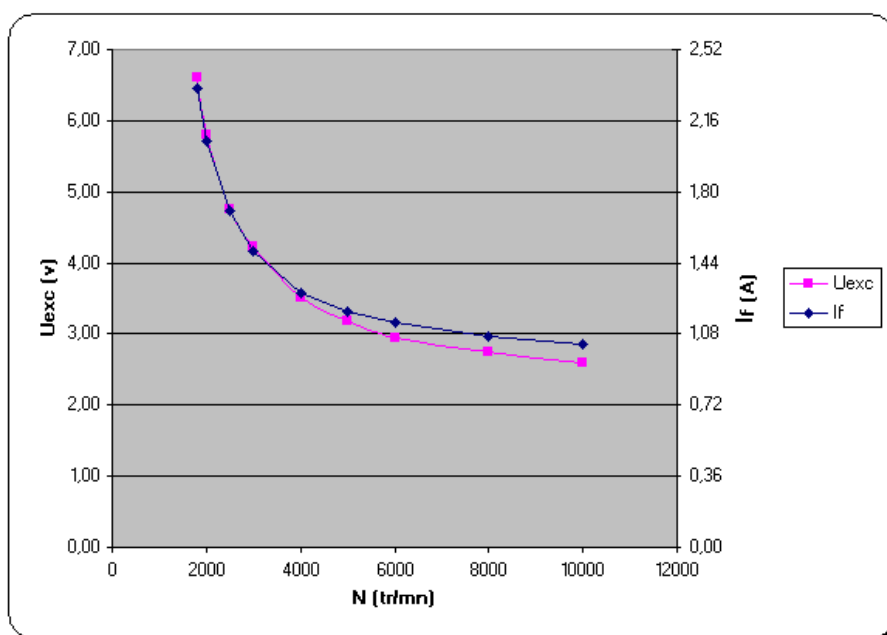


FIG. 2.5 – Evolution du courant et de la tension d'excitation en fonction de la vitesse à charge réduite (40 A)

2.3.2 Résultats des essais

2.3.2.1 Pertes séparées à faible charge

La figure 2.6, représente la répartition des pertes lorsque le courant fourni par l'alternateur est fixé à 20 A.

- A faibles vitesses, les pertes prépondérantes sont les pertes fer et les pertes dans le pont de diodes qui sont plus élevées que les pertes Joule statoriques, ceci est dû au fait que la chute de tension aux bornes de la diode est plus importante quand l'alternateur est à froid (figure 1.20).
- A grandes vitesses, les pertes prépondérantes sont les pertes aérauliques et les pertes fer.

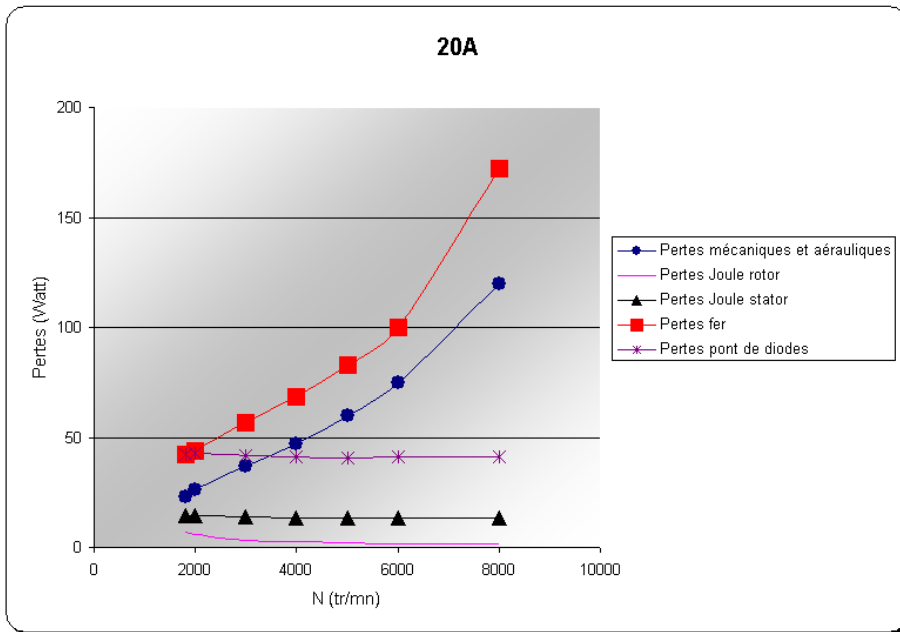


FIG. 2.6 – Séparation des pertes à 20 A

2.3.2.2 Pertes séparées à moyenne charge

Les résultats des essais à moyenne charge (40 A) sont représentés à la figure 2.7 qui montre qu'à faibles vitesses, les pertes Joule statoriques, les pertes dans le pont de diodes, ainsi que les pertes fer sont élevées. A grandes vitesses, viennent s'ajouter les pertes aérauliques.

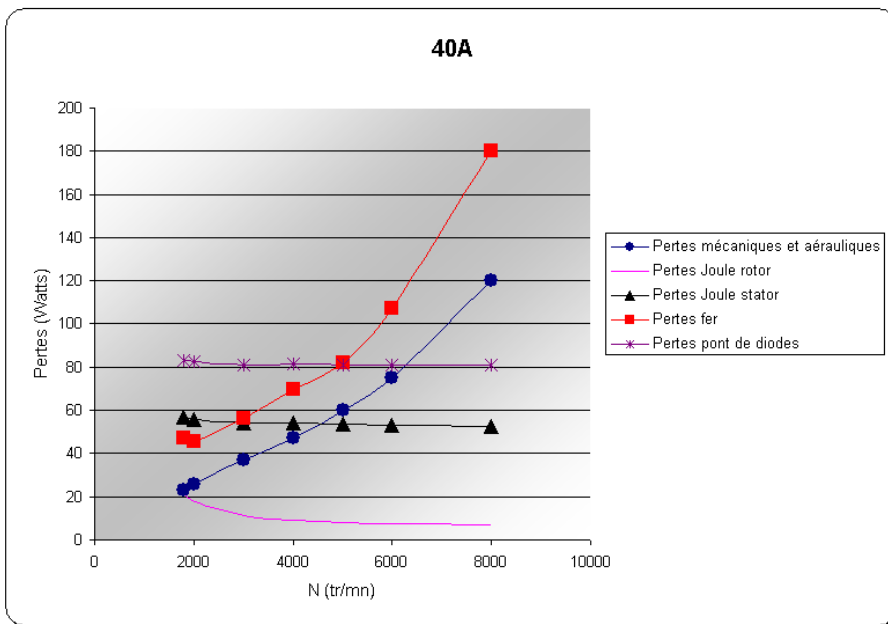


FIG. 2.7 – Séparation des pertes à 40 A

2.3.2.3 Pertes séparées à forte charge

A forte charge (90 A), les pertes Joule statoriques ainsi que les pertes Joule dans le pont de diodes prédominent fortement pour les régimes de fonctionnement balayant toute la plage de vitesse. A grande vitesse, viennent s'ajouter les pertes fer.

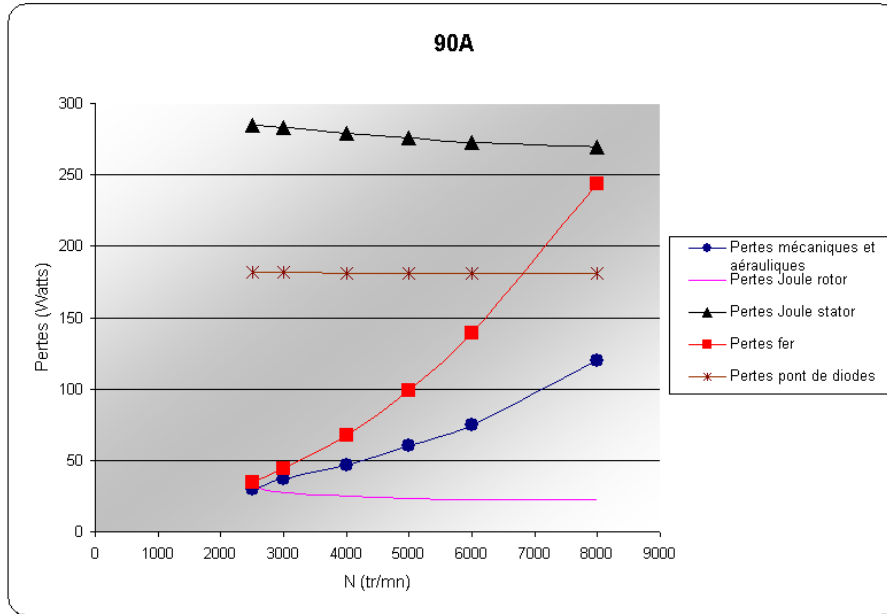


FIG. 2.8 – Séparation des pertes à 90 A

Les pertes Joule rotoriques restent très faibles par rapport aux autres pertes pendant tous les régimes de fonctionnement.

Cette séparation des pertes nous a permis d'avoir un bon ordre de grandeurs des différentes pertes de l'alternateur en fonction de deux paramètres importants, qui sont la vitesse de rotation et le courant débité.

2.3.2.4 Evolution des pertes fer en fonction de la charge et de la vitesse

Pour mieux illustrer la variation des pertes fer en fonction du courant débité et de la vitesse de rotation, nous avons représenté à la figure 2.9 leur évolution en fonction de ces deux paramètres.

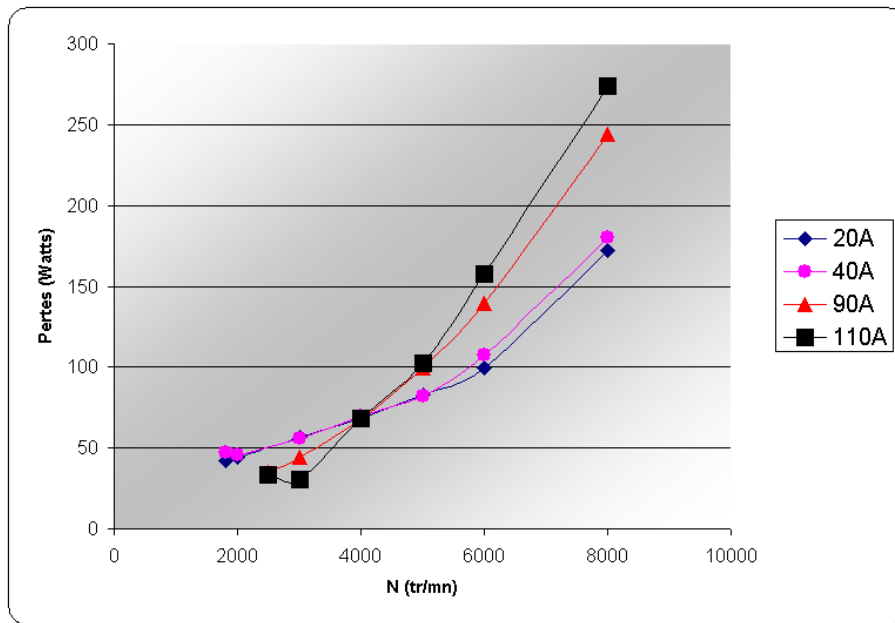


FIG. 2.9 – Pertes fer en fonction de la vitesse à plusieurs charges

La figure 2.9 montre la spécificité de cette machine dans laquelle à faibles vitesses, les pertes fer sont plus élevées à faibles charges qu'à fortes charges.

Dans notre démarche de réduction des pertes, nous avons considéré que nous n'avons pas de degré de liberté pour réduire les pertes dans le pont de diodes, à moins de les remplacer par d'autres composants qui ont une chute de tension plus faible, tels que les MOS, ceci reste un choix économique. Il en est de même pour la réduction des pertes aérauliques, que nous avons considérées comme une conséquence des autres pertes, dans le sens où si on améliore la thermique de l'alternateur en diminuant les pertes fer et les pertes Joule statoriques, nous pouvons diminuer la taille des ventilateurs, ce qui diminuera par la suite les pertes aérauliques à grandes vitesses.

2.3.3 Conclusion

Dans cette partie, nous avons appliqué la méthode des pertes séparées lorsque l'alternateur fonctionne à pleine charge et à charges partielles. Cette méthode est basée sur des résultats d'essais expérimentaux et sur un modèle de calcul des pertes.

La première application de la méthode des pertes séparées à pleine charge nous a permis de connaître leurs répartitions en fonction de la vitesse. Les pertes prépondérantes à faibles vitesses sont les pertes Joule statoriques, les pertes dans le pont de diodes et les pertes fer ; à

vitesse élevée, ce sont toujours les pertes fer et les pertes Joule statoriques.

La deuxième méthode des pertes séparées appliquée à charges partielles nous a permis d'avoir une idée sur la répartition des pertes lorsque l'alternateur ne fournit pas son courant nominal. A faibles charges et à faibles vitesses, les pertes prépondérantes sont les pertes fer, les pertes Joule dans le pont de diodes ; à grande vitesse, viennent s'ajouter les pertes aérauliques. A forte charge et à faible vitesse, ce sont les pertes dans le pont de diodes et les pertes Joule statoriques. De plus, à grande vitesse, viennent s'ajouter les pertes fer et les pertes aérauliques.

Une des particularité de cette machine réside dans le fait que les pertes fer sont importantes à faible vitesse lorsque l'alternateur fournit un faible courant. Ceci, nous incite à étudier avec attention leurs différentes sources, entre autres la saturation magnétique. Nous aborderons également les sources des pertes Joule statoriques.

2.4 Origines des pertes

Dans cette partie, nous allons déterminer les principales causes des pertes fer et des pertes Joule statoriques dans l'alternateur à griffes.

La compréhension des phénomènes des pertes n'est pas aisée, elle doit passer par une étude approfondie. Nous allons utiliser des résultats de calculs éléments finis sur Flux 3D combinés à des résultats d'essais expérimentaux pour déterminer les causes des pertes fer et des pertes Joule statoriques.

2.4.1 La tôle magnétique statorique

Le stator de l'alternateur à griffes est constitué d'un empilage de tôles. Celles utilisées sont du type « M800-65A » dont la caractéristique magnétique est celle de la figure 1.11. L'épaisseur de la tôle est de 0.65 mm et les pertes massiques engendrées sont de l'ordre de 8 W/kg à 50 Hz lorsque la tôle est soumise à une induction magnétique de 1.5 T.

Comme le montre la figure 2.10, les pertes massiques dans la tôle « M800-65A » augmentent avec la fréquence, lorsque l'induction magnétique est de 1 Tesla, les pertes engendrées sont de 113 W/kg à 600 Hz au lieu de 15 W/kg à 180 Hz. La plage de variation de la fréquence de l'alternateur à griffes est comprise entre 0 et 2100 Hz (pour un alternateur à 6 paires de pôles), nous pouvons imaginer que les pertes induites dans les tôles magnétiques

seront très élevées à grandes vitesses.

Les courbes des figures 1.11 et 2.10 ont été mesurées au Laboratoire Electrotechnique de Grenoble [AL01].

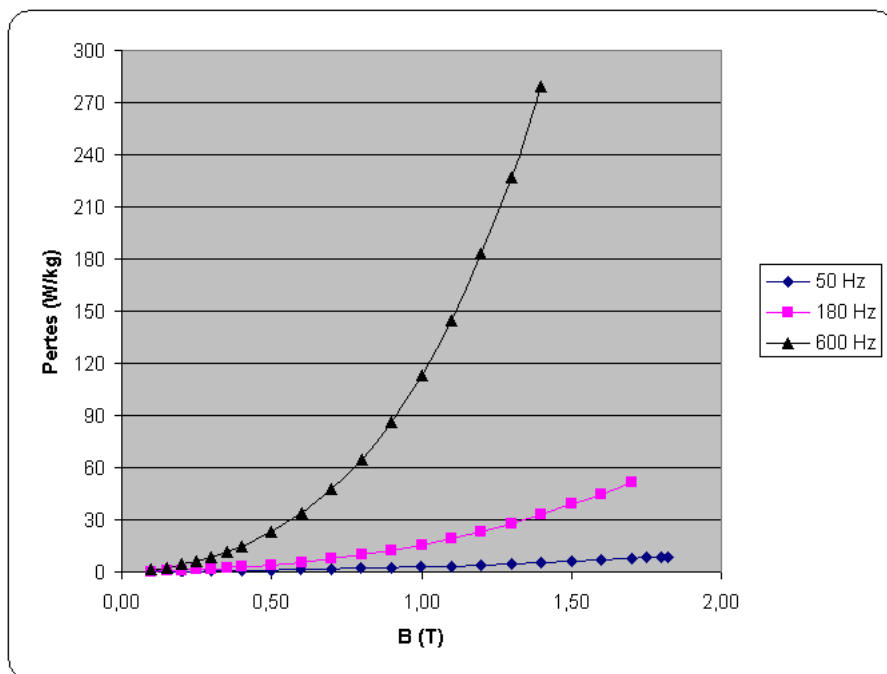


FIG. 2.10 – Pertes fer massiques mesurées, de la tôles « M800-65A »

2.4.2 La saturation et la forme d'onde de l'induction magnétiques

2.4.2.1 Introduction

Pour une vitesse donnée, les pertes fer sont proportionnelles au carré de l'induction magnétique, il est donc important d'étudier avec précision le niveau de saturation du circuit magnétique de l'alternateur. Dans ce but, nous avons eu recours au logiciel éléments finis : Flux 3D. Les calculs ont été faits à deux vitesses : 1800 et 6000 tours/mn, l'alternateur est simulé en fonctionnement pleine charge.

La machine qui servira d'exemple pour cette étude est le même alternateur « A » que nous avons utilisé précédemment.

2.4.2.2 Description de la géométrie

Pour tirer avantage de la périodicité géométrique de la machine, nous avons limité le domaine d'étude à une paire de pôle, ce qu'illustre la figure 2.11. L'entrefer étant égal à 0.325mm.

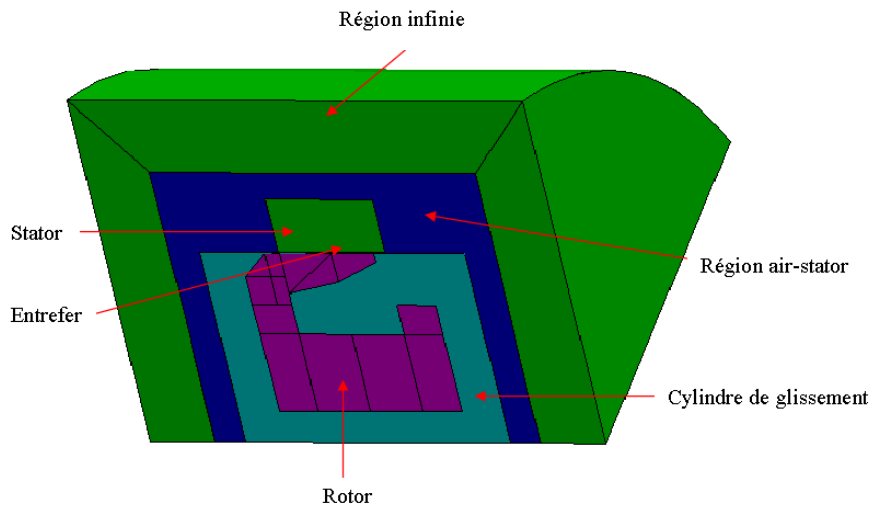


FIG. 2.11 – Géométrie introduite dans Flux 3D

2.4.2.3 Maillage

Des discrétisations ponctuelles ont été attribuées manuellement à chaque point du domaine d'étude (figure 2.12). Des conditions cycliques sont imposées sur les plans latéraux du domaine, c'est pourquoi il faut avoir un maillage identique sur ces deux plans en définissant un ensemble de faces esclaves qui sera relié à un ensemble de faces maîtres. Ceci nécessite un maillage de type relié sur un des deux plans.

Le maillage doit aussi être régulé dans l'entrefer car le mouvement du rotor est pris en compte. Il est important que le maillage dans l'entrefer reste le même à chaque pas de calcul.

Le nombre d'éléments du second ordre est de l'ordre de 300 000 éléments. Le maillage est affiné surtout au niveau de l'entrefer. Comme nous pouvons le constater, le nombre d'éléments étant très élevé, les temps de calculs le seront aussi. En moyenne, il faut compter une semaine pour une résolution en charge à une vitesse donnée.

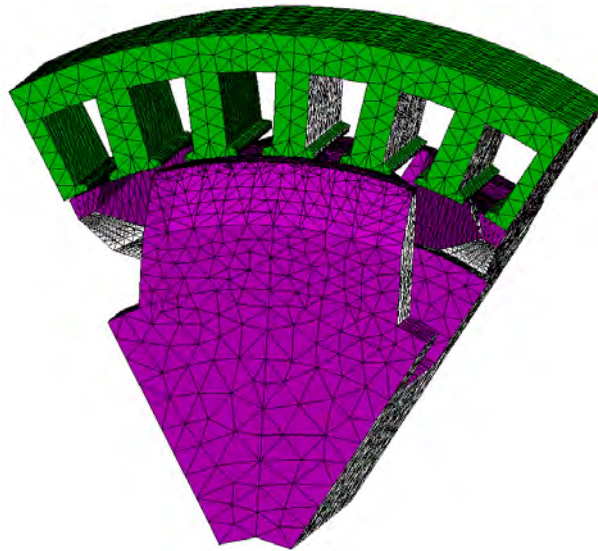


FIG. 2.12 – Maillage : éléments surfaciques

2.4.2.4 Conditions aux limites

Des conditions cycliques sont imposées aux surfaces qui délimitent la géométrie de la machine pour assurer la périodicité lors de la résolution. Il aurait été plus intéressant de ne représenter qu'un pôle de la structure au lieu d'une paire de pôle pour diminuer la taille des éléments de maillage et ainsi le temps de résolution, mais cela nécessite d'imposer des conditions anticycliques particulières qui ne sont pas disponibles dans la version actuelle du logiciel Flux3D.

2.4.2.5 Matériaux magnétiques

Nous avons attribué à la région volumique « rotor » de l'acier et à la région « stator » une nuance des alliages fer-silicium « M800-65A ». Les courbes de première aimantation sont celles représentées par les figures 1.8 et 1.11. Lors des calculs, nous avons considéré que le stator est constitué d'un matériau magnétique isotrope, cette hypothèse ne correspond pas à la réalité à cause du feuilletage du matériau. Cela va donc se traduire par une imprécision sur la composante axiale de l'induction magnétique qui sera surestimée, mais les phénomènes physiques restent bien représentés. Pour connaître avec précision la répartition de l'induction magnétique dans le stator, il faudra ultérieurement déterminer les propriétés magnétiques du matériau dans les trois directions de circulation du flux magnétique dans les tôles statoriques.

2.4.2.6 Résultats des simulations

2.4.2.6.1 A vide

Pour connaître l'état de saturation du circuit magnétique de l'alternateur à vide, nous avons effectué un calcul en multi-positions à vide et en imposant un courant d'excitation de 4 A dans l'enroulement rotorique. La figure 2.13 montre le dégradé de l'induction magnétique ; nous constatons que l'induction dans la culasse peut atteindre des niveaux élevés (1.7 T).

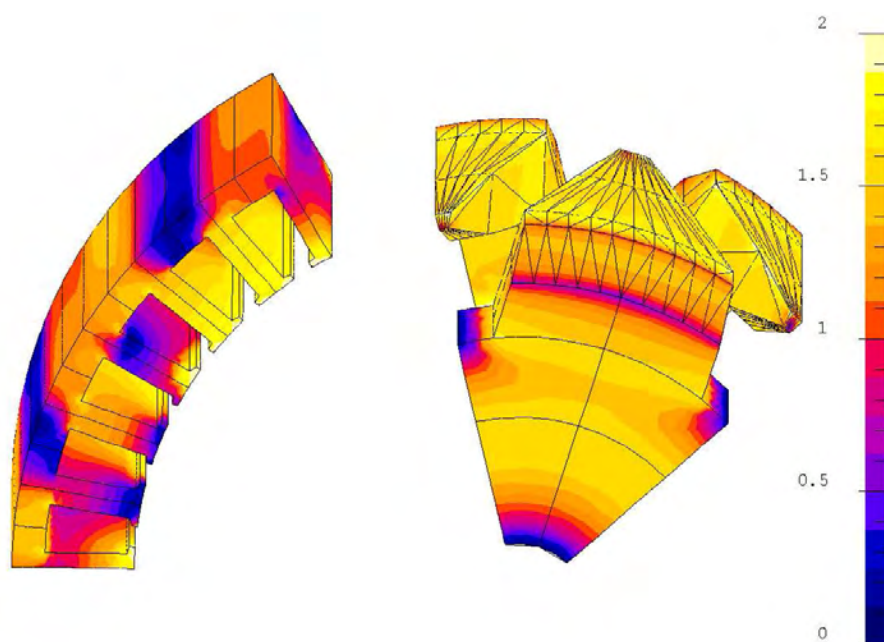
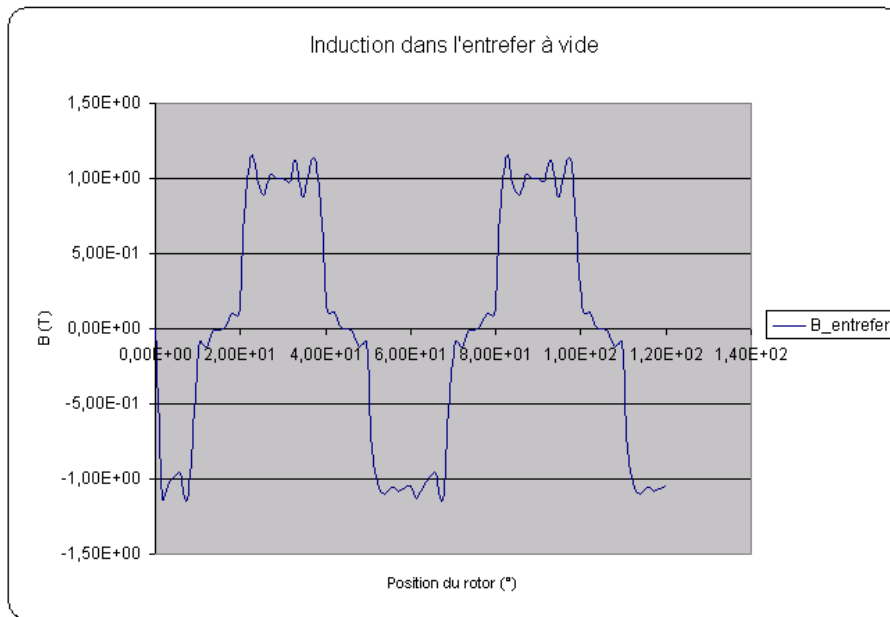
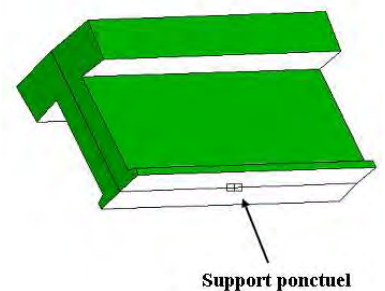


FIG. 2.13 – Dégradé de l'induction magnétique à vide

A vide, l'évolution de l'induction magnétique radiale en fonction de la position du rotor au regard d'un point positionné au niveau de la surface latérale de la dent statorique qui délimite l'entrefer est trapézoïdale (figure 2.14). Le support ponctuel que nous avons nommé « support M_1 » est placé dans la dent qui se situe au milieu du paquet de fer. L'induction dans une dent est supposée nulle lorsque la dent est placée dans l'espace inter-polaire, et est maximale lorsqu'elle est totalement en regard avec le pôle.



2.14.a: Induction magnétique



2.14.b: Support ponctuel dans la base de la dent statorique

FIG. 2.14 – Induction magnétique radiale à vide à 1800 tours/mn en fonction de la position du rotor

2.4.2.6.2 En charge

Pour simuler le fonctionnement de l'alternateur en charge, nous avons choisi le module magnétique-évolutif de Flux 3D. Ce module présente des avantages tels que le couplage avec un circuit électrique et la prise en compte du mouvement du rotor, ce qui permet d'imposer une vitesse de rotation. Nous avons effectué les calculs à deux vitesses : 1800 et 6000 tours/mn, l'alternateur est simulé en fonctionnement pleine charge.

- Les résultats des simulations à faible vitesse (1800 tours/mn), nous donnent une idée quantitative sur la répartition du module de l'induction dans la machine (figure 2.15), elle est de l'ordre de 1.5 Tesla au niveau de la base de la griffe et de l'ordre de 2 T au niveau des pieds de dents, ce sont les zones les plus saturées à cette vitesse. Cette saturation locale provoque des pertes fer d'autant plus importantes que le rotor est massif. Nous constatons également que la culasse est peu saturée, en moyenne 0.9T, ce qui signifie que l'alternateur fonctionne dans la majorité des cas en mode dessaturé et on peut imaginer réduire l'épaisseur de la culasse statorique pour pouvoir ainsi augmenter la section de l'encoche.

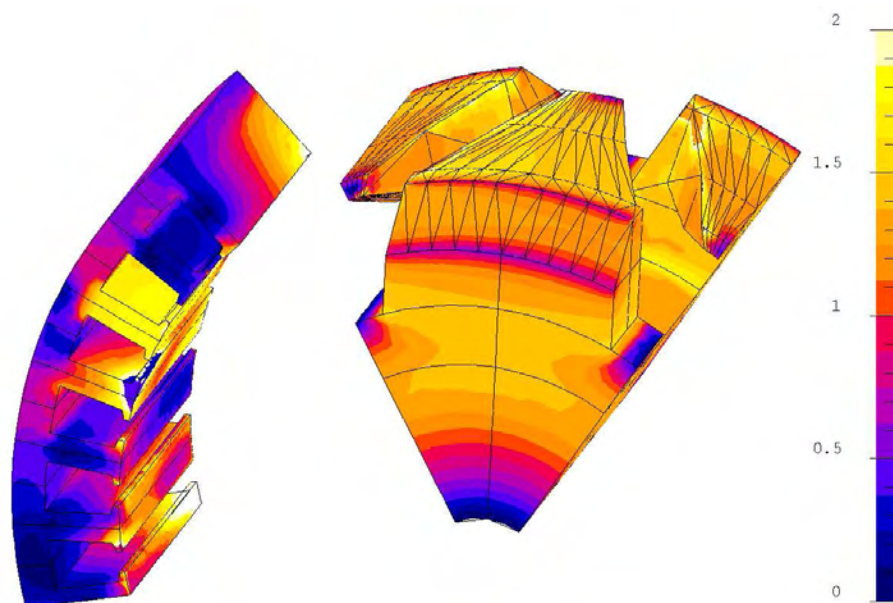


FIG. 2.15 – Dégradé de l'induction magnétique à 1800 tours/mn à pleine charge

Par ailleurs, il est intéressant de visualiser l'évolution de l'induction magnétique radiale en fonction de la position du rotor dans un point de l'entrefer. Pour cela nous avons créé un support ponctuel « support M_2 » dans le même emplacement que le « support M_1 » (figure 2.16).

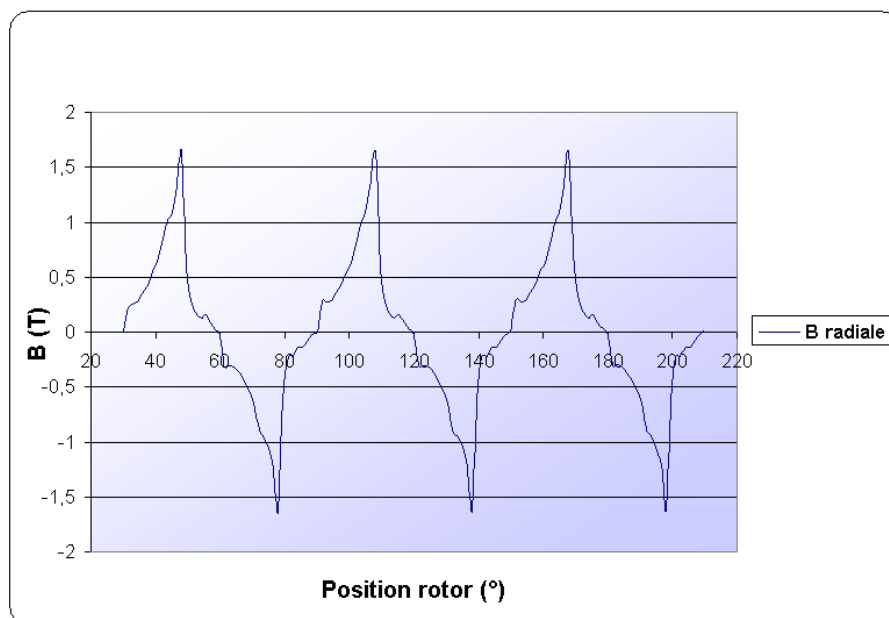


FIG. 2.16 – Evolution de l'induction magnétique radiale dans l'entrefer à 1800 tours/mn à pleine charge

A faible vitesse, la forme d'onde de l'induction magnétique radiale en fonction de la position angulaire du rotor montre qu'elle n'est pas sinusoïdale à cause de la présence d'harmoniques 3, 5, 7...etc.

comme le montre la figure 2.17. En effet, l'induction magnétique est atténuée par la saturation et l'effet de réluctance du rotor.

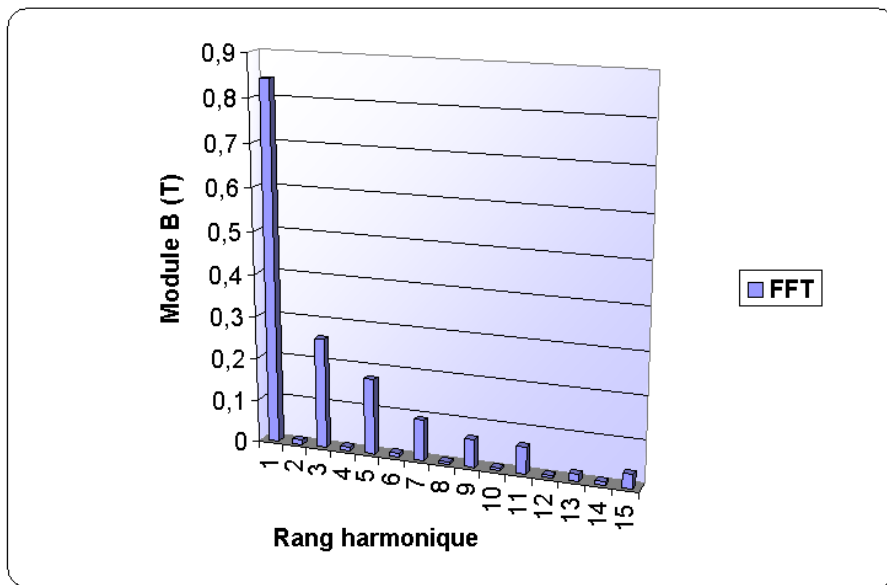
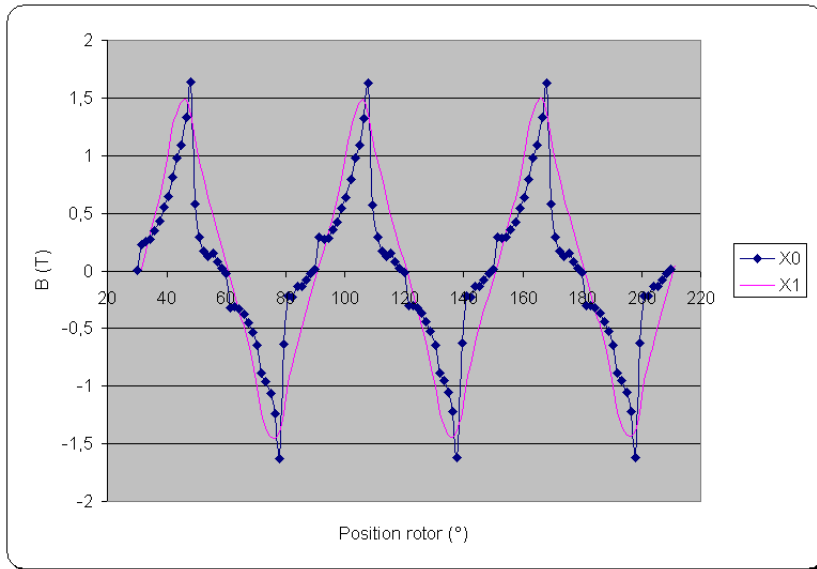


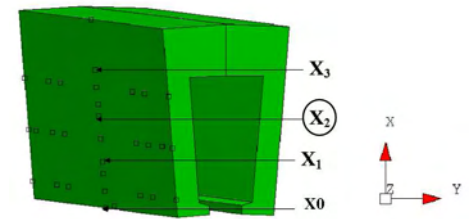
FIG. 2.17 – Décomposition en séries de Fourier de l'induction magnétique radiale dans l'entrefer à 1800 tours/mn à pleine charge

Dans le but de vérifier l'effet des harmoniques sur les pertes, nous avons tracé l'évolution de l'induction magnétique en fonction de la position rotorique dans plusieurs points du stator (figure 2.18), pour voir son évolution au fur et à mesure que l'on pénètre dans le stator.

On constate que l'induction magnétique est plus sinusoïdale au fur et à mesure que l'on pénètre dans le paquet de tôles à cause de la diminution de l'harmonique 3 due aux ouvertures des encoches.



2.18.a: Induction radiale



2.18.b: Supports ponctuels

FIG. 2.18 – Variation de l'induction radiale dans le stator à 1800 tours/mn

- Les résultats des simulations à vitesse élevée (6000 tours/mn) montrent que la saturation est plus faible (1T en moyenne) sur la surface de la griffe. En effet, à grande vitesse, la réaction magnétique d'induit est plus importante, elle contribue à dessaturer le rotor (figure 2.19). Nous constatons également des saturations locales au niveau des pieds de dents statoriques.

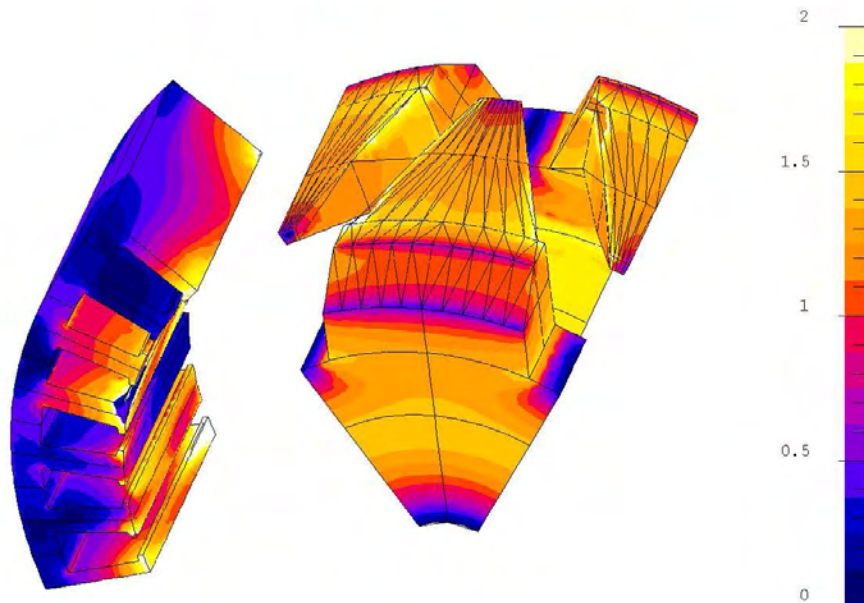


FIG. 2.19 – Dégradé de l'induction magnétique à 6000 tours/mn à pleine charge

Afin de visualiser l'allure de l'induction magnétique dans l'entrefer, nous avons créé un support ponctuel « support M3 » dans le même emplacement que le « support M1 » relié à un capteur qui permet d'avoir l'évolution de l'induction magnétique radiale dans un point dans l'entrefer en fonction de la position du rotor (figure 2.20).

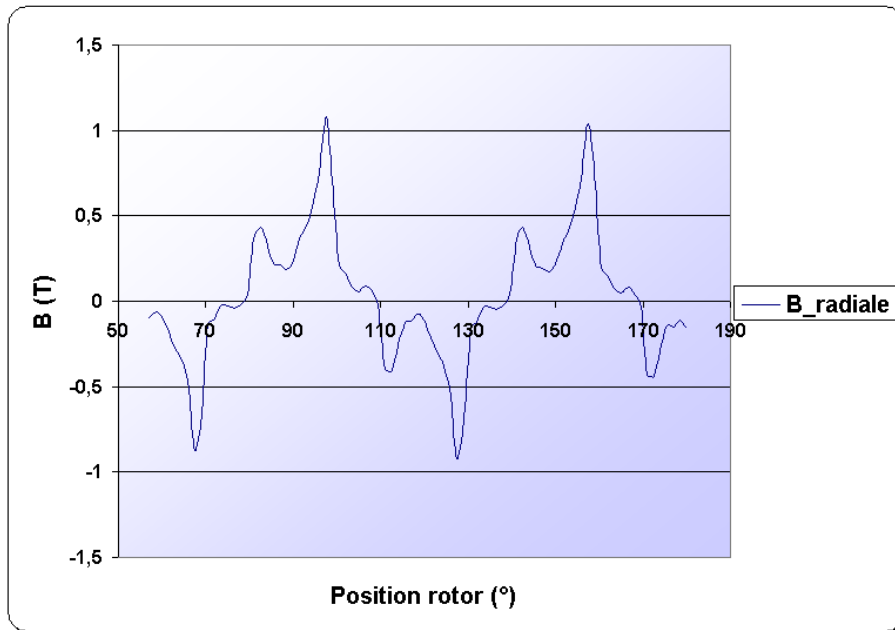


FIG. 2.20 – Evolution de l'induction magnétique radiale dans l'entrefer à 6000 tours/mn à pleine charge

La figure 2.21, montre que la forme d'onde de l'induction magnétique à 6000 tours/mn est riche en harmoniques. Tous ces harmoniques vont créer d'avantage de pertes fer.

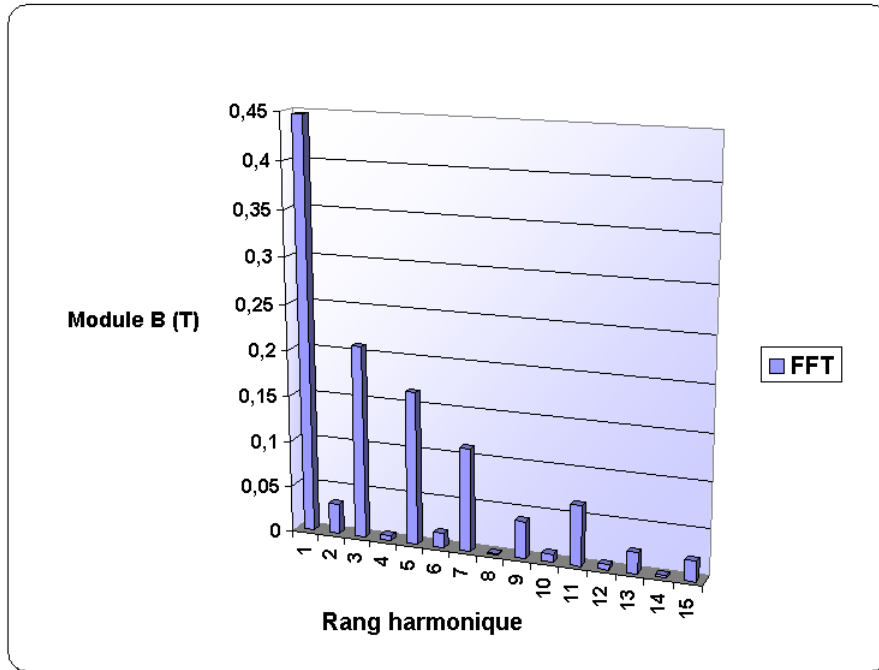


FIG. 2.21 – FFT de l'induction magnétique radiale dans l'entrefer à 6000 tours/mn à pleine charge

2.4.2.7 Conclusion

L'étude de la saturation du circuit magnétique de l'alternateur sur Flux 3D, montre des niveaux très élevés dans les surfaces des griffes et dans les pieds de dents statoriques. Ces saturations locales, créent d'avantage des courants de Foucault, d'autant plus que le rotor est massif.

Le rotor de l'alternateur à griffes est constitué de pièces polaires massives qui sont le siège de courants de Foucault dont la cause réside principalement dans les fluctuations locales de l'induction sur la surface de ces mêmes pièces. Ces fluctuations sont dues à la variation de la perméance de l'entrefer et aux champs tournants parasites de la réaction d'induit. En effet, le rotor étant massif, il sera le siège des pertes par courants de Foucault sur la superficie des parties ferromagnétiques compte tenu de la fréquence élevée. Ces pertes superficielles pourraient causer un échauffement important de la machine.

2.4.3 La composante axiale du flux statorique

2.4.3.1 Introduction

Comme nous l'avons mentionné dans le premier chapitre, le flux magnétique dans la culasse ne se propage pas uniquement dans le sens du laminage des tôles, mais il existe une composante axiale du flux due à la variation de la réluctance du rotor créée par la forme trapézoïdale des griffes (figure 2.22). Cette composante axiale va accroître les pertes fer statoriques, c'est la raison pour laquelle il faut étudier ce phénomène avec attention.

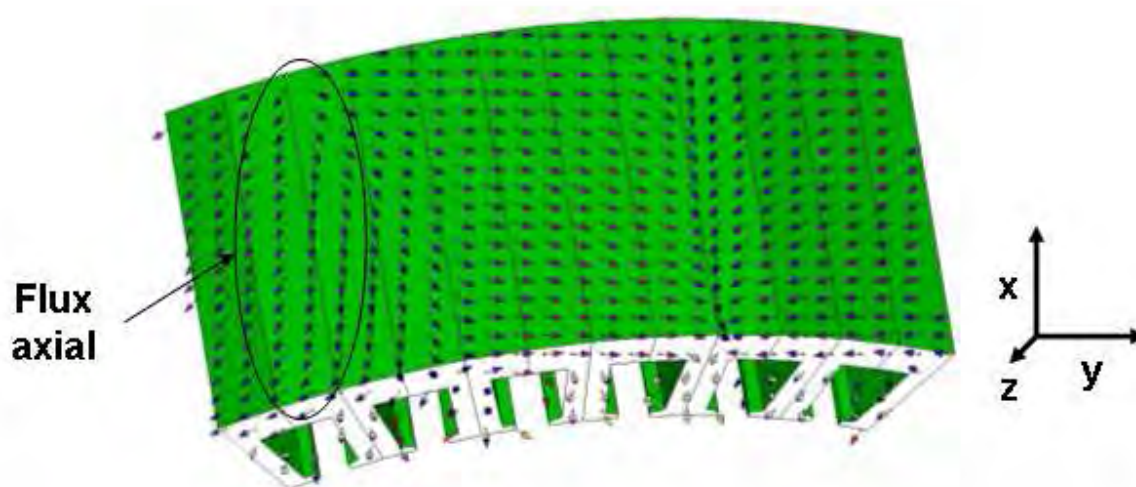


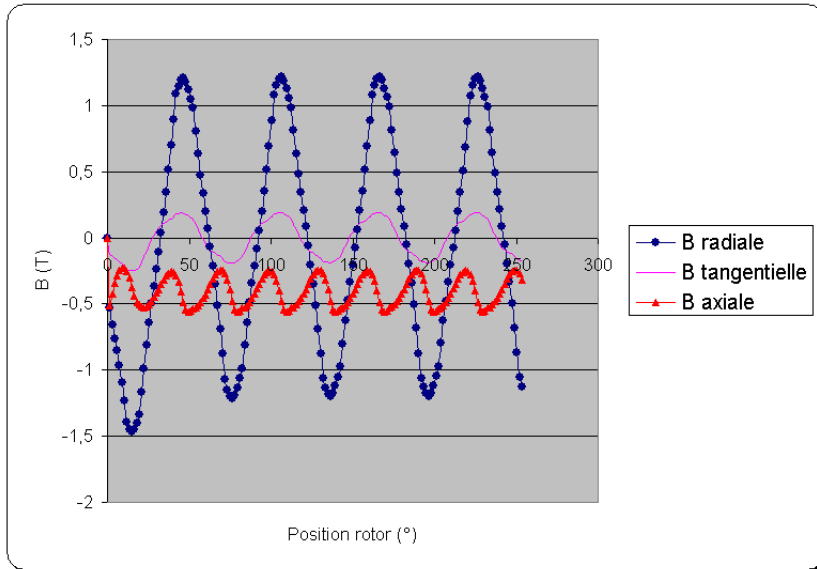
FIG. 2.22 – Répartition du flux statorique

En réalité, le matériau magnétique du stator est anisotrope, dans les calculs que nous avons effectués, nous avons supposé qu'il était isotrope, or, il ne l'est pas à cause du feuilletage. Nous avons adopté cette hypothèse car il n'était pas possible d'avoir les caractéristiques magnétiques du matériau selon les trois directions. C'est pourquoi nous insistons sur le fait que ces résultats sont qualitatifs, et que forcément la composante axiale du flux sera surestimée compte tenu des hypothèses adoptées, mais au moins certaines caractéristiques intéressantes apparaissent qui peuvent expliquer les pertes supplémentaires par courants de Foucault dans les tôles statoriques.

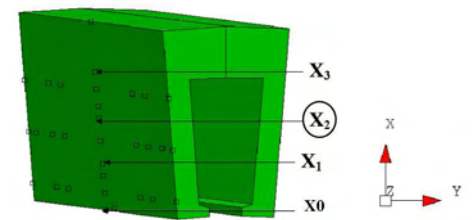
2.4.3.2 Variation de la composante axiale

Nous allons visualiser la variation de l'induction magnétique à 1800 tours/mn selon les trois axes. Le premier est parallèle au rayon de la machine : axe « x », le deuxième est tangentiel au paquet de fer : axe « y », et le troisième est parallèle à l'axe de la machine : axe « z ». Pour cela, nous avons créé un capteur de calcul d'induction magnétique dans le

module « Exploitation » de Flux 3D qui est relié à un support ponctuel « x_2 » placé au milieu de la dent statorique comme le montre la figure 2.24.



2.23.a: Induction magnétique



2.23.b: Supports ponctuels

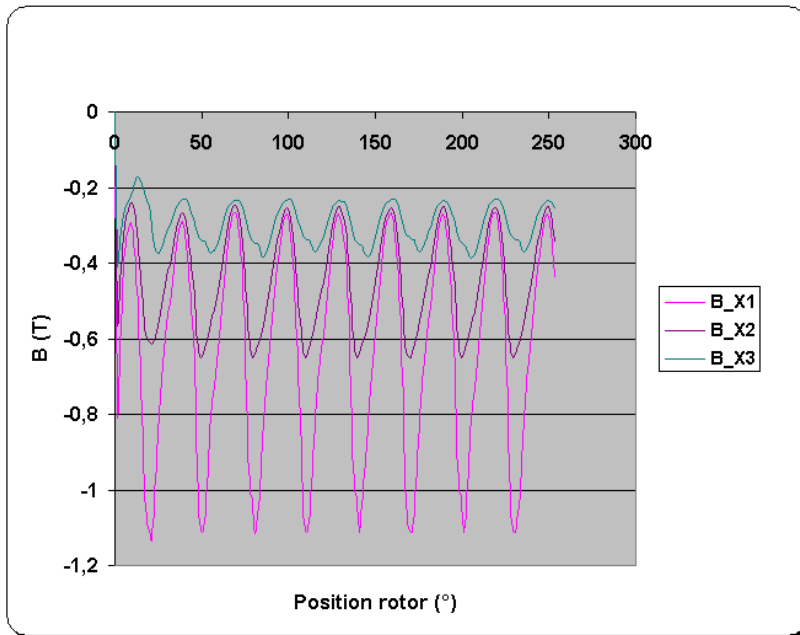
FIG. 2.23 – Variation de l'induction magnétique statorique à 1800 tours/mn

Les résultats de la figure 2.24, montrent que les composantes radiale et tangentielle de l'induction magnétique sont à la fréquence de synchronisme. En revanche, la composante axiale, varie à deux fois la fréquence de synchronisme car elle est due à la variation de la réluctance du rotor. De ce fait, les pertes par courants de Foucault créées par cette composante axiale de l'induction seront élevées, étant donné qu'ils sont proportionnelles au carré de la fréquence.

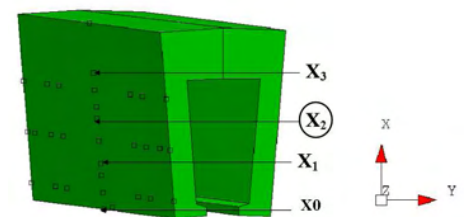
Après ce constat, nous allons nous intéresser de plus près à cette composante axiale de l'induction magnétique, et voir comment elle varie suivant le rayon : axe « x » et suivant la direction axiale : axe « z ».

2.4.3.2.1 Variation de la composante axiale de l'induction selon l'axe du rayon

Trois supports ponctuels « x_1 », « x_2 » et « x_3 » ont été placés tout au long du rayon de la machine comme le montre la figure 2.24 dans le but de visualiser la variation de l'induction axiale ; le calcul a été fait à 1800 tours/mn. Nous constatons que l'induction axiale varie de moins en moins au fur et à mesure que l'on pénètre dans le stator (figure 2.24), ceci laisse à penser que les pertes par courants de Foucault dues à cette induction axiale seront plus importantes à la base de la dent statorique.



2.24.a: Induction axiale selon l'axe du rayon



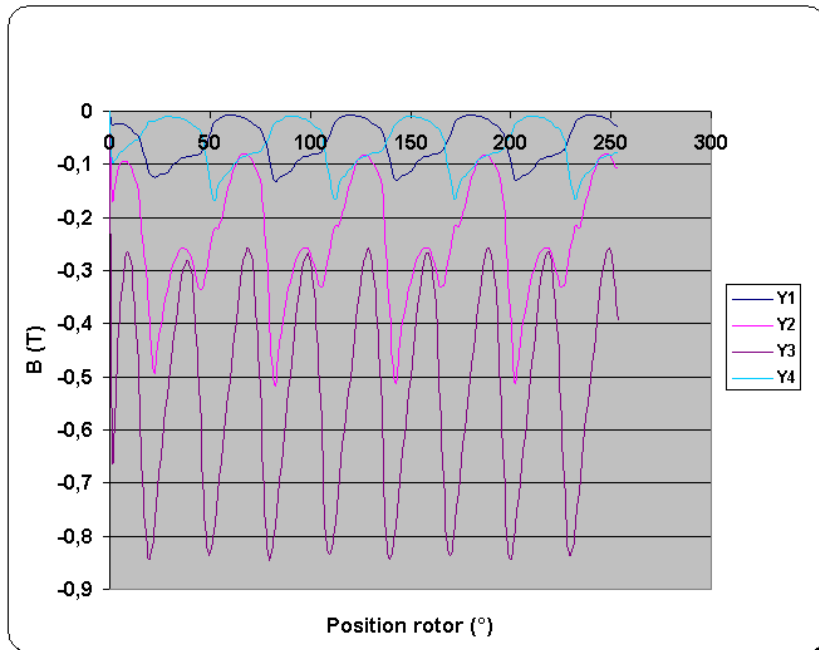
2.24.b: Supports ponctuels

FIG. 2.24 – Variation de l'induction axiale selon l'axe du rayon à 1800 tours/mn

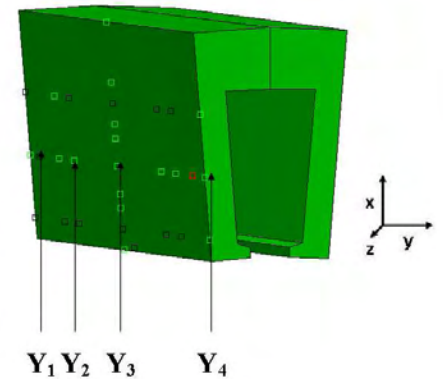
2.4.3.2.2 Variation de la composante axiale de l'induction selon l'axe « z »

Nous avons placé quatre autres supports ponctuels selon la direction axiale du stator comme le montre la figure 2.25.

Aux extrémités du stator (Y_1 et Y_4), l'induction axiale varie à la fréquence de synchronisme, elle est due à l'effet des têtes des bobines. En revanche, à l'intérieur du paquet de fer, elle varie à deux fois la fréquence de synchronisme à cause de la variation de la reluctance qui est due à l'espace inter-griffes.



2.25.a: Induction axiale selon l'axe z



2.25.b: Supports ponctuels

FIG. 2.25 – Variation de l'induction axiale selon l'axe z à 1800 tours/mn

2.4.3.3 Conclusion

Dans cette section, nous avons mis en évidence l'existence d'une composante axiale de l'induction magnétique à effet pas négligeable sur les pertes par courants de Foucault. Elle comporte une composante continue et une alternative, dont la fréquence est le double de celles des composantes radiale et orthoradiale. Nous avons vu également qu'elle varie beaucoup plus à l'intérieur du paquet de fer, et surtout à une hauteur inférieure ou égale à la moitié de la hauteur de la dent statorique. Nous pouvons conclure qu'en plus des pertes par courants de Foucault dues à la variation de la composante radiale de l'induction magnétique, viennent s'ajouter des pertes fer supplémentaires créées par la variation de l'induction axiale.

2.4.4 Pertes Joule harmoniques

Les courants dans les enroulements statoriques ne sont pas parfaitement sinusoïdaux à cause de la forme des griffes, de la saturation magnétique, de l'empiétement des diodes...,etc. Dans l'annexe [C], nous avons illustré la forme d'onde du courant dans l'enroulement statorique à 1800 tours/mn.

En visualisant la forme d'onde du courant de ligne statorique de l'alternateur « A » dont le stator est couplé en triangle, nous remarquons que c'est une fonction périodique du temps dont la décomposition en série de Fourier fait apparaître un terme fondamental et des harmo-

niques impairs, l'harmonique prépondérant est de rang 5. Les figures 2.26 et 2.27 représentent les formes d'ondes et la décomposition en séries de Fourier du courant de ligne statorique prélevé lors d'un essai plein champ à 1800 tours/mn.

– Forme d'onde du courant de ligne à 1800 tours/mn :

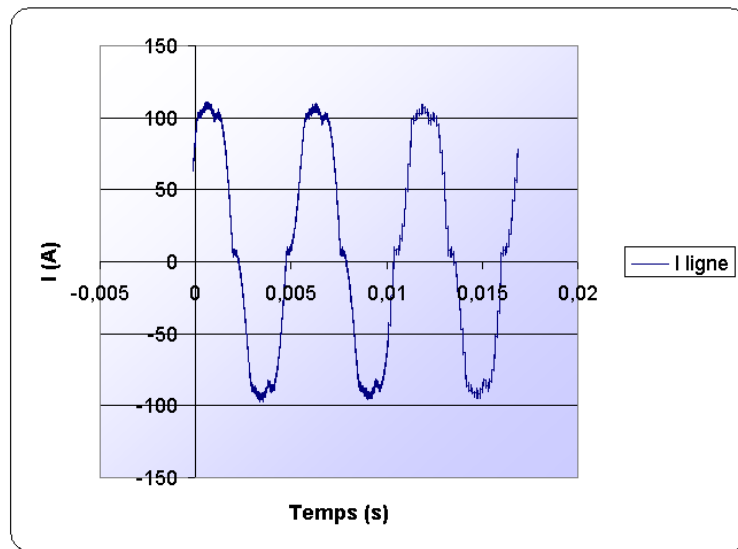


FIG. 2.26 – Courant de ligne à 1800 tours/mn

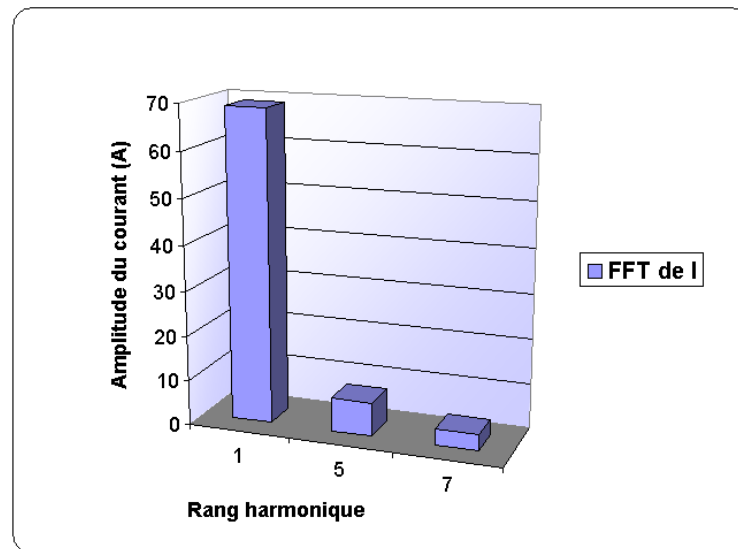


FIG. 2.27 – Décomposition en séries de Fourier du courant de ligne à 1800 tours/mn

La figure 2.27 montre que l'harmonique le plus élevé est de rang 5, son amplitude représente 6% de celle du fondamental. Tous ces harmoniques vont créer d'avantage

de pertes Joule statoriques.

- Forme d'onde du courant de ligne à 6000 tours/mn : le courant de ligne à vitesse élevé est plus sinusoïdal, les amplitudes des harmoniques 5 et 7 sont quasi nulles. A grande vitesse, l'effet de l'empiétement des diodes est atténué.

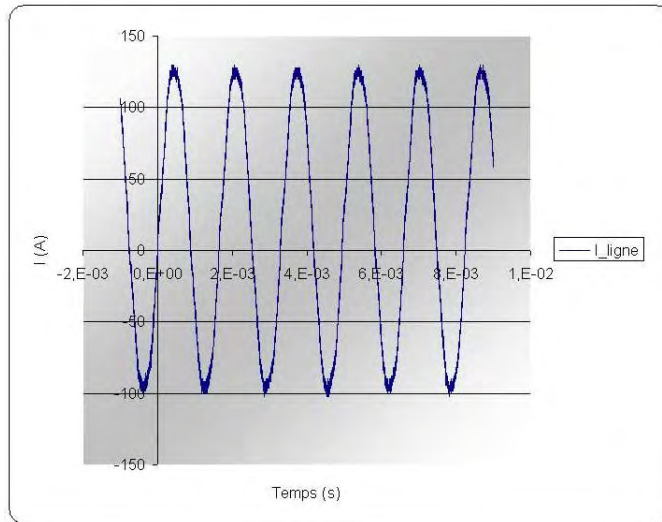


FIG. 2.28 – Courant de ligne à 6000 tours/mn

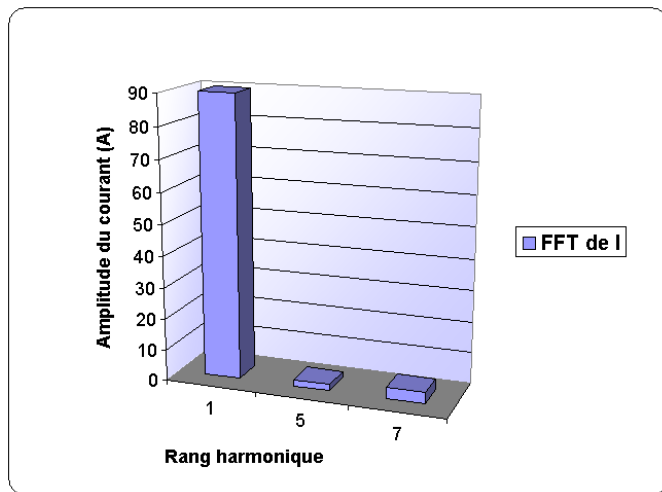


FIG. 2.29 – Décomposition en séries de Fourier du courant de ligne à 6000 tours/mn

2.4.5 Pertes Joule dues au courant dans le triangle

Lorsque les enroulements statoriques sont couplés en triangle, un courant homopolaire circule à l'intérieur du triangle. Ce courant est un harmonique multiple de 3. De plus quand

la distribution du bobinage n'est pas équilibrée tout au long des encoches statoriques à cause de contraintes liées à la fabrication, un fondamental est également présent.

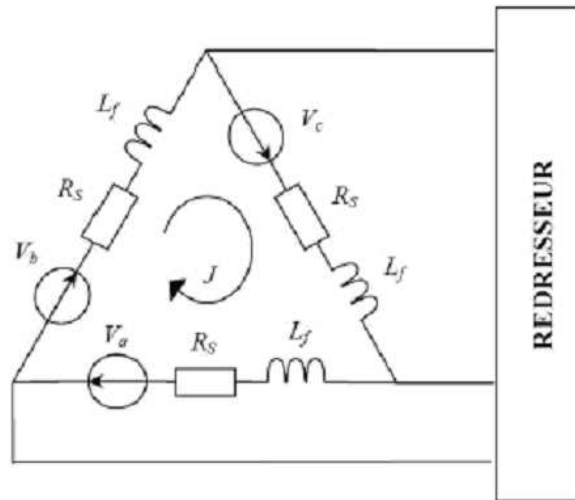
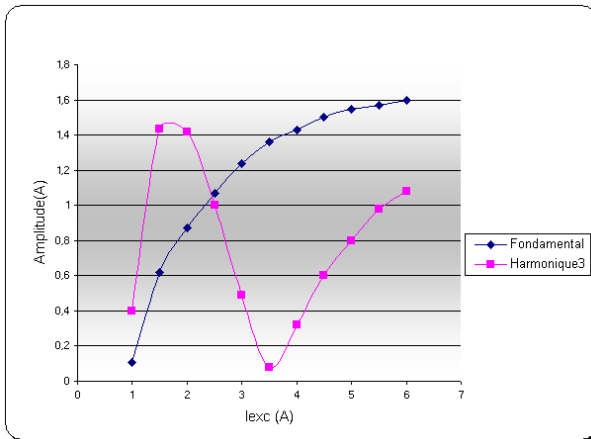


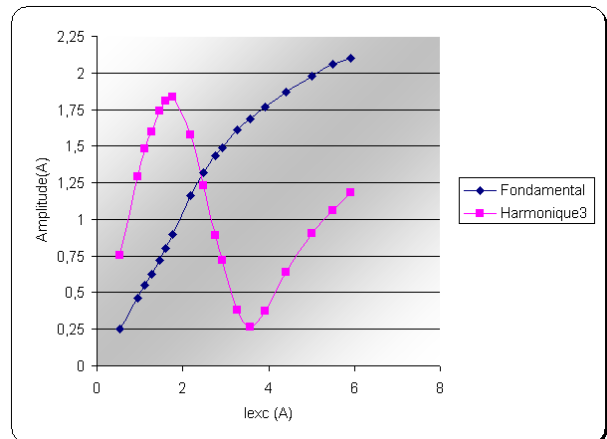
FIG. 2.30 – Courant dans le triangle

Afin de visualiser le courant dans le triangle, nous avons réalisé un essai à vide. En faisant varier le courant d'excitation dans le rotor de 0 A à 6 A. Nous avons relevé la forme d'onde du courant dans le triangle à deux vitesses (1800 tours/mn et 6000 tours/mn). Le courant dans le triangle doit être nul, mais comme le couplage est en triangle et le bobinage n'est pas équilibré, nous constatons l'existence d'un fondamental et d'un harmonique 3 [annexe C].

En effet, le courant dans le triangle dépend du courant d'excitation, pour illustrer cela, nous avons relevé les amplitudes du fondamental et de l'harmonique 3 en faisant varier le courant d'excitation de 0 à 6 A, à 1800 et 6000 tours/mn comme le montre la figure 2.31.



2.31.a: 1800 tours/mn



2.31.b: 6000 tours/mn

FIG. 2.31 – Fondamental et harmonique 3 du courant dans le triangle

Les courbes obtenues amènent les commentaires suivants :

1. A faible vitesse (1800 tours/mn) :

- Le fondamental du courant dans le triangle augmente avec le courant d'excitation, et à partir de 2.5 A il devient supérieur à l'harmonique3.
- Lorsque le courant d'excitation est compris entre 1 A et 1.5 A, l'harmonique 3 du courant dans le triangle augmente. Cet harmonique est un harmonique de permeance dû aux ouvertures d'encoches.
- Lorsque le courant d'excitation varie entre 1.5 A à 3.5 A, l'harmonique 3 diminue. Ceci est dû au fait que les dents statoriques sont d'autant plus saturées et que les ouvertures d'encoches sont plus grandes, ce qui rend l'entrefer plus « lisse ».
- Lorsque le courant d'excitation varie entre 3.5 A et 6 A, l'harmonique 3 augmente de nouveau. Cet harmonique est un harmonique dû à la saturation globale du circuit magnétique de la machine.

2. A vitesse élevée (6000 tours/mn) :

- Le fondamental du courant dans le triangle augmente avec le courant d'excitation, et devient supérieur à l'harmonique 3 au delà de 2 A de courant d'excitation.
- L'amplitude de l'harmonique 3 diminue lorsque le courant d'excitation est compris entre 1.9 A et 3.8 A, au delà de cette valeur il réaugmente.

Une des solutions pour diminuer l'amplitude du courant homopolaire est d'équilibrer le

bobinage dans les encoches.

Dans ce qui suit, nous allons citer d'autres sources de pertes dans l'alternateur à griffes :

- Le découpage des tôles statoriques provoque des bavures qui apparaissent sur les bords des dents. Lors de l'assemblage du stator, ces bavures court-circuitent superficiellement les tôles. Les pulsations de flux créent des courants de Foucault entre les tôles grâce aux court-circuits superficiels.
- Lors de l'assemblage du stator, le fait que les tôles ne sont pas recuites après leur usinage, entraîne une augmentation des pertes hystérétiques. Il est également très difficile d'éliminer les contacts électriques dus aux bavures sur les dents et à l'intérieur des encoches consécutives au découpage, ce qui provoque des court-circuits de surface par lesquels circulent des courants de Foucault supplémentaires.
- Des pertes par courants de Foucault sont créées dans les parties frontales de la machine par les flux de fuites des têtes de bobines (sources d'un champ magnétique normal au plan des tôles) ; des courants induits peuvent circuler dans la partie magnétique formant les extrémités de la machine. Ces pertes sont difficiles à déterminer car elles dépendent de la forme des connexions frontales.
- des courants induits sont créés dans les parties frontales de la machine par un flux qui va du plateau rotorique et frappe perpendiculairement les tôles statoriques (figure 2.32).

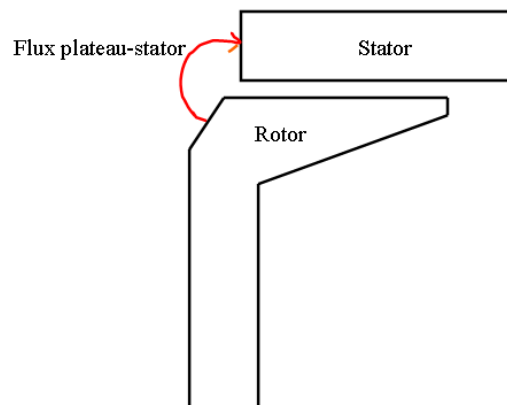


FIG. 2.32 – Flux plateau-stator

- Un mauvais coefficient de remplissage des encoches statoriques conduit à un sur échauffement des encoches et des chignons. Ceci, augmente la résistance et par conséquent les pertes Joule statoriques.

2.5 Conclusion

Par le biais de la méthode des pertes séparées développée dans ce chapitre, nous avons pu avoir un bon ordre de grandeur des pertes engendrées dans l'alternateur à griffes, ainsi que leurs répartitions en fonction de la vitesse de rotation et du courant débité. Les résultats qualitatifs que nous avons obtenus nous ont permis de connaître les pertes prépondérantes qui sont les pertes Joule statoriques, les pertes dans le pont de diodes, les pertes aérauliques et les pertes fer. Nous avons également déterminé les causes majeures des pertes fer et les pertes Joule stator en nous appuyant sur des résultats de simulations sur FLUX 3D, et surtout nous avons mis en évidence des pertes fer supplémentaires dues à la composante axiale de l'induction magnétique. Ce chapitre ouvre deux voies d'études qui seront détaillées dans le chapitre suivant : proposer des solutions pour réduire les pertes fer et les pertes Joule statoriques. Nous considérons que nous ne disposons pas de moyens nécessaires pour mener des actions permettant la réduction les pertes Joule dans le pont de diodes et les pertes aérauliques.

Chapitre 3

Réduction des pertes fer et des pertes Joule statoriques

3.1 Introduction

Après avoir déterminé les pertes prépondérantes dans l'alternateur à griffes et défini les principales causes des pertes fer et des pertes Joules statoriques, nous allons proposer dans ce chapitre des solutions pour les réduire. Cependant, l'application industrielle des solutions proposées dépendra ensuite des contraintes liées au processus de fabrication.

3.2 Réduction des pertes fer

3.2.1 Réduction des pertes fer statoriques

Pour réduire les pertes fer statoriques, nous pouvons imaginer des solutions traditionnelles telle que l'utilisation d'une tôle de meilleure qualité ; comme nous pouvons penser à des solutions plus originales que nous aborderons par la suite.

3.2.1.1 Amélioration de la qualité de la tôle statorique

3.2.1.1.1 Introduction

Les pertes par courants de Foucault sont inversement proportionnelles à la résistivité du matériau, et proportionnelles à l'épaisseur de la tôle (Cf. équation 1.14). Les tôles utilisées actuellement sont des alliages Fer Silicium : « M800-65A » dont l'épaisseur de 0.65 mm et le niveau des pertes massiques est de l'ordre de 8W/kg lorsque la tôle est soumise une induction magnétique de 1.5 T à 50 Hz.

L'alliage Fer Silicium est un alliage bien adapté aux fonctionnements à fréquences industrielles. Le Silicium, non magnétique, entraîne une légère diminution de l'induction à saturation. En contre partie, les tôles sont plus manipulables que le fer pur, elles sont bien adaptées aux traitements à haute température (laminage, recuit). Elles ont en outre une plus grande résistivité ($\rho_{Fe} = 10.10^{-8} \Omega.m$, $\rho_{FeSi3\%} = 48.10^{-8} \Omega.m$, $\rho_{FeSi6.5\%} = 82.10^{-8} \Omega.m$), ce qui leur confère de plus faibles pertes par courants de Foucault. En principe plus la teneur en Silicium est élevée meilleur est le matériau, jusqu'à une certaine limite.

3.2.1.1.2 Performances de la tôle magnétique

Dans le choix d'une tôle, il faut faire un compromis entre le niveau d'induction qui permet d'assurer le débit que doit fournir l'alternateur, et le niveau des pertes fer engendrées pour avoir un bon rendement.

Nous allons comparer les courbes de première aimantation ainsi que les pertes fer engendrées dans les deux nuances de tôles : « M800-65A » et « M330-35A ». « M330-35A » est la nouvelle nuance de tôle proposée, dont l'épaisseur est de 0.35mm et les pertes fer massiques engendrées sont de l'ordre de 3.3 W/Kg (à 1.5 T et à 50 Hz) (figure 3.1) .

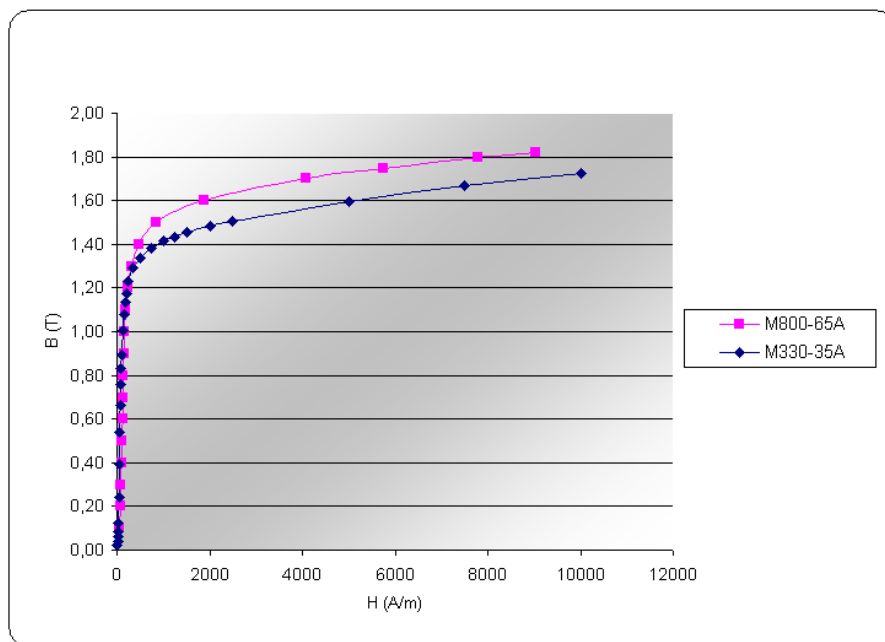


FIG. 3.1 – B(H) des tôles « M800-65A » et « M330-35A »

La figure 3.1 présente un comparatif des courbes de première aimantation des deux nuances. Nous constatons que dans le cas de la tôle « M330-35A » le niveau d'induction

est atténué lorsqu'elle est soumise à des champs magnétiques élevés, ceci s'explique par le fait que le pourcentage du Silicium soit élevé dans cette tôle. Ce premier constat, nous laisse perplexe sur le débit que va fournir l'alternateur à faible vitesse.

La figure 3.2 montre que les pertes fer engendrées à 50 Hz dans la tôle « M330-35A » sont plus faibles que celles engendrées dans la tôle « M800-50A ». Ceci laisse penser que le rendement de l'alternateur sera meilleur avec cette nouvelle nuance de tôles « M330-35A ».

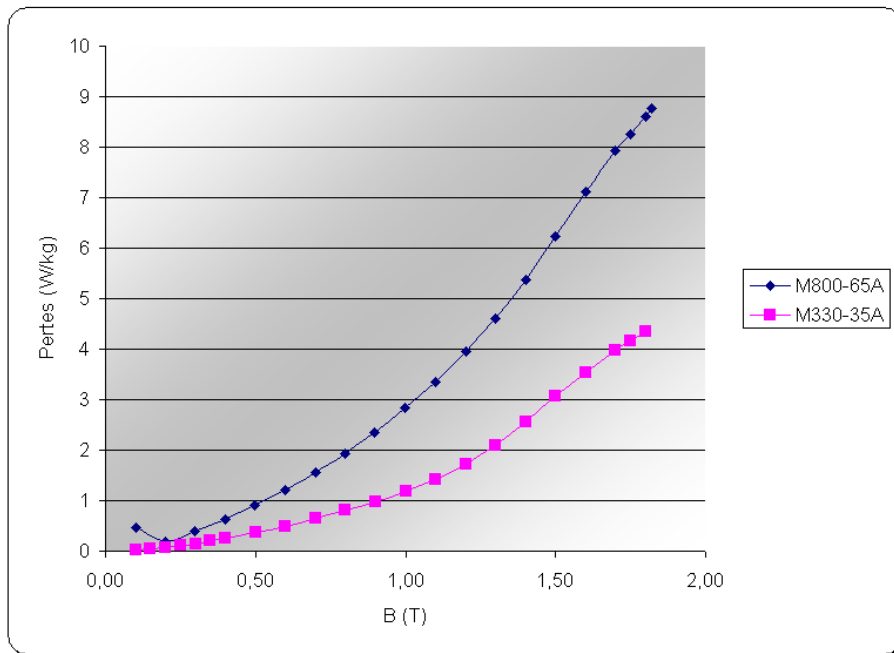


FIG. 3.2 – Pertes massiques dans les tôles « M800-65A » et « M330-35A » à 50 Hz

Les mesures des courbes de première aimantation ainsi que les mesures des pertes ont été réalisées au « Laboratoire Electrotechnique de Grenoble » sur un cadre Epstein [AL01].

Dans le but de voir l'influence de la nouvelle tôle « M330-35A » sur le débit et le rendement de l'alternateur lorsqu'il fonctionne à pleine charge, nous avons réalisé deux stators identiques, ils se différencient uniquement par la qualité de la tôle. Lors des essais, nous avons utilisé les mêmes composants de l'alternateur, il n'y a que le stator qui a changé à chaque fois. L'alternateur étudié appartient toujours à la classe 15.

3.2.1.1.3 Mesure du débit et du rendement à pleine charge

Les essais à pleine charge montrent que la tôle « M330-35A » apporte une amélioration du débit de 1 A à 2 A à grande vitesse. On observe en outre via des mesures une diminution de la température du fer stator de 20°C (tableau 3.1 et figure 3.3).

Vitesse (tr/mn)	1800	2000	3000	4000	6000	8000	12000
Débit « M800-65A » (A)	92	106	138	150	159	162	163
Débit « M330-35A » (A)	92	106	139	152	160	163	165
Différence (A)	0	0	+1	+2	+1	+1	+2

TAB. 3.1 – Influence de la tôle sur le débit

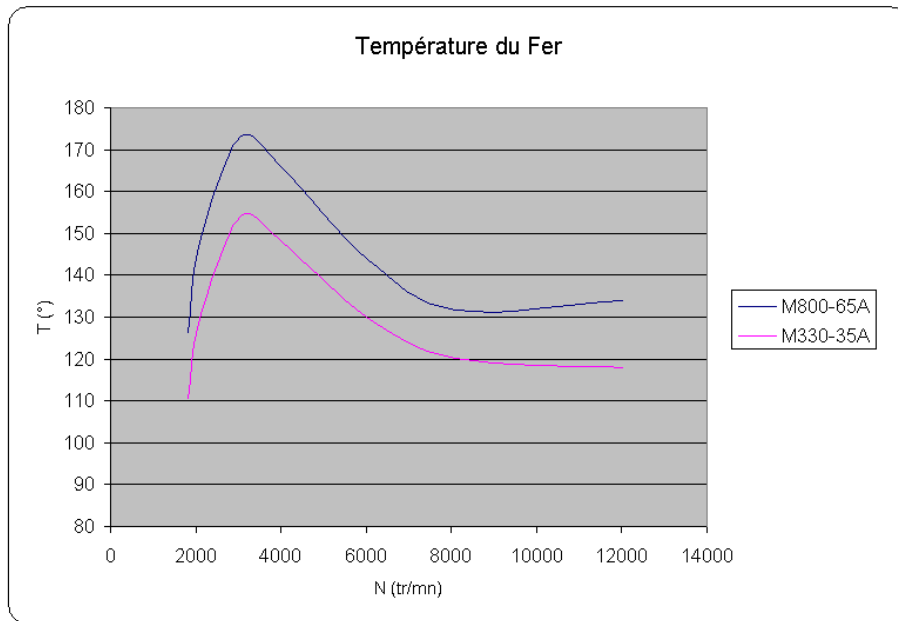


FIG. 3.3 – Influence de la qualité de la tôle statorique sur la température du fer à pleine charge

La diminution de la température du fer est une conséquence d’une diminution des pertes fer. En mesurant le rendement des deux alternateurs, toujours en fonctionnement pleine charge, ce qu’illustre le tableau 3.2, nous constatons une augmentation du rendement de 2 points à faible vitesse. A grande vitesse, le gain varie entre 1 et 3 points.

Vitesse (tr/mn)	1800	2000	3000	4000	6000	8000	12000
Rendement « M800-65A » (%)	64	63	58	56	53	49	42
Rendement « M330-35A » (%)	66	64	59	57	54	51	45
Gain (%)	+2	+1	+1	+1	+1	+2	+3

TAB. 3.2 – Influence de la qualité de la tôle sur le rendement à pleine charge

3.2.1.1.4 Mesure du rendement à charges partielles

Pour voir l'intérêt de la tôle « M330-35A » sur le rendement lorsque l'alternateur débite un faible courant, nous avons effectué deux essais sur les deux alternateurs en limitant le courant dans la charge à 20 A et en mesurant le rendement.

Les mesures (tableau 3.3) montrent qu'en utilisant la nuance « M330-35A » nous augmentons le rendement entre 3 et 5 points. Le gain en rendement est considérable sur toute la plage de vitesse. En effet, à faible charge les pertes fer sont prépondérantes, en les réduisant on peut augmenter considérablement le rendement de l'alternateur.

Vitesse (tr/mn)	1500	1800	2000	3000	4000	6000	8000	12000
Rendement « M800-65A » (%)	64	63	61	60	56	55	47	40
Rendement « M330-35A » (%)	67	68	65	63	60	58	50	43
Gain (%)	3	5	4	3	4	3	3	3

TAB. 3.3 – Influence de la qualité de la tôle sur le rendement à charge partielle (20 A)

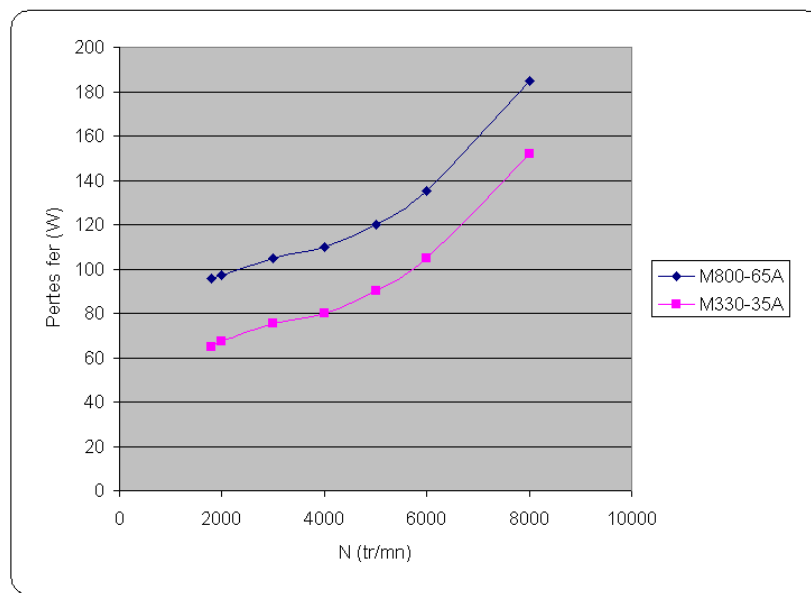


FIG. 3.4 – Comparatif des pertes fer à 20 A

La séparation des pertes (figure 3.4), montre un comparatif des pertes fer mesurées. Nous constatons que la tôle « M330-35A » apporte une importante réduction des pertes fer.

3.2.1.1.5 Conclusion

Dans cette partie, nous avons vu l'influence de la qualité de la tôle statorique sur les performances de l'alternateur (débit et rendement). Il apparaît qu'elle permet d'augmenter le rendement de 1 jusqu'à 5 points en fonction du régime de fonctionnement sans pour autant dégrader le débit. Cette augmentation du rendement est une conséquence directe d'une diminution des pertes fer dans le stator qui se traduit par une réduction de la température du fer de 20°C.

L'utilisation de la tôle de meilleure qualité est certes une solution intéressante et efficace pour réduire les pertes fer statoriques et augmenter ainsi le rendement de l'alternateur ; cependant, cela conduit à des surcoûts importants. C'est la raison pour laquelle, il nous a semblé utile de réfléchir à une démarche qui utilise les tôles actuelles qui sera développée dans la section suivante.

3.2.1.2 Fendre les dents statoriques

3.2.1.2.1 Introduction

Nous nous sommes inspirés des techniques utilisées par les constructeurs des grands alternateurs, qui consiste à fendre les dents statoriques pour augmenter la longueur de circulation des courants de Foucault, ce qui augmente la résistance et par conséquent diminue les pertes par courants de Foucault [AF05]. Une vue d'un stator avec des dents fendues est représentée à la figure 3.5.

1. dent statorique
2. fente
3. pied de dent statorique
5. culasse statorique
7. bobinage statorique

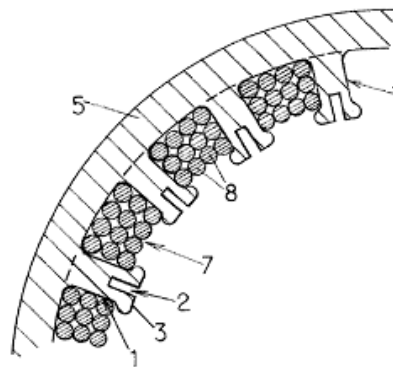


FIG. 3.5 – Dents statoriques fendues

Pour une première évaluation d'un alternateur comportant des dents fendues au stator, nous avons effectué un calcul sur Flux 3D en magnétique-évolutif à 1800 tours/mn pour voir l'impact des fentes sur la saturation magnétique et le débit que fournit la machine.

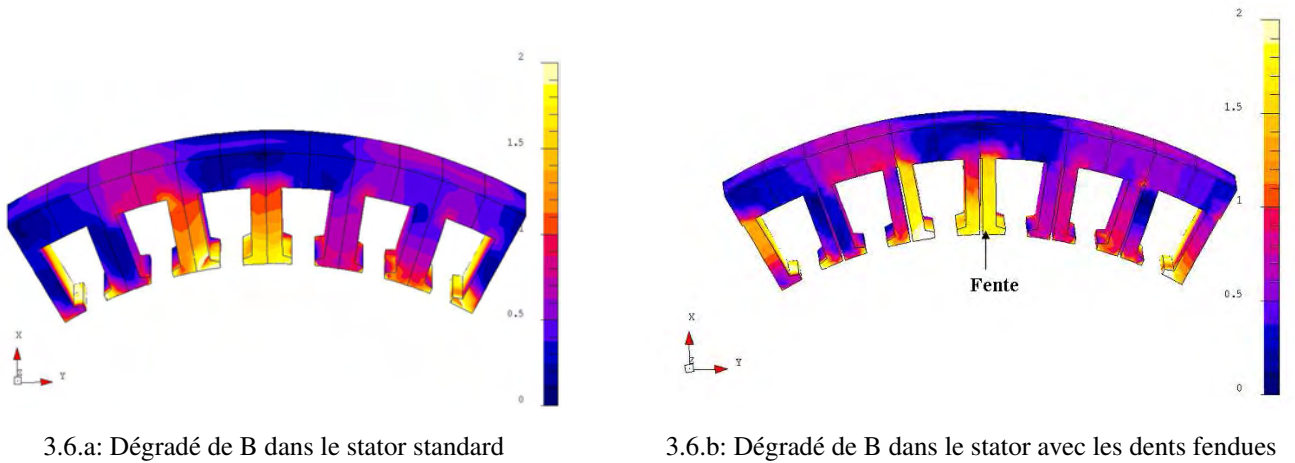


FIG. 3.6 – Répartition de l'induction magnétique dans le stator à 1800 tours/mn (dents fendues)

La figure 3.6 montre que les fentes modifient légèrement la répartition de la saturation magnétique dans les dents statoriques.

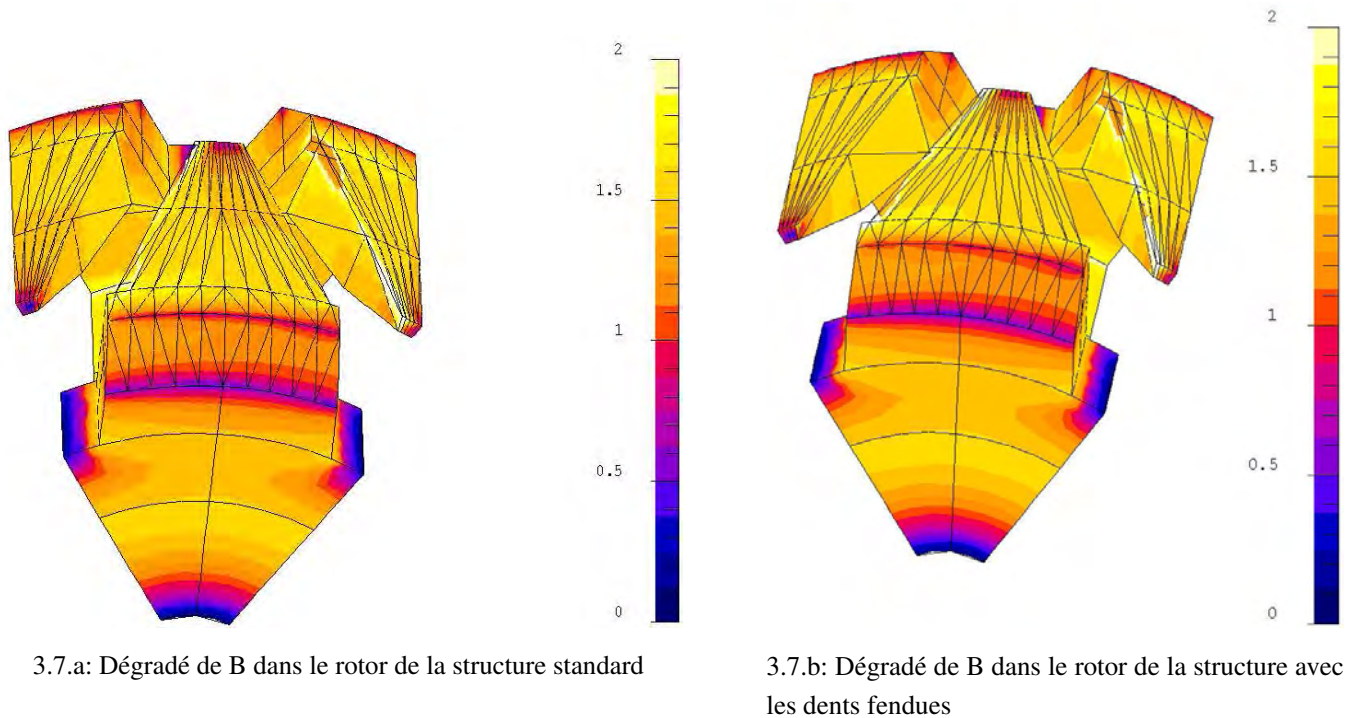


FIG. 3.7 – Répartition de l'induction magnétique dans le rotor à 1800 tours/mn (structure avec dents fendues)

La figure 3.7 montre que la saturation magnétique dans le rotor correspondant à la structure qui comporte des fentes au stator est plus homogène dans la griffe.

En fendant les dents statoriques, nous augmenterons l'entrefer équivalent de la machine en dégradant ainsi le courant fourni par l'alternateur. Les résultats des calculs effectués sur Flux 3D à 1800 tours/mn, montrent que les fentes dans les dents statoriques n'ont pas d'impact sur le débit (figure 3.8). Ceci est dû au fait que les fentes contribuent à mieux homogénéiser l'induction magnétique dans les griffes. Lors des calculs, il n'était pas possible de prendre en compte l'effet que peut avoir la thermique sur le débit ni de calculer les pertes fer dans le stator.

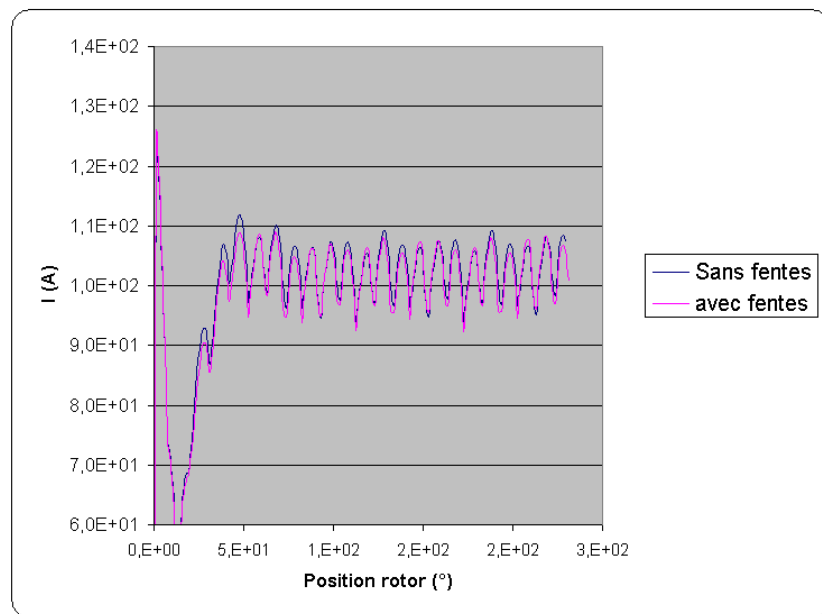


FIG. 3.8 – Influence des fentes sur le débit à 1800 tours/mn, calcul sur Flux 3D

Le fait que les fentes ne dégradent pas le débit fourni est un constat encourageant ; il reste à vérifier leur impact sur le rendement. Dans ce but, nous avons réalisé deux stators : un premier comportant des dents fendues et un deuxième standard. Le nombre d'encoches statoriques est de 36, la largeur de la dent est de 4.2 mm et la largeur de la fente est de 0.2 mm. La fente se prolonge sur toute la hauteur de la dent statorique. La gamme d'alternateur à laquelle nous nous sommes intéressés appartient toujours à la classe 15.

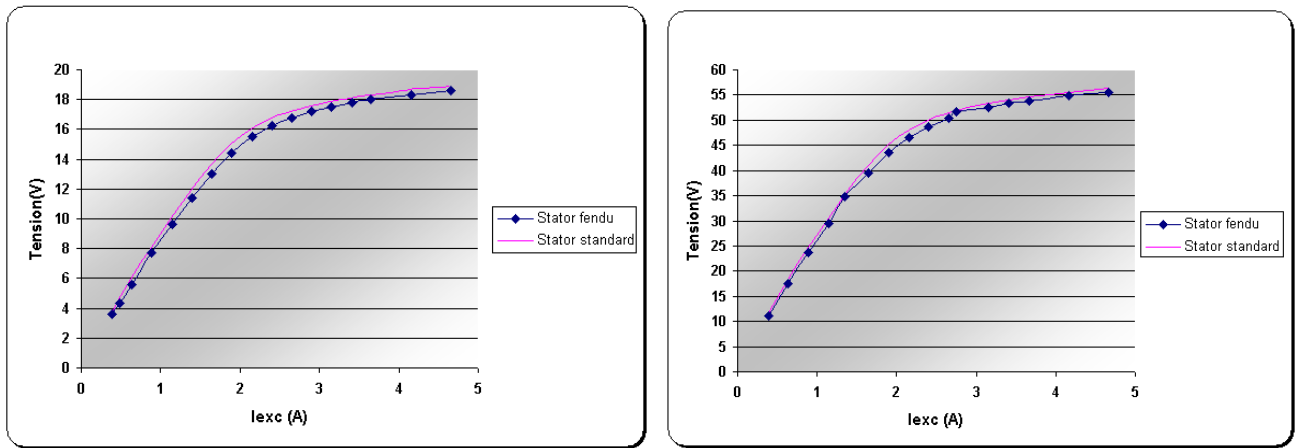
Une série d'essais à vide et en charge a été réalisée pour voir l'intérêt des fentes. Lors des essais, nous avons utilisé le même rotor et les mêmes paliers. Le but étant d'éviter d'avoir des dispersions dans les résultats de mesures liées à une autre cause que l'impact que peuvent avoir les fentes sur les performances de la machine.

Nous avons commencé par vérifier la valeur efficace de la tension à vide relevée entre

deux bornes statoriques

3.2.1.2.2 Mesure de la tension à vide

Les relevés expérimentaux (figure 3.9), montrent que les fentes n’ont pas d’impact particulier sur la tension à vide relevée entre deux bornes statoriques, quelle que soit la vitesse de rotation.



3.9.a: 2000 tours/mn

3.9.b: 6000 tours/mn

FIG. 3.9 – Tension à vide

3.2.1.2.3 Mesure du débit à pleine charge

Les premiers essais à pleine charge, montrent que le débit fourni par l’alternateur augmente entre 3 et 8 A dans le cas du stator fendu. Ce gain est dû à l’amélioration de la thermique de l’alternateur. Ce point sera développé dans la prochaine section.

Vitesse (tr/mn)	1800	2000	3000	4000	6000	8000	10000	12000
Débit « stator standard » (A)	85	99	130	142	152	153	155	156
Débit « stator avec fentes » (A)	89	103	133	149	157	161	162	162
Gains (A)	+4	+4	+3	+5	+5	+8	+7	+6

TAB. 3.4 – Influence des fentes sur le débit à pleine charge

3.2.1.2.4 Mesure du rendement à pleine charge

Les résultats du tableau 3.5 montrent que le rendement de l’alternateur a également augmenté de 2 à 4 points entre 1800 tours/mn et 6000 tours/mn. En revanche, il a augmenté seulement de 1 points à partir de 8000 tours/mn.

Vitesse (tr/mn)	1800	2000	3000	4000	6000	8000	10000	12000
Rendement « stator standard » (%)	65	63	59	57	54	52	48	45
Rendement « stator avec fentes » (%)	67	66	63	60	57	53	49	46
Gains (%)	+2	+3	+4	+3	+3	+1	+1	+1

TAB. 3.5 – Influence des fentes sur le rendement à pleine charge

3.2.1.2.5 Mesure de la température du fer à pleine charge

Le gain en rendement à partir de 8000 tours/mn est modeste, il est de 1 point seulement. Pour comprendre ce phénomène, nous avons comparé les températures du fer des deux stators. La figure 3.10 montre que la température du fer du stator fendu a diminué de 50° à 3000 tours/mn, cette vitesse représente le point le plus chaud lors du fonctionnement pleine charge de l’alternateur. En revanche, à partir de 8000 tours/mn, l’écart en température entre les deux stators est quasi nul. Ceci, explique le faible gain en rendement observé à partir de cette vitesse.

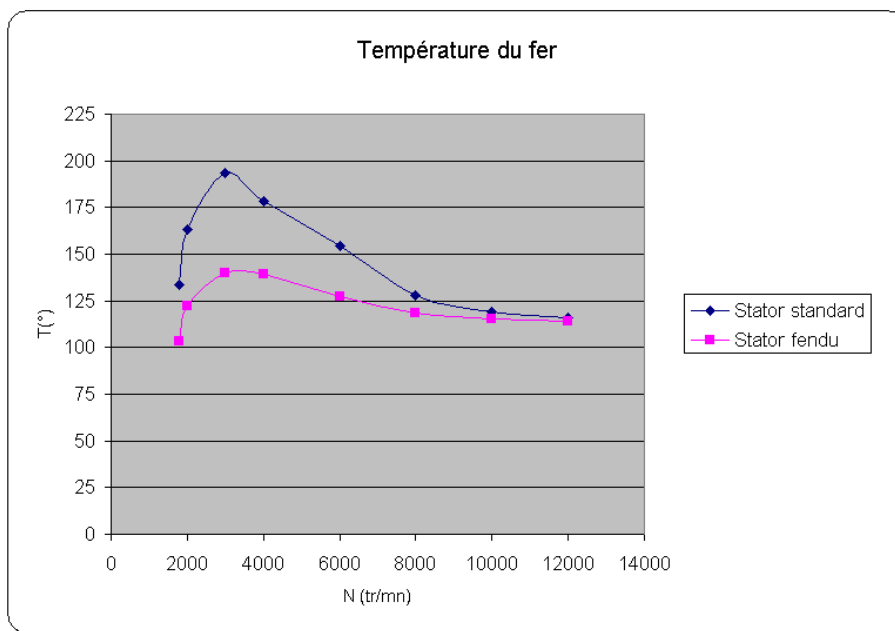


FIG. 3.10 – Influence des fentes sur la température moyenne du fer à pleine charge

Vitesse (tr/mn)	1800	2000	3000	4000	6000	8000	10000	12000
Température du Fer « stator standard » en (°c)	134	164	193	178	154	128	119	116
Température du Fer « stator avec fentes » en (°c)	103	122	140	140	127	119	115	114
Écart (°c)	-31	-42	-53	-38	-27	-9	-4	-2

TAB. 3.6 – Influence des fentes sur la température sur Fer

Après cette première évaluation de l'intérêt de fendre les dents statoriques, qui s'avère très intéressante, car elle permet d'augmenter le rendement sans pour autant dégrader le débit, nous allons détailler dans la partie qui suit une étude sur l'optimisation de la forme de la fente. L'intérêt majeur de cette étude est de trouver la meilleure configuration de la fente qui permet de faciliter le processus d'industrialisation.

3.2.1.2.6 Optimisation de la forme de la fente

Dans le chapitre précédent, nous avons constaté l'existence d'une composante axiale de l'induction magnétique dont la fréquence est le double de celle de la composante radiale ; donc les pertes fer créées par cette composante axiale ne seront pas négligeables, c'est la raison pour laquelle, il faut tenir compte de ce phénomène. Les calculs faits sur Flux3D (Cf. figure 2.25) ont montré que cette induction axiale varie beaucoup plus à l'intérieur du paquet de tôles que sur les extrémités, donc la solution qui consiste à fendre seulement les tôles aux deux extrémités du paquet de fer est à écarter. Aussi nous avons constaté que l'induction axiale varie beaucoup jusqu'à une hauteur égale ou inférieure à la moitié de la hauteur de la dent (Cf. figure 2.24).

Dans le but de voir l'impact que peut avoir la forme de la fente (hauteur et largeur) sur les pertes par courants de Foucault créées entre autre par la composante axiale du flux statorique, une étude expérimentale pour optimiser la forme de la fente a été réalisée. Dans ce but, nous avons réalisé quatre stators, dont trois comportant différentes formes de fentes et un quatrième standard, pour servir de référence. Les différentes formes de dents fendues sont présentées à la figure 3.11. Ces prototypes ont été réalisés sur une autre gamme d'alternateurs de plus forte puissance, appartenant à la chasse 17 (alternateur « B »). Les caractéristiques de cet alternateur sont données en annexe [A].

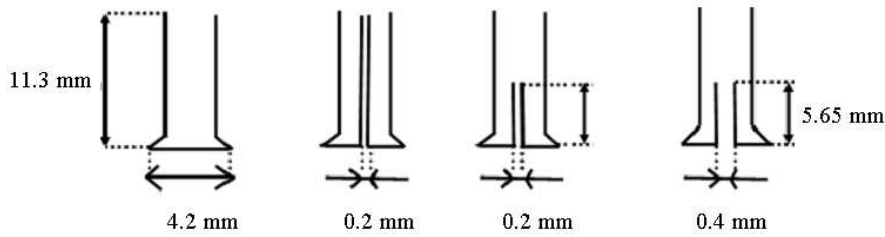


FIG. 3.11 – Formes des fentes des stators réalisés

Une série d'essais électriques, thermiques et acoustiques a été réalisé sur ces prototypes.

3.2.1.2.7 Essais électriques et thermique

Les essais à pleine charge ont montré que le débit et le rendement augmentent quelle que soit la forme de la fente, et que la demi fente de 0.4 mm donne les meilleures performances. Les résultats sont présentés dans les tableaux 3.7 et 3.8.

vitesse (tr/mn)	1800	3000	6000	8000
Sans fentes	103A	161A	197A	207A
fente de 0.2mm	105A	169A	204A	213A
demi fente de 0.2mm	105A	167A	200A	209
demi fente de 0.4mm	108A	171A	206A	214A

TAB. 3.7 – Influence de la forme de la fente sur le débit à pleine charge

Les résultats du tableau 3.8, montrent que la demi fente de 0.4 mm représente la configuration qui donne le meilleur débit, elle apporte un gain de 5 points de rendement à faible vitesse (1800 tours/mn), et de 3 points à vitesse élevée.

vitesse (tr/mn)	1800	3000	6000	8000
Sans fentes	62%	58%	52%	48%
fente de 0.2mm	64%	61%	54%	50%
demi fente de 0.2mm	66%	60%	54%	49%
demi fente de 0.4mm	67%	62%	55%	51%

TAB. 3.8 – Influence de la forme de la fente sur le rendement à pleine charge

Le gain en rendement (+4 points) à 3000 tours/mn, toujours avec la demi fente de 0.4 mm, est la conséquence directe de la diminution de la température du fer (-47° à 3000 tours/mn).

En revanche, ce gain diminue avec la vitesse. Nous retrouvons les mêmes résultats de la section 3.2.1.2.4 qui montraient un faible gain en rendement à 8000 tours/mn. Ce résultat met en évidence l'importance de l'optimisation de la forme de la fente.

Nous insistons sur le fait que ces résultats sont des résultats de mesures sujettes à des sources d'erreurs. Nous incitons le lecteur à se référer à l'annexe [B] pour le calcul des incertitudes des mesures.

3.2.1.2.8 Influence des fentes sur le bruit acoustique

Les fentes statoriques semblent montrer une amélioration du bruit acoustique [AF05]. En comparant par le biais des calculs sur Flux 3D les répartitions des harmoniques du couple électromagnétique (figure 3.13 et figure 3.15), nous constatons que les fentes permettent de réduire l'harmonique 6 du couple, source de bruit acoustique d'origine magnétique.

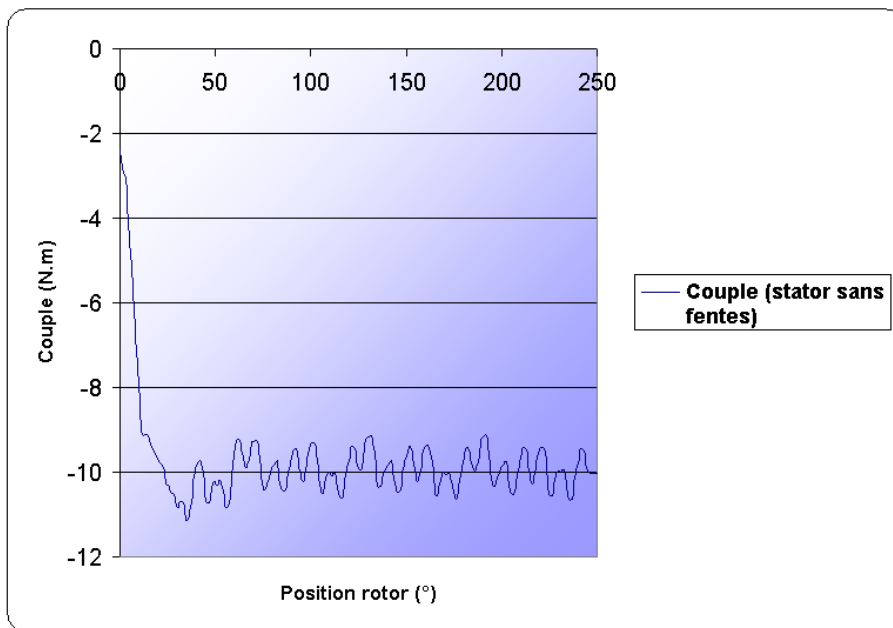


FIG. 3.12 – Couple électromagnétique à 1800 tours/mn « stator sans fentes »

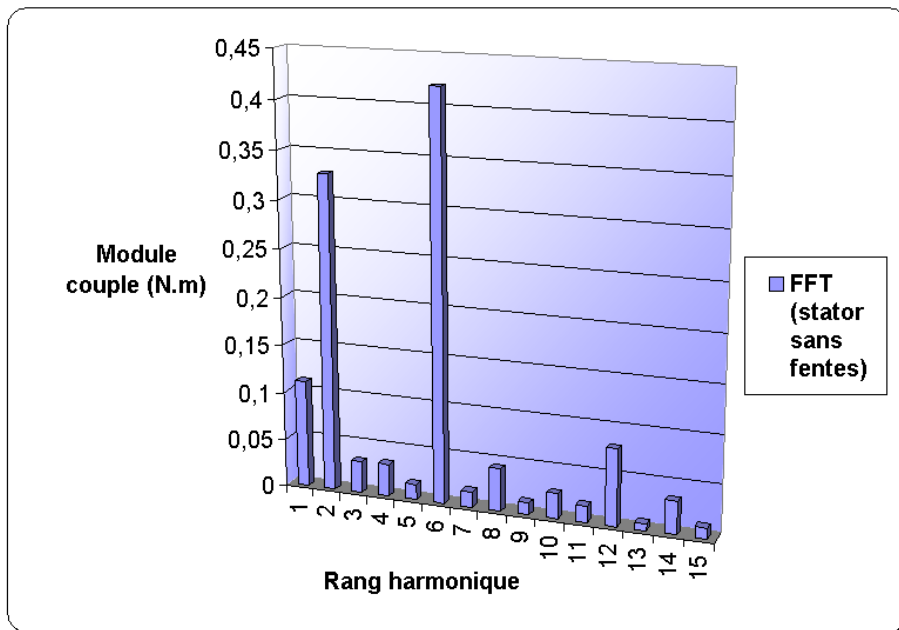


FIG. 3.13 – Décomposition en séries de Fourier du couple électromagnétique à 1800 tours/mn « stator sans fentes »

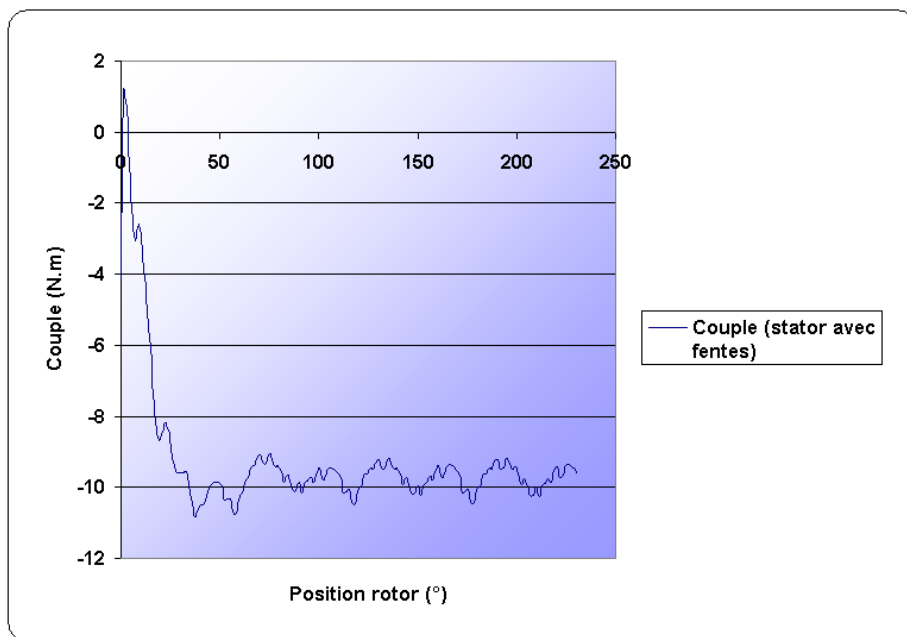


FIG. 3.14 – Couple électromagnétique à 1800 tours/mn « stator avec fentes »

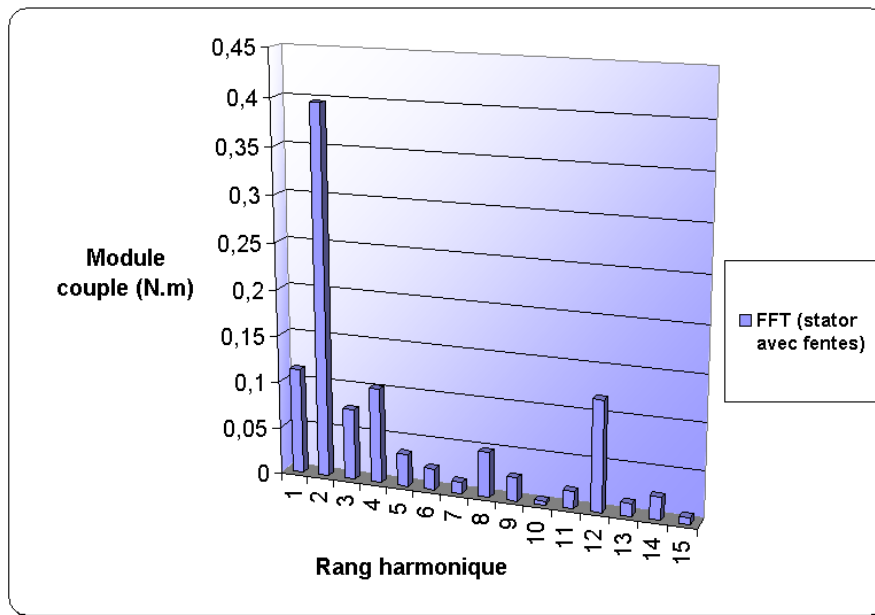


FIG. 3.15 – Décomposition en séries de Fourier du couple électromagnétique à 1800 tours/mn « stator avec fentes »

La figure 3.16, montre un comparatif du bruit acoustique mesuré, entre le stator standard et le stator comportant les demi fentes de 0.4mm. Nous observons que la fente permet d'améliorer le bruit acoustique d'origine magnétique (entre 1000 et 4000 tours/mn) en moyenne de 6 dB.

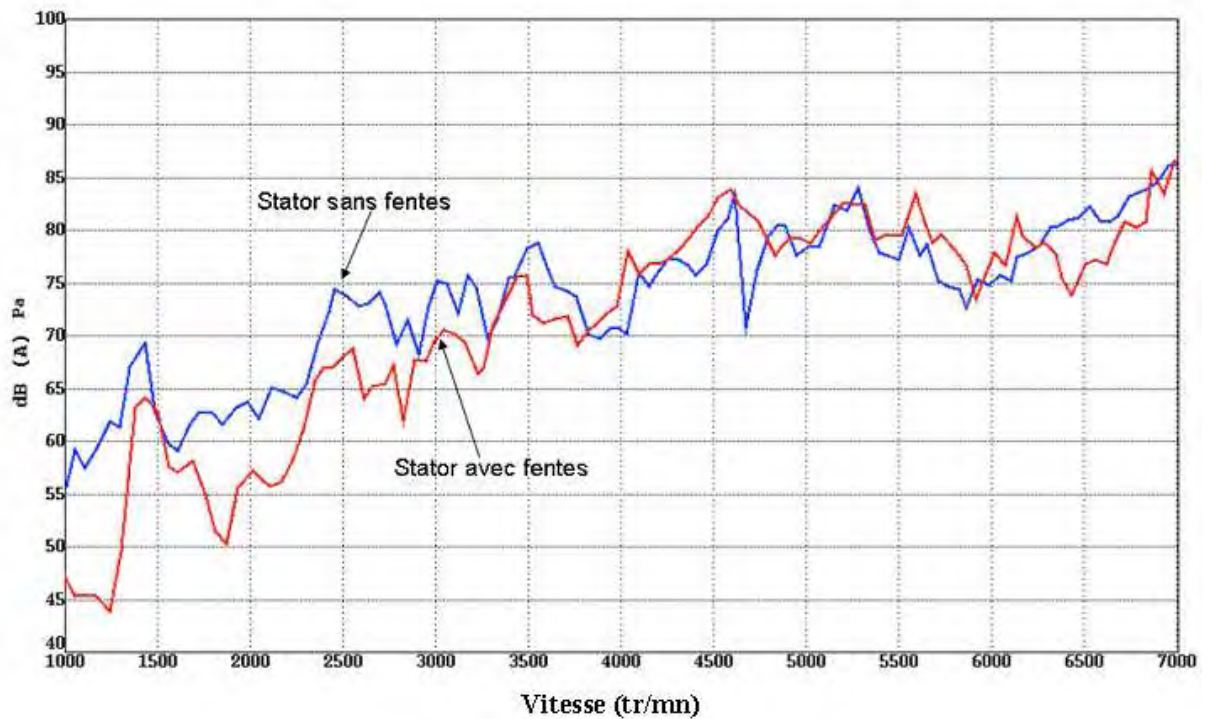


FIG. 3.16 – Influence des fentes sur le bruit acoustique

3.2.1.2.9 Conclusion

Dans cette partie, nous avons proposé une solution qui consiste à fendre les dents statoriques dans le but de réduire les pertes fer statoriques. Des essais de mesure de rendement ont montré un gain entre 1 et 5 points selon la vitesse. La mesure de la température « stator » à 3000 tours/mn a montré une réduction de température de 50°C dans le stator avec les dents fendues.

Par la suite, nous avons effectué une étude d'optimisation expérimentale de la forme de la fente qui montrait que la meilleure configuration est celle qui propose à fendre seulement la moitié de la hauteur de la dent avec une largeur de 0.4 mm. Avec cette structure, nous avons considéré un gain en débit ainsi qu'un gain considérable en rendement (entre 3 et 4 points) qui se traduit par une réduction des pertes fer statorique. Enfin, les résultats des essais acoustiques montraient une réduction du bruit acoustique d'origine magnétique de 6 db.

Dans les deux sections précédentes, nous avons proposé deux solutions afin de réduire les pertes fer statoriques. La première utilise une tôle de meilleure qualité qui permet de réduire les pertes fer statoriques et d'augmenter ainsi le rendement de l'alternateur, sans dégrader le débit. La deuxième, consiste à fendre les dents statoriques ; nous avons vu qu'une

optimisation de la forme de la fente était indispensable pour faciliter la mise en place de cette solution en industrie. La configuration optimale permet d'augmenter le rendement de l'alternateur de 4 points, ainsi que le débit. Dans les deux cas de figure, l'augmentation du rendement est une conséquence de la diminution des pertes fer statoriques qui se traduit par une importante diminution de la température du fer dans le stator. Pour trancher entre ces deux solutions, nous pouvons dire que le remplacement de la tôles actuelle « M800-65A » par la tôle améliorée « M330-35A » est plus facile à mettre en place ; néanmoins le coût de cette tôle reste très élevé. L'inconvénient majeur de fendre les dents statoriques est le temps de la mise en industrialisation ; les contraintes industrielles imposent une largeur de fentes supérieure ou égale à l'épaisseur de la tôle.

3.2.2 Réduction des pertes fer rotoriques

Dans cette partie, nous allons nous intéresser à la réduction des pertes fer rotoriques en remplaçant l'acier par un matériau fritté.

3.2.2.1 La poudre de fer

La densité du matériau fritté que nous avons utilisé pour constituer le rotor est de $6.9g/cm^3$. Nous avons effectué cette étude sur une gamme de petits alternateurs appartenant à la classe 6 que nous nommerons « alternateur C » ses caractéristiques magnétiques et électriques sont données en annexe [A].

3.2.2.1.1 Evaluation des performances à pleine charge

Pour une première évaluation des performance de l'alternateur à griffes avec un rotor en poudre de fer, nous avons effectué des essais de mesure de débit et de rendement lorsqu'il est à pleine charge, que nous avons comparé aux performances d'un alternateur de mêmes caractéristiques dont le rotor est en acier.

vitesse (tr/mn)	1800	3000	6000	10000
Débit « rotor en acier » (A)	32	54	67	69
Débit « rotor en poudre de fer » (A)	15	40	54	56
Écart en débit (A)	-17	-14	-13	-13

TAB. 3.9 – Influence de la poudre de fer au rotor sur le débit à pleine charge

Le tableau ci dessus montre une grosse perte en débit, ceci est dû au fait que le niveau de l'induction magnétique dans les matériaux frittés est faible par rapport à celui dans

les aciers. L'écart en débit entre les deux alternateurs étant très important, il faut comparer les rendements à iso débit, pour pouvoir quantifier le gain dû à la réduction des pertes fer, tout en gardant les pertes Joule statoriques ainsi que les pertes Joule dans le pont de diodes constantes.

3.2.2.1.2 *Evaluation des performances à charges partielles*

Des essais à charges partielles (10 A-20 A) ont été réalisés en mesurant le rendement des deux alternateurs, (figure 3.17) et (figure 3.18).

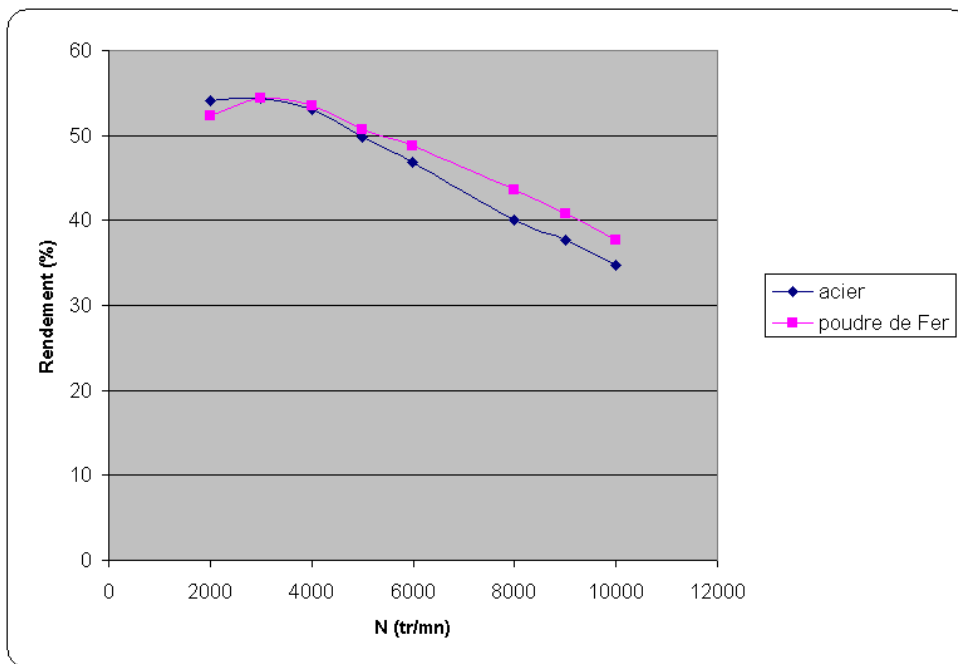


FIG. 3.17 – Rendement à charge partielle : 10 A

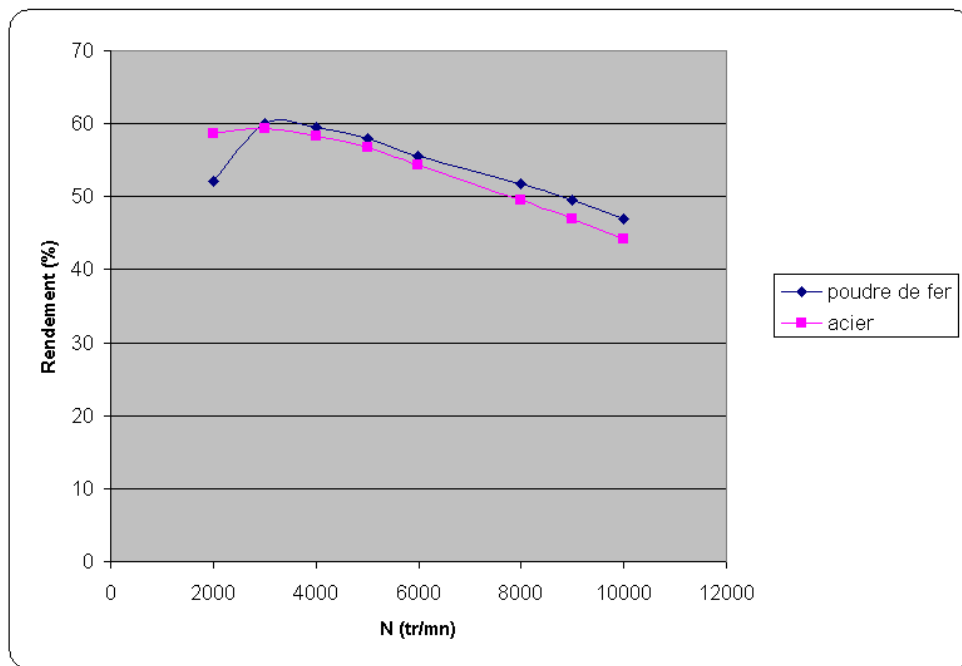


FIG. 3.18 – Rendement à charge partielle : 20 A

On observe qu'à faible vitesse, le rendement de l'alternateur dont le rotor a été réalisé avec la poudre de fer diminue de 2 points à faible charge (10A), et de 4 points à moyenne charge (20A). En revanche, à grande vitesse, on observe un gain de 3 points à (10000 tours/mn).

3.2.3 Réduction des pertes harmoniques (bobinage à pas raccourci)

Le bobinage des stators fabriqués par Valeo est à pas diamétral (pas de 6), dans lequel la spire va de l'encoche 1 à l'encoche 7 dans le cas d'une machine à 2 encoches/pôle/phases. Ce type de bobinage est caractérisé par un coefficient de raccourcissement unitaire, et un taux élevé des harmoniques. Afin de diminuer les pertes fer créées par ces harmoniques, nous proposons d'utiliser des bobinages à pas raccourci, qui, grâce au degré de liberté supplémentaire qu'ils apportent, permettent d'améliorer sensiblement le taux global des harmoniques d'espace, ou de supprimer certains harmoniques [SM01]. Par exemple pour éliminer l'harmonique 3 de la tension simple, il faut utiliser un pas de bobinage de 4/6, et ainsi le coefficient de raccourcissement est nul.

3.2.3.1 Calcul du coefficient de raccourcissement

Le coefficient de raccourcissement est donné par la formule 3.1.

$$K_{r_v} = \sin\left(v \frac{L_{sm}}{y} \frac{\pi}{2}\right) \quad (3.1)$$

v est le rang de l'harmonique, L_{sm} est la longueur de la spire et y est la longueur du pas diamétral qui est égale à 6 dans notre cas.

On ne peut donc pas par cette méthode éliminer simultanément deux harmoniques. On peut espérer minimiser deux harmoniques impaires consécutifs en choisissant un pas raccourci de 5/6. En revanche, en choisissant un pas raccourci de 4/6, nous éliminerons complètement l'harmonique 3 et réduisons l'amplitude de l'harmonique 5 [annexe D].

$$K_{r_3} = \sin\left(3 \frac{L_{sm}}{6} \frac{\pi}{2}\right) \quad (3.2)$$

Pour $l=5$, $K_{r_3} = 0.7$; pour $l=4$, $K_{r_3} = 0$.

3.2.3.2 Influence du raccourcissement du pas de bobinage sur le débit de l'alternateur

Pour voir l'influence du pas de bobinage sur le débit de l'alternateur, nous avons réalisé 3 stators, un premier avec un pas diamétral, un deuxième avec un pas raccourci de 5/6 et un troisième avec un pas raccourci de 4/6. Ce sont des stators qui appartiennent à un alternateur de classe 18 « alternateur D », il comporte deux encoches par pôle et par phase. Ces caractéristiques magnétiques et électriques sont données en annexe [A].

Nous constatons que dans le cas du bobinage raccourci de 5/6, le débit n'a pas beaucoup changé. En revanche, dans le cas du pas raccourci de 4/6, nous remarquons un basculement de la courbe du débit (-15A à 1800 tours/mn et +20A à 12000 tours/mn). Cette diminution du débit à faible vitesse est due à une réduction de l'amplitude maximale de la force magnéto motrice, en raison d'un étalement plus grand des conducteurs. En revanche, à grande vitesse, le gain en débit est dû à la l'élimination de l'harmonique 3 de la tension simple. Les formes d'ondes de la tension simple avec les différents types de bobinages sont présentés à l'annexe [D].

Les résultats des essais sont présentés à la figure 3.19.

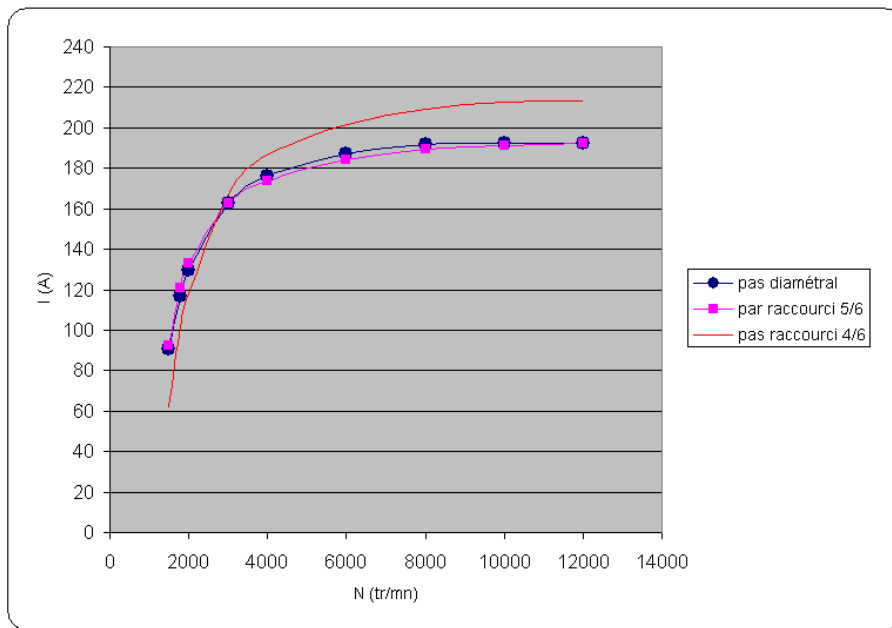


FIG. 3.19 – Influence du raccourcissement du pas de bobinage sur le débit à pleine charge

Faute de disponibilité des moyens de mesures du rendement, nous n'avons pu mesurer avec exactitude le rendement de ces alternateurs. Nous avons constaté que lorsqu'on raccourci le pas de bobinage de 4/6 [annexe D], la forme d'onde de la tension simple est plus sinusoïdale, ce qui réduit fortement les pertes fer dues aux harmoniques.

Après avoir proposé des solutions pour réduire les pertes fer totales dans l'alternateur à griffes, en utilisant une tôle de meilleure qualité, en fendant les dents statoriques, en raccourcissant le pas de bobinage et en utilisant les matériaux frittés dans le rotor. Nous retiendrons comme meilleures solutions : « la tôle améliorée et les fentes », car elle permettent d'augmenter le rendement de la machine sans dégrader le débit qui est un besoin primordial pour notre application.

Dans ce qui suit, nous allons nous intéresser aux pertes Joule statoriques en proposant quelques idées dans le but de les réduire et augmenter ainsi le rendement de l'alternateur à forte charge ou à pleine charge.

3.3 Réduction des pertes Joule statoriques

Pour réduire les pertes Joule statoriques, nous pouvons penser à des solutions courantes, comme l'augmentation de la section du fil du cuivre pour diminuer la résistance, ou bien l'augmentation du coefficient de remplissage pour réduire les échauffements ; comme nous

pouvons proposer des solutions plus originales tel que la modification du type de bobinage en utilisant des bobinages de type concentrés.

3.3.1 Augmentation du coefficient de remplissage

Pour augmenter le coefficient de remplissage de l'encoche statorique, nous avons optimisé la forme de l'encoche en modifiant les angles des arrondis afin de mieux répartir les conducteurs dans les encoches (figure 3.21). Le diamètre du fil statorique a été également augmenté. Cette nouvelle fiche électrique impose une augmentation de la hauteur de l'encoche statorique de 2 mm. Le coefficient de remplissage est ainsi amélioré de 5%. (il est passé de 40% à 45%).

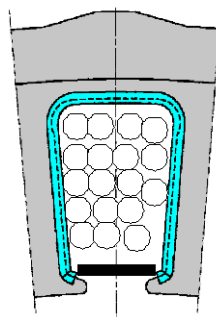
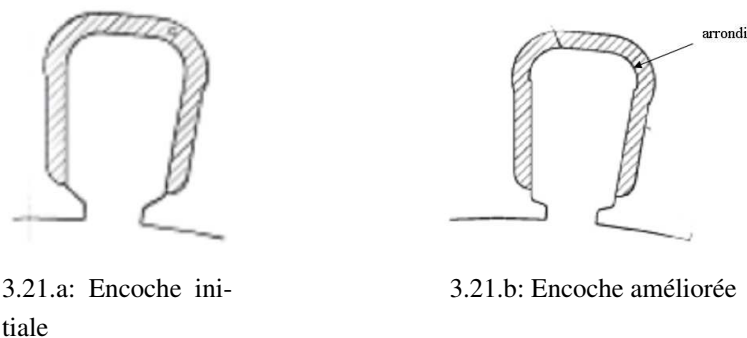


FIG. 3.20 – Encoche statorique



3.21.a: Encoche initiale

3.21.b: Encoche améliorée

FIG. 3.21 – Forme de l'encoche

Cette étude a été réalisée sur un alternateur de classe 12. Les résultats d'essais réalisés à charge partielles (80A) montrent une amélioration du rendement de 2 points à faible vitesse (2000 tours/mn), et d'un demi point à grande vitesse (15000 tours/mn). Le gain est modeste à vitesse élevée car se sont les pertes fer qui sont prépondérantes.

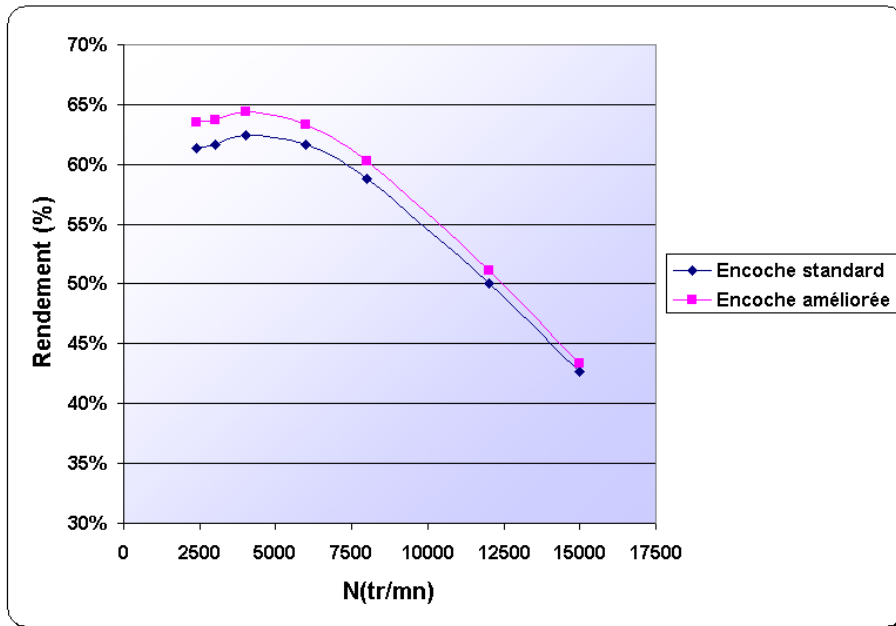


FIG. 3.22 – Influence de l’amélioration du coefficient de remplissage sur le rendement

La séparation des pertes à 80 A (figure 3.17), montre une diminution des pertes Joule statoriques de 36 W. Elles ont été réduites de 20%.

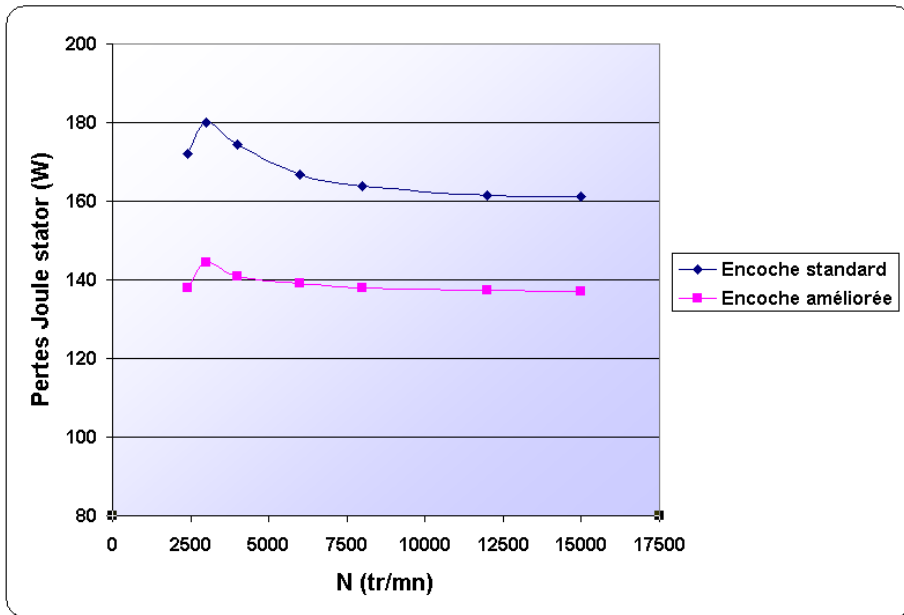


FIG. 3.23 – Influence de l’amélioration du coefficient de remplissage sur les pertes Joule statoriques

3.3.2 Bobinage concentré

Les bobinages concentrés présentent l'avantage d'avoir des petites têtes de bobine, ce qui amène une réduction de la résistance statorique et par conséquent des pertes Joule.

Cependant, on ne les utilise guère que pour des applications où la forme d'onde importe peu, c'est pourquoi nous proposons d'augmenter le nombre de phases statoriques pour réduire les ondulations du couple en particulier afin de réduire le niveau du bruit acoustique d'origine magnétique.

La figure 3.24 montre un stator pentaphasé avec un bobinage concentré.

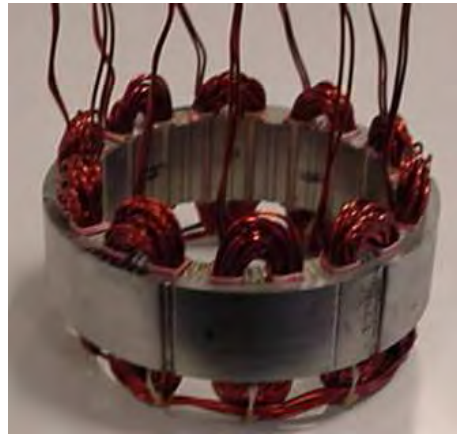


FIG. 3.24 – Stator avec bobinage concentré

3.3.2.1 Tension à vide

La figure 3.25 montre l'évolution de la tension à vide en fonction du courant d'excitation, le stator est couplé en étoile.

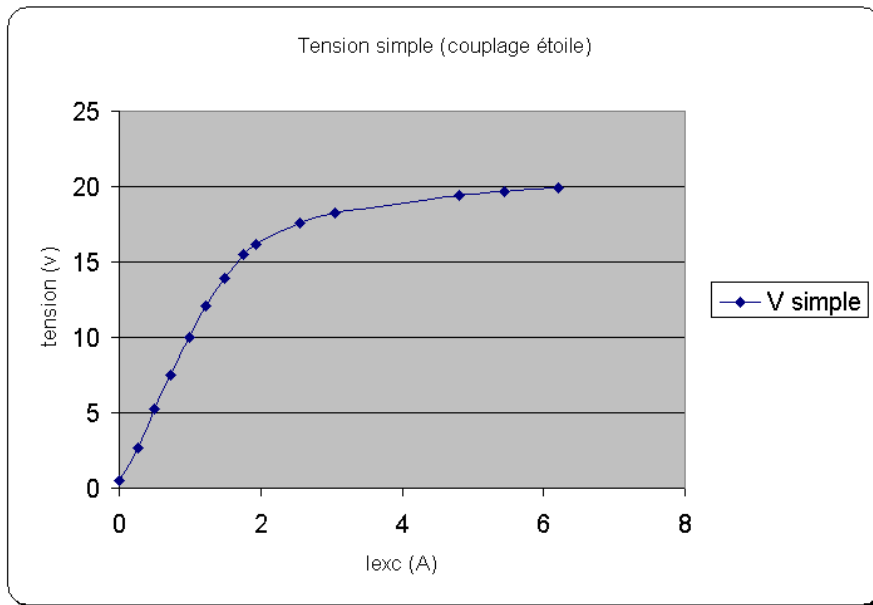


FIG. 3.25 – Tension à vide à 1800 tours/mn

3.3.2.2 Essai en charge

Les résultats des essais en charge montraient que le débit à 1800 tours/mn est de 90 A. En revanche, à 6000 tours/mn, le débit est seulement de 120 A. De ce fait, le nombre de spires au stator doit être optimiser afin de diminuer la réactance statorique et augmenter ainsi le débit à vitesse élevé. Cette optimisation est basée sur un compromis entre le nombre de spires par phase et le nombre de bobines en série. Il faut aussi optimiser le circuit magnétique de la machine pour pouvoir loger de gros fils dans le but de diminuer la résistance de l'enroulement statorique et réduire ainsi les pertes Joule statoriqueS. Cette solution a le mérite d'être approfondie dans le futur.

3.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous nous sommes intéressés aux pertes fer et au pertes Joule statoriques en présentant quelques solutions pour les réduire dans le but d'augmenter le rendement de l'alternateur.

Parmi les solutions proposées pour réduire les pertes fer statoriques, nous retiendrons celle qui adopte l'utilisation d'une tôle de meilleure qualité, et celle qui consiste à fendre les dents statoriques car elles permettent d'augmenter le rendement de la machine sans dégrader le débit. En termes de performances, fendre les dents statoriques reste une solution plus

avantageuse car une étude d'optimisation de la forme de la fente a montré que nous pouvons aussi améliorer considérablement le débit, le rendement et le bruit magnétique. En revanche, remplacer la nuance de la tôle actuelle par la tôle « M330-35A » est une solution qui est facile à mettre en place en industrie mais reste coûteuse. Remplacer l'acier du rotor par un matériau fritté n'est pas intéressant dans le sens où ce dernier ne permet pas d'assurer le débit que doit fournir l'alternateur ; même si le rendement augmente de 2 points à grande vitesses. L'augmentation du coefficient de remplissage des encoches statoriques est aussi intéressant car ça permet de diminuer les pertes Joules statoriques.

Chapitre 4

Vers un dimensionnement optimal de l'alternateur

4.1 Introduction

Dans le chapitre précédent, nous avons présenté des solutions pour augmenter le rendement de l'alternateur en réduisant les pertes fer et les pertes Joule statoriques. Dans ce chapitre, nous présentons une démarche d'optimisation rapide et ordonnée, basée sur les plans d'expériences. Le but de cette démarche est d'avoir une structure optimisée de l'alternateur à griffes pour une conception préliminaire.

En effet, la recherche de la meilleure performance d'un dispositif dans laquelle interviennent des paramètres dimensionnels et physiques est un problème difficile, à cause de la complexité des phénomènes qui apparaissent, seuls ou conjugués, tels que la saturation magnétique, les effets tridimensionnels, les mouvements relatifs des pièces et les couplages électriques. De plus, on doit respecter des contraintes portant sur la faisabilité du dispositif optimisé.

De fait, l'optimisation est souvent hors de portée d'une étude paramétrique classique et nécessite alors l'utilisation de procédures plus puissantes, combinant simulations numériques ou analytiques et outils d'optimisation.

Dans notre étude, nous avons couplé un algorithme d'optimisation GOT (General Optimisation Tool [Cou02]), développé au Laboratoire Electrotechnique de Grenoble avec un outil de calcul éléments finis : Flux 3D. Ce travail que nous avons encadré a fait l'objet du Master de Y. Tamto [Tam05].

Nous avons utilisé l'alternateur « A » présenté dans le chapitre I comme configuration initiale de l'optimisation, les caractéristiques de cet alternateur sont détaillées dans l'annexe [A].

4.2 Présentation de l'outil GOT

GOT est un ensemble d'outils destinés à l'optimisation des structures électromagnétiques à base de calculs numériques intensifs. Il a été développé par le Professeur Jean-Louis COULOMB [Cou02] au Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble.

Les principales étapes d'utilisation de GOT sont :

- Etape1 : Définition du problème d'optimisation (mono ou multi objectif).
- Etape2 : Définition de la table d'expériences en fonction des paramètres de l'optimisation.
- Etape3 : Éventuellement, détection des paramètres influents.
- Etape4 : Optimisation (déterministe ou stochastique) par directe ou par surface de réponse.
- Etape5 : Analyse de sensibilité et de robustesse de la ou des solutions trouvées.

La figure 4.7, représente un schéma de principe de la structure de GOT.

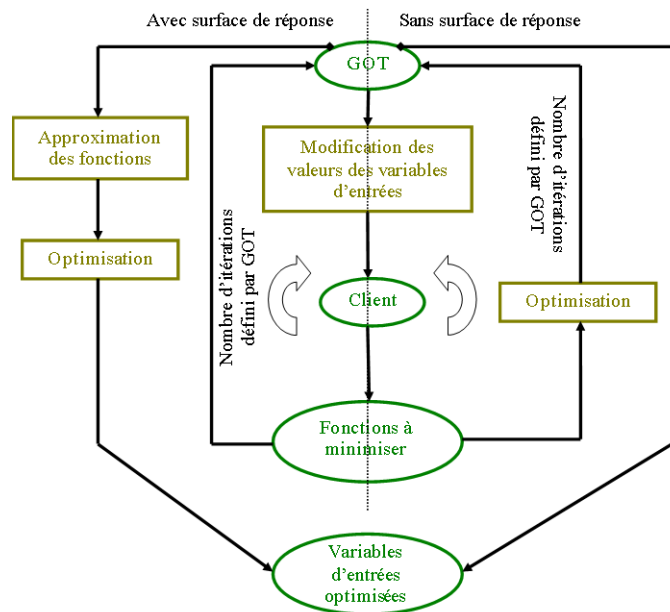


FIG. 4.1 – Bloc d'une optimisation de variables à l'aide de GOT

4.3 Fonctions Objectifs de l'optimisation

Dans un premier temps, nous allons présenter une méthode pour répondre à une optimisation mono objectif, qui est la maximisation du débit à faible vitesse (1800 tours/mn). Dans une deuxième étape, nous présenterons également une optimisation mono objectif pour maximiser le débit à grande vitesse. La dernière étape portera sur une optimisation multi objectifs, à savoir la maximisation du débit et la minimisation des ondulations de couple à vitesse élevée, ce qui revient à maximiser le rapport débit / ondulation de couple.

4.4 Présentation de la démarche générale

- La première étape est la définition des paramètres de l'optimisation qu'on fait varier entre une valeur minimale et une valeur maximale. Cette définition dépend bien évidemment des contraintes à respecter, qui sont liées à la faisabilité de la géométrie et au processus de fabrication.
- La deuxième étape consiste à construire la table du plan d'expériences.
- Dans la troisième étape, on lance les calculs sur Flux 3D en balayant toute la table du plan d'expériences.
- La quatrième étape consiste à récupérer les résultats de calculs sur Flux3D pour les implémenter dans GOT.
- L'étape suivante est celle du débroussaillage, le but est de réduire le nombre de paramètres en gardant seulement les plus influents pour la fonction objectif, et en fixant les autres paramètres.
- Par la suite, nous construisons une surface de réponse plus précise en fonction des paramètres influents.
- Dans la dernière étape, nous exploitons la surface de réponse, soit pour prédiction, soit pour optimisation.

4.5 Optimisation du débit à faible vitesse (1800 tours/mn)

Le but de cette optimisation est de maximiser le débit à faible vitesse pour trouver une structure optimale. Les cahiers des charges des constructeurs automobiles portent un grand intérêt au débit à basses vitesses.

4.5.1 Domaine de variation des paramètres

Nous avons seulement agi sur les paramètres géométriques de l'alternateur, que nous avons limité à trois pour des raisons de temps de calculs élevés sur Flux 3D, ils sont présentés

au tableau 4.1 et à la figure 4.2.

Référence	Non du paramètre	Symbole	Valeur ref	Valeur min	Valeur max
1	Distance inter-griffes	d_{gg}	10.34	8.79	12.37
2	Longueur noyau	L_n	31.3	30	35
3	Rayon noyau	R_n	27	25	29

TAB. 4.1 – Paramètres de l'optimisation

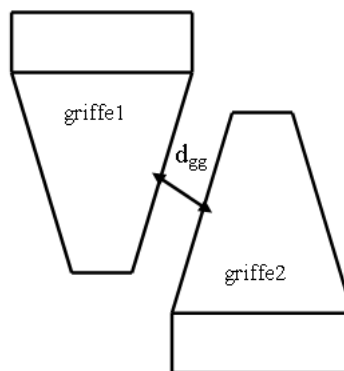


FIG. 4.2 – Distance inter-griffes

4.5.2 La table d'expériences

Avec les trois facteurs qu'on veut faire varier, nous faisons le postulat d'une surface de réponse polynômial de degré 2, car une telle surface qui approche la fonction à optimiser par une parabole permet d'avoir une précision satisfaisante de l'optimum qui ne nécessite pas un nombre élevé d'expériences. Cette approximation est obtenue à partir des résultats calculés pour différentes configurations de paramètres bien choisis, puis par l'application d'un algorithme d'interpolation. Le nombre d'expériences est de 15 et la table est présentée dans l'annexe [E].

4.5.3 Problématique des temps de calculs élevés sur Flux 3D

Bien que les optimisations basées sur des calculs éléments finis soient attractives au niveau de la précision des résultats, les temps de calculs deviennent vite écrasants. En moyenne, un calcul en charge en mode magnétique-évolutif et en tenant compte du couplage avec le circuit électrique dure une semaine lorsque l'alternateur tourne à 1800 tours/mn et entre 4 et 5 jours lorsqu'il tourne à 6000 tours/mn sur un Pentium 4 (3.2 GHz). Ceci, dépend bien

évidemment du maillage, et plus précisément de la taille des éléments du second ordre. Le module magnétique-évolutif de Flux 3D a l'avantage de traiter des structures électromagnétiques en tenant compte du mouvement des parties mobiles et du couplage avec le circuit électrique. Son inconvénient majeur est le temps de calcul qui est très élevé dans notre cas : il faut compter en moyenne 15 semaines de calculs pour avoir les résultats de la table d'expériences, ce qui n'est pas aisé pour cette étude. Sans oublier la taille mémoire nécessaire pour stocker les fichiers de résolution générés par Flux 3D : 3Go par calcul. C'est pourquoi, nous avons commencé par étudier l'influence de la discrétisation de l'entrefer pour voir jusqu'où nous pouvons l'augmenter afin de réduire le nombre d'éléments du second ordre sans pour autant dégrader la qualité des résultats. Nous avons alors constaté qu'en réduisant le nombre d'éléments du second ordre à 100 000, ce qui représente un tiers du nombre total, nous pouvons réduire les temps de résolutions de 25% à faible vitesse (1800 tours/mn) et de 19% à vitesse élevée (6000 tours/mn), tout en conservant une très bonne précision des résultats, l'écart étant seulement de 2%.

Dans le but de réduire encore plus les temps de calculs, nous avons testé le principe du pas de résolution « évolutif » en utilisant pour le transitoire numérique un pas de temps plus important que celui utilisé pour le régime permanent : un pas tous les 3° mécaniques au lieu d'un pas tous les 1.5°. Les résultats obtenus à basse vitesse (1800 tours/mn), et à vitesse élevée (6000 tours/mn), montrent qu'on gagne respectivement 2 et 1.5 jours de calcul, ce qui représente respectivement 33% et 28% du temps initial, tout en conservant une bonne précision des résultats : l'écart est seulement de 1%.

Au final, nous avons pu diminuer les temps de calculs de 50% environ. Malgré ces résultats très encourageants, les calculs en charge, en tenant compte du couplage avec le circuit électrique restent coûteux, c'est la raison pour laquelle nous nous sommes limités au préalable à 3 paramètres.

4.5.4 Calcul du débit sur Flux 3D

Les calculs sont réalisés en charge, en magnétique-évolutif et en tenant compte du couplage avec le circuit électrique. Le plus difficile était de mailler les 15 géométries, car il n'était pas possible de conserver le même maillage pour toutes les structures. Après résolution, nous avons calculé la valeur moyenne du débit redressé. Les résultats de calculs sont présentés dans l'annexe [E].

4.5.5 Surface de réponse

La surface de réponse est une approximation de la réponse du dispositif. Pour l'obtenir, on applique un algorithme d'interpolation. La surface de réponse est intéressante dans la mesure où elle apporte une connaissance globale du comportement du dispositif étudié. Elle est utile dans la détermination des paramètres les plus influents, lors de l'étape de débroussaillage, qui seront conservés pour la construction d'une surface de réponse plus robuste et plus coûteuse (une surface de réponse de degré 2, 3...). Et puis, on localisera l'optimum.

Une fois l'optimum trouvé sur la surface de réponse, il faut vérifier sa validité par une simulation numérique. Si l'écart entre estimation et vérification est grand, il est nécessaire d'affiner l'approximation.

Nous avons utilisé comme surface de réponse un polynôme du deuxième degré. Les paramètres : d_{gg} , L_n , R_n sont des paramètres normalisés entre -1 et +1.

Le couplage des résultats de Flux 3D avec le logiciel « GOT » a donné comme approximations du courant un polynôme de degré 2, annexe [E].

La surface de réponse obtenue est représentée à la figure 4.3. On constate que l'optimum est atteint en butée pour le paramètre géométrique R_n , il aurait fallu choisir un interval avec une valeur minimale de R_n inférieur à 25 mm.

L'optimisation sur « GOT » donne comme résultats les paramètres géométriques suivants : $d_{gg} = 10.68 \text{ mm}$, $L_n = 31.95 \text{ mm}$ et $R_n = 29 \text{ mm}$ (tableau 4.2). Elle prédit pour la structure optimale un débit de 120 A (figure 4.4). Nous rappelons que le débit de la structure initiale était de 90 A.

Référence	Non du paramètre	Symbole	Valeur ref	Valeur optimale
1	Distance inter-griffes	d_{gg}	10.34	10.68
2	Longueur noyau	L_n	31.3	31.95
3	Rayon noyau	R_n	27	29

TAB. 4.2 – Paramètres après optimisation

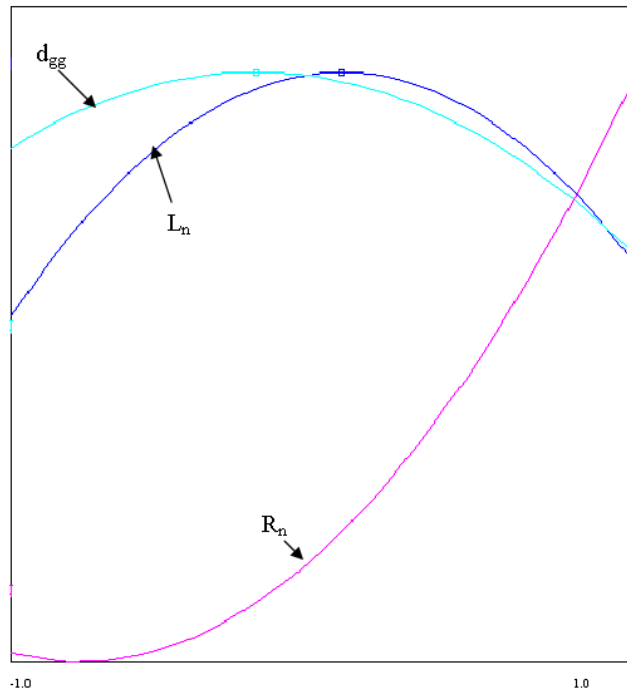


FIG. 4.3 – Variation de la surface de réponse autour de l'optimum pour les trois paramètres de l'optimisation du débit à faible vitesse

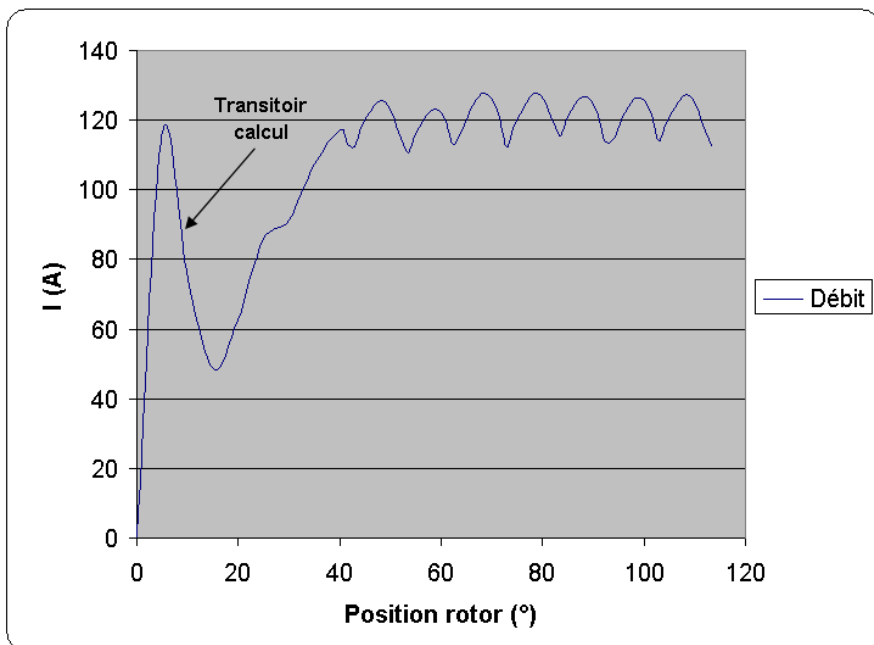


FIG. 4.4 – Courant redressé de la structure optimale à 1800 tours/mn

La figure 4.5, représente un comparatif entre la géométrie initiale et la géométrie opti-

male.

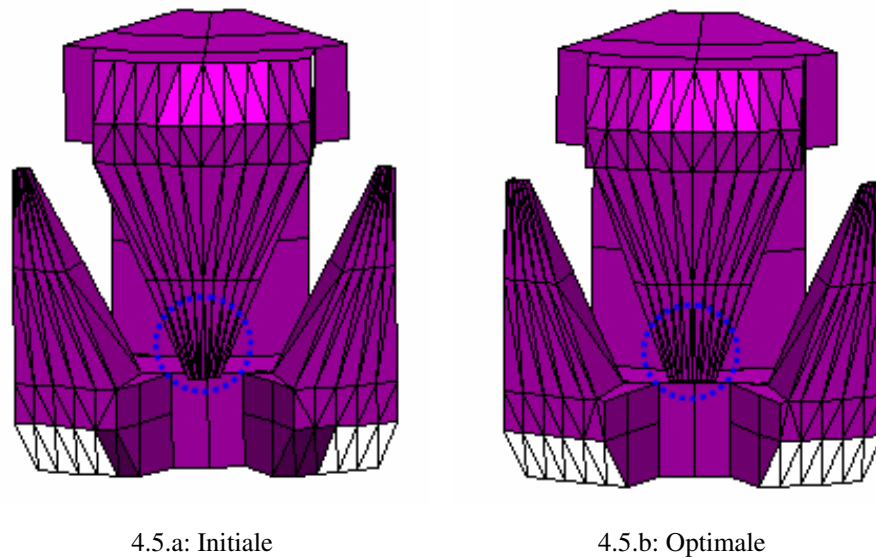


FIG. 4.5 – Géométrie du rotor (optimisation du débit à faible vitesse)

Nous constatons que pour augmenter le débit à faible vitesse, il faut élargir le bout de la griffe pour augmenter la surface d'échange du flux entre le rotor et le stator. Aussi remarquons que le rayon du noyau prend sa valeur maximal, ceci est dû au fait qu'il est initialement très saturé.

4.5.6 Vérification de l'optimum par calcul sur Flux3D

Nous avons effectué un calcul sur Flux3D pour vérifier la validité de ce résultat. Le tableau 4.3, présente un comparatif entre la valeur du débit à 1800 tours/mn prédite par « GOT » et celle calculée sur FLUX 3D.

	Initial	GOT	FLUX 3D
Débit (A)	95	120	118

TAB. 4.3 – Comparatif de l'optimisation à faible vitesse

Le résultat de l'optimisation sur « GOT » et celui du calcul sur Flux 3D sont très proches.

4.6 Optimisation à grande vitesse (6000 tours/mn)

Le but de cette optimisation dans un premier temps est de maximiser le débit, par la suite, de maximiser le rapport (débit / ondulation de couple). Après optimisation du temps

de calcul à grande vitesse, que nous avons réduit de 5 à 2 jours, nous avons constaté qu'il reste toujours élevé pour une optimisation dont laquelle on veut faire varier 6 paramètres. Pour réduire le coût global de l'optimisation, nous proposons une démarche spécifique qui est fondée sur des calculs en multi-positions, sans tenir compte du couplage avec le circuit électrique.

4.6.1 Domaine de variation des paramètres

Nous avons agi sur six paramètres géométriques de l'alternateur, ils sont présentés dans le tableau 4.4.

Références	Non du paramètre	Symbole	Valeur ref(mm)	Valeur min(mm)	Valeur max(mm)
1	Distance inter-griffes	D_{gg}	10.34	8.79	12.37
2	Epaisseur de la culasse statorique	$E_{p_{cs}}$	4.3	2	5.5
3	Largeur du coude rotorique	L_c	29.5	28	32
4	Largeur de la dent statorique	L_{ds}	4.2	3	5
5	Longueur stator	L_s	33	29	38
6	Ouverture d'encoche statorique	Ouv_{es}	3	1	3.3

TAB. 4.4 – Paramètres de l'optimisation à grande vitesse

Les paramètres géométriques du tableau 4.4 sont présentés aux figures 4.6 et 4.7.

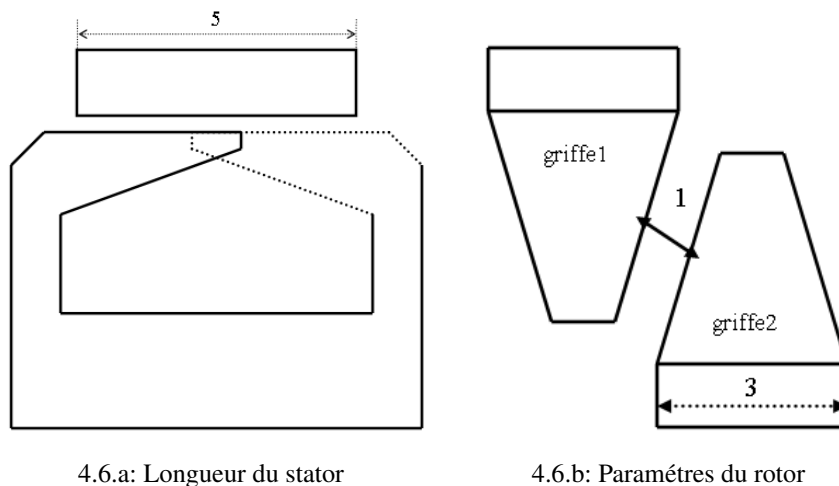


FIG. 4.6 – Paramètres de la géométrie du rotor et de la longueur stator

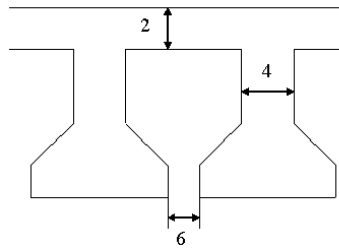


FIG. 4.7 – Paramétrage de la géométrie du stator

4.6.2 Contraintes imposées sur les paramètres géométriques

Il est important de vérifier la faisabilité de toutes les configurations pour éviter d'avoir des incohérences géométriques (distances négatives), et respecter les contraintes liées au processus de fabrication, ces contraintes sont présentées au tableau 4.5.

L'encombrement de l'alternateur en diamètre extérieur sera limité à celui de l'alternateur initial.

Références de la figure 4.7	Non du paramètre	Symbole	Contraintes
2	Épaisseur de la culasse statorique	Ep_{cs}	≥ 2
4	Largeur de la dent statorique	L_{ds}	≥ 1
6	Ouverture de l'encoche statorique	Ouv_{es}	≥ 1

TAB. 4.5 – Contraintes imposées sur les paramètres de l'optimisation

- L'épaisseur de la culasse et la largeur de la dent statorique doivent être respectivement au minimum égales à 2mm et à 1mm pour des raisons de tenue mécanique.
- Pour des raisons de process, l'ouverture de l'encoche statorique doit être au minimum supérieure à 1mm pour faciliter l'insertion des fils.

4.6.3 Table d'expériences

Avec les six facteurs qu'on veut faire varier, nous faisons le postulat d'une surface de réponse polynômiale de degré 2, la table obtenue contient 45 cas, elle est présentée dans l'annexe [E].

4.6.4 Optimisation du débit à grande vitesse

4.6.4.1 Introduction

La figure 4.8 montre qu'à grande vitesse le courant débité par l'alternateur varie très peu en fonction de la vitesse, le fonctionnement de l'alternateur est proche de celui d'une machine en court-circuit. L'idée, est de calculer le courant fourni par l'alternateur à grande vitesse comme étant un courant de court-circuit.

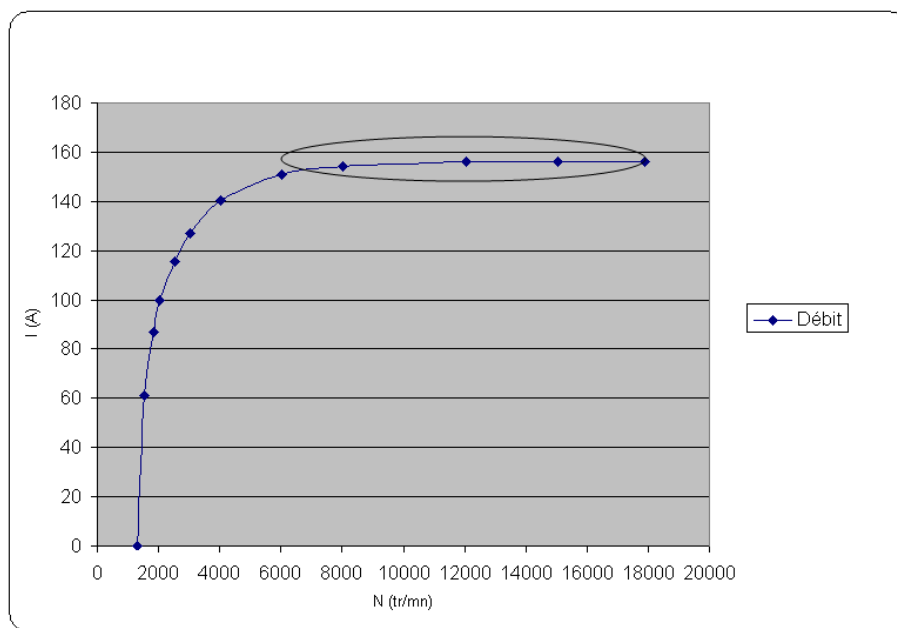
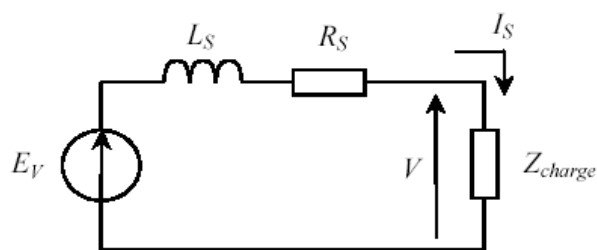
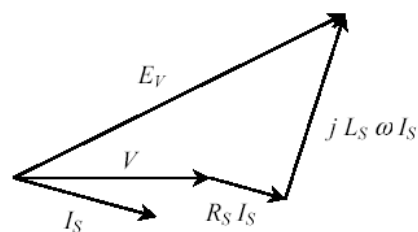


FIG. 4.8 – Caractéristique du débit à pleine charge

Les diagrammes vectoriels illustrent les relations entre les diverses grandeurs, ils sont d'autant plus compliqués qu'ils cherchent à être plus précis, suivant qu'il s'agit d'un alternateur à rotor lisse ou d'un alternateur à pôles saillants.



4.9.a: Schéma équivalent par phase



4.9.b: Diagramme vectoriel du modèle de Behn-Eschenburg

FIG. 4.9 – Schéma équivalent et diagramme vectoriel

En négligeant la résistance statorique, la force électromotrice à vide est donnée par l'équation 4.1.

$$E_V = \sqrt{V^2 + (L_s \omega I_s)^2} \quad (4.1)$$

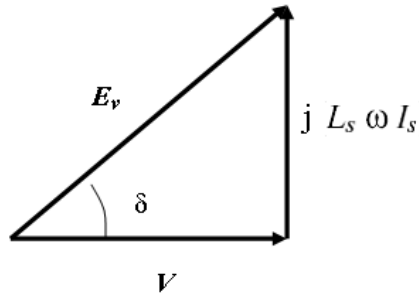


FIG. 4.10 – Diagramme vectoriel simplifié

V est la tension au borne de l'enroulement statorique.

L_s est l'inductance cyclique d'une phase statorique.

ω est la pulsation électrique.

I_s est le courant dans l'enroulement statorique.

Dans le cas où l'alternateur est en court-circuit ($V = 0$), le courant est donné par l'équation 4.2.

$$I_{cc} = \frac{E_v}{X} = \frac{\phi_v}{L_s} \quad (4.2)$$

Dans le calcul de ce courant, nous avons adopté deux hypothèses.

4.6.4.2 Hypothèses de l'optimisation

Nous proposons de faire des calculs en magnétostatique pour une position donnée du rotor qui correspond à la position pour laquelle le flux est maximal dans la phase a : phase choisie comme référence. Pour ce faire, nous avons adopté comme hypothèses que le circuit magnétique de la machine n'est pas saturé, et que l'alternateur à griffes est une machine à pôles lisses.

Avant de commencer l'optimisation, nous allons faire un point sur ces deux hypothèses :

4.6.4.2.1 La saturation magnétique

A grande vitesse, nous pouvons observer que le circuit magnétique de l'alternateur est moins saturé qu'à faible vitesse à cause de la réaction magnétique d'induit, mais ceci ne justifie guère cette hypothèse parce que le niveau d'induction dans certaines zones du circuit magnétique peut atteindre les 2 T (pieds des dents statoriques) (Cf. figure 2.19).

4.6.4.2.2 La saillance

Nous montrerons dans cette partie comment nous avons calculé les inductances L_d et L_q à partir du logiciel Flux 3D. Les méthodes de mesures d'inductances ont déjà fait l'objet de publications [Foc84].

Avant de calculer les inductances L_d et L_q , nous avons fait un premier calcul à vide en imposant un courant d'excitation de 4 A dans l'enroulement rotorique pour déterminer la position du rotor pour laquelle le flux est maximal dans la phase a. Cette position correspond à une position angulaire de 50° mécanique, elle représente la position selon l'axe d (figure 4.11).

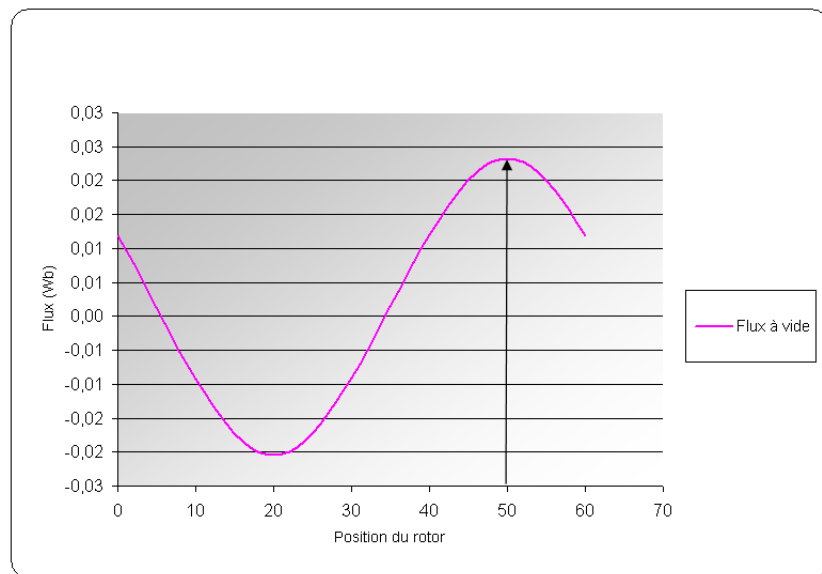


FIG. 4.11 – Evolution du flux à vide dans la phase a en fonction de la position du rotor

Le calcul de l'inductance L_d se fera à $\theta = 50^\circ$, en magnétostatique, en imposant à chaque fois des courants dans les phases a, b et c tel que : $I_b = I_c = -I_a/2$. Le courant I_a varie entre 0 et 400 A.

Dans le module « Exploitation » de Flux 3D, nous calculons l'énergie électromagnétique du domaine d'étude, l'inductance est alors déduite par la suite à partir de l'équation 4.3.

$$L_{d,q} = 2 \frac{(2/3) W}{I_{a \max}^2} \quad (4.3)$$

W étant l'énergie électromagnétique du domaine, et $I_{a \max}$ la valeur maximale du courant dans la phase a.

Pour calculer l'inductance selon l'axe q, nous procédons de la même manière en décalant le rotor de $(\pi/2p)$ par rapport à l'axe d, et en imposant les mêmes valeurs des courants dans les phases a, b et c. L'inductance selon l'axe q est donnée également par l'équation 4.3.

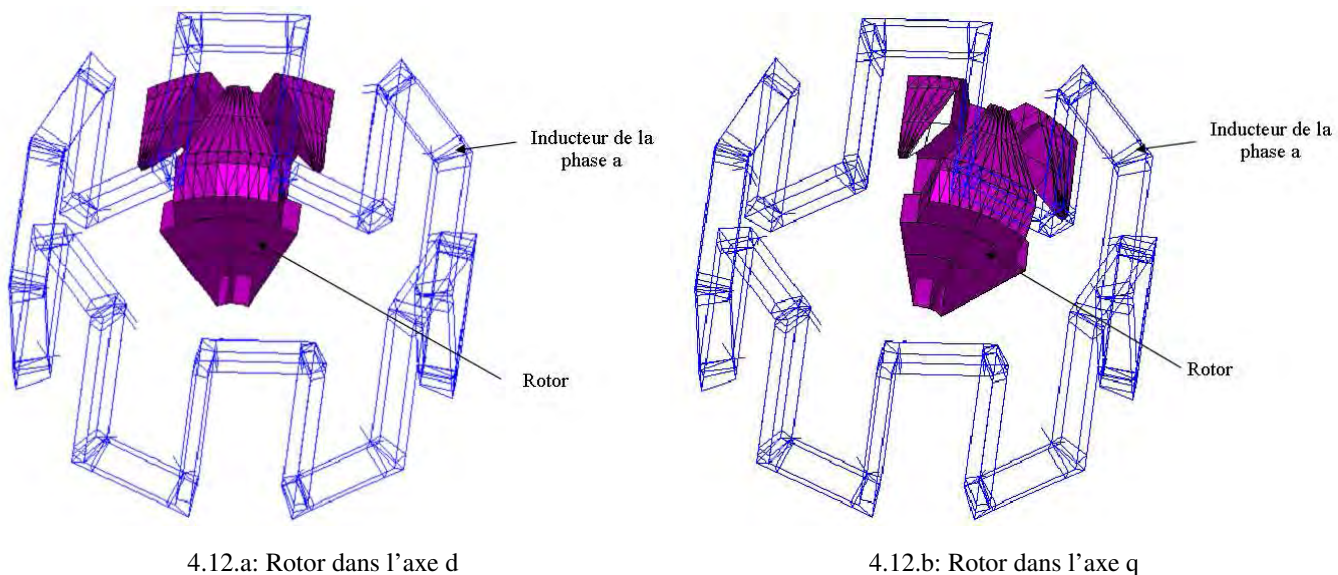


FIG. 4.12 – Vue du rotor positionné dans les axes d et q

La figure 4.13 montre l'évolution des inductances dans les deux axes d et q. A faible saturation, le rapport (L_d/L_q) est de l'ordre de 1.27 ; lorsque le courant imposé au stator est plus élevé, ce rapport se rapproche de 1.

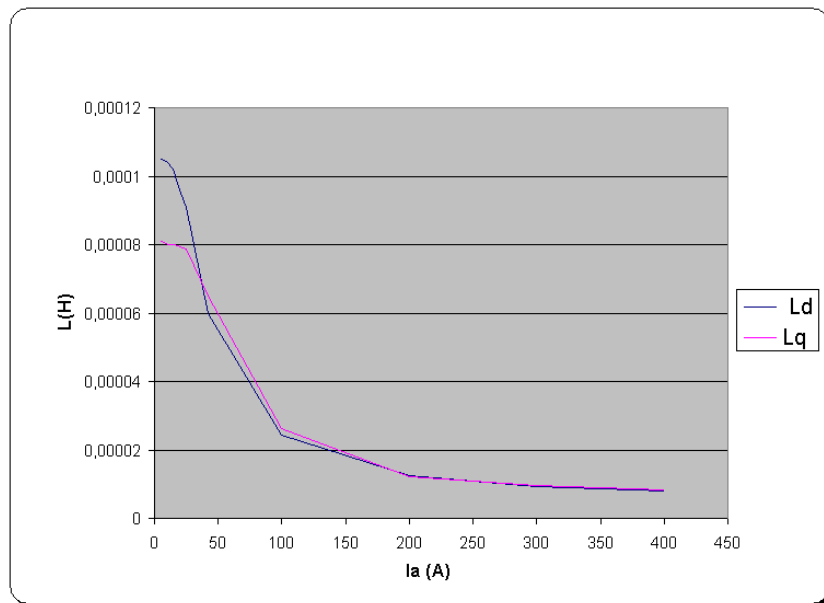


FIG. 4.13 – L_d et L_q

Nous avons adopté une autre méthode de calcul des inductances L_d et L_q qui est la méthode Américaine de Behn-Eschenburg. En imposant un courant d'excitation de 4 A dans l'enroulement rotorique et un triplé de courants dans les enroulements statoriques tel que $I_b = I_c = -I_a/2$; le courant I_a varie entre 0 et 400 A, on calcul les inductances L_d et L_q en adoptant la même démarche que précédemment.

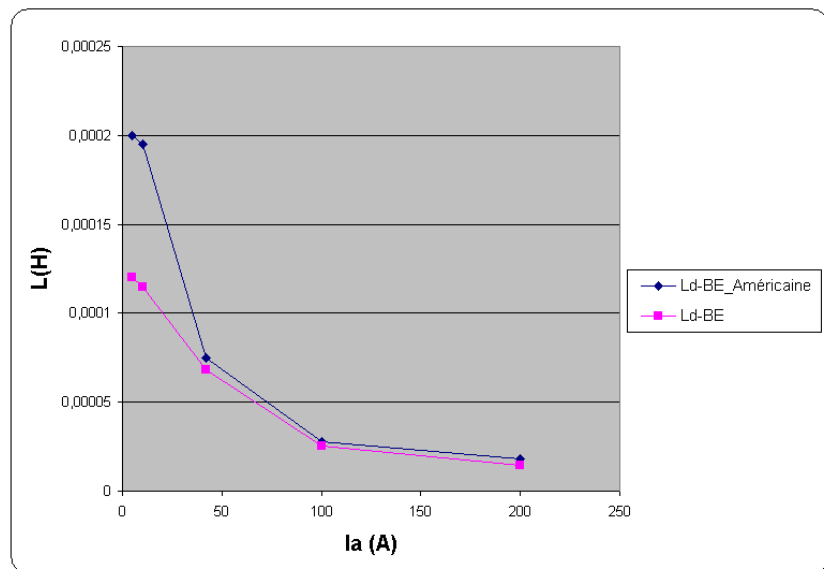


FIG. 4.14 – L_d et L_q selon la méthode Américaine de Behn-Eschenburg

Les deux méthodes présentent un écart dans le calcul de l'inductance directe à faible sa-

turation (figure 4.14).

Les résultats précédents montrent que l'hypothèse qui considère l'alternateur à griffes comme une machine à pôles lisses, caractérisée par un rapport de saillance unité n'est pas aberrante. Nous allons procéder au calcul du courant de court circuit qui nécessite un calcul du flux à vide et un calcul de l'inductance cyclique (Cf. équation 4.2).

4.6.4.3 Calcul du flux à vide

Le flux à vide est calculé dans Flux 3D en plaçant le rotor dans la position du flux max (par rapport à la phase a), et en imposant à ses bornes un courant d'excitation de 4 A. Les trois phases statoriques sont ouvertes.

Après une résolution en magnétostatique, nous calculons dans le module exploitation de Flux 3D le flux total embrassé par la phase a. Cette opération est répétée pour les 45 cas de la table d'expériences, la tâche est automatisée par le biais d'un fichier de commande écrit dans le langage de Flux 3D. Un calcul du flux à vide dure en moyenne 45mn.

4.6.4.4 Calcul de l'inductance cyclique

On calcule l'inductance cyclique par phase en considérant une alimentation de courants triphasés équilibrés. On va donc choisir pour mener notre étude la phase où le courant est maximal à l'instant $t = 0$ et en calculer le flux ; les phases a, b et c sont parcourues par les courants :

$$\begin{cases} i_a(t) = I_{max} \cos wt \\ i_b(t) = I_{max} \cos (wt - 2\pi/3) \\ i_c(t) = I_{max} \cos (wt + 2\pi/3) \end{cases} \quad (4.4)$$

à l'instant $t = 0$ ces courants valent :

$$i_a = I_{max}, i_b = i_c = -I_{max}/2 \quad (4.5)$$

avec I_{max} la valeur maximale du courant dans une phase statorique.

Le flux total « vu » par une phase est calculé par :

$$\phi_a = l_a \cdot i_a + m_{ab} \cdot I_b + m_{ac} \cdot I_c \quad (4.6)$$

Nous avons considéré que les trois bobines des trois phases statoriques sont identiques, ce qui fait que les inductances propres des trois phases, aussi bien que les mutuelles sont les

mêmes, c'est à dire $I_a = -2I_b = -2I_c = I$ et $m_{ab} = m_{ac} = m_{bc} = m$. Donc, l'équation 4.6 à l'instant $t=0$ s'écrit :

$$\phi_a = L \cdot I_{max} \quad (4.7)$$

où,

$$L = (l - m) = \frac{\phi_a}{I_{max}} \quad (4.8)$$

représente l'inductance propre cyclique de la phase a de l'induit, c'est cette valeur d'inductance qui nous intéresse et qui va entrer dans le calcul du courant de court circuit. Il faut donc calculer l'énergie magnétique.

L'énergie magnétique vaut :

$$W = \int \int \int \frac{1}{2} B.H d\Omega \quad (4.9)$$

Elle est calculée par une intégration sur tout le volume d'air du domaine d'étude. D'autre part, l'énergie est reliée aux inductances et aux courants d'un enroulement triphasé par l'expression suivante :

$$W = \frac{1}{2} (l_a i_a^2 + l_b i_b^2 + l_c i_c^2) + m_{ab} i_a i_b + m_{ac} i_a i_c + m_{bc} i_b i_c \quad (4.10)$$

En faisant les mêmes considérations que dans le calcul du flux à vide pour l'enroulement et les courants, on arrive à :

$$W = \frac{1}{2} \left(\frac{3L}{2} \right) I_{max}^2 \quad (4.11)$$

A partir de l'énergie magnétique totale de la machine calculée dans Flux 3D, l'inductance est déduite par l'équation 4.12.

$$L = 2 \frac{(2/3) W}{I_{max}^2} \quad (4.12)$$

Un calcul de l'énergie magnétique dure en moyenne une heure.

4.6.4.5 Calcul du débit

Cette démarche de calcul du courant de court-circuit en magnétostatique nous a permis de réduire les temps de calculs de 260 heures à 2 heures par calcul. Les résultats de la tables d'expériences sont présentés dans l'annexe [E].

Le tableau 4.6 montre un comparatif entre les paramètres initiaux et ceux de la structure optimale prédite par « GOT ».

Symbole	valeur initiale	Valeur après optimisation
D_{gg}	10.34	12.37
E_{pcs}	4.3	4.72
L_c	29.5	28.9
L_{ds}	4.2	5
L_s	33	29
Ouv_{es}	3	3.3

TAB. 4.6 – Paramètres de l'optimisation à grande vitesse

4.6.4.6 Surface de réponses

Le couplage des résultats avec le logiciel « GOT » a donné comme approximations du flux à vide, de l'inductance cyclique, et du courant, les polynômes de degré 2 présentés dans l'annexe [E].

La figure 4.15, montre la variation de la surface de réponse obtenue autour de l'optimum pour les différents paramètres. L'optimum est atteint en butée pour les paramètres d_{gg} et Ouv_{es} , on aurait pu prendre une borne supérieure plus élevée dans la mesure du possible. L_{ds} croît assez peu, en effet puisque l'alternateur est en court circuit, nous allons conserver la valeur de la largeur de la dent statorique L_{ds} qui permet de ne pas saturer la machine tout en augmentant le flux. Pour la longueur stator L_s , l'optimum est atteint lorsqu'il prend sa valeur minimale, en effet son augmentation à grande vitesse impliquerait une décroissance de la reluctance statorique, l'inductance serait alors plus élevée et le courant de court circuit serait plus faible.

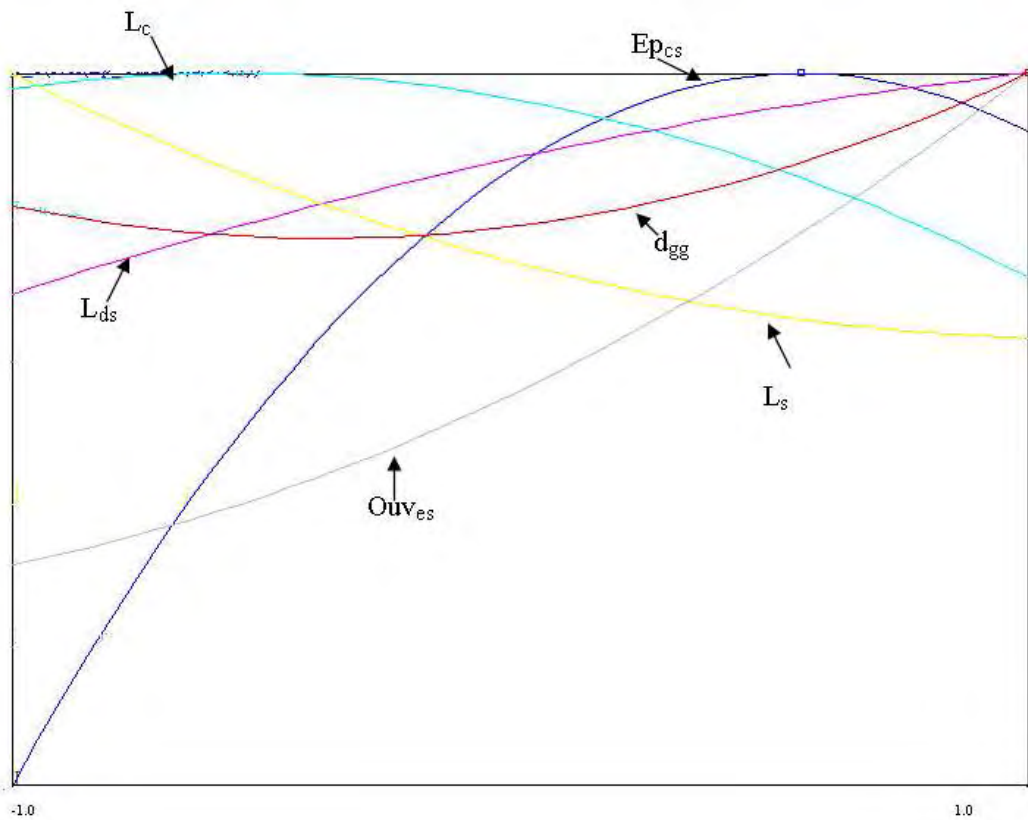


FIG. 4.15 – Variation de la surface de réponse autour de l'optimum pour différents paramètres

L'optimisation sur « GOT » prédit un courant de court circuit de 191A. Les figures 4.16 et 4.17 montrent un comparatif entre la géométrie initiale et la géométrie optimale.

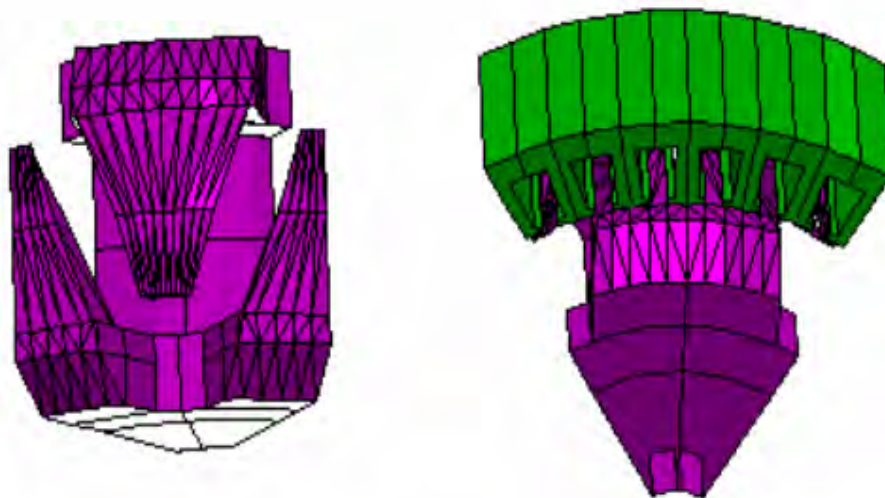


FIG. 4.16 – Géométrie initiale

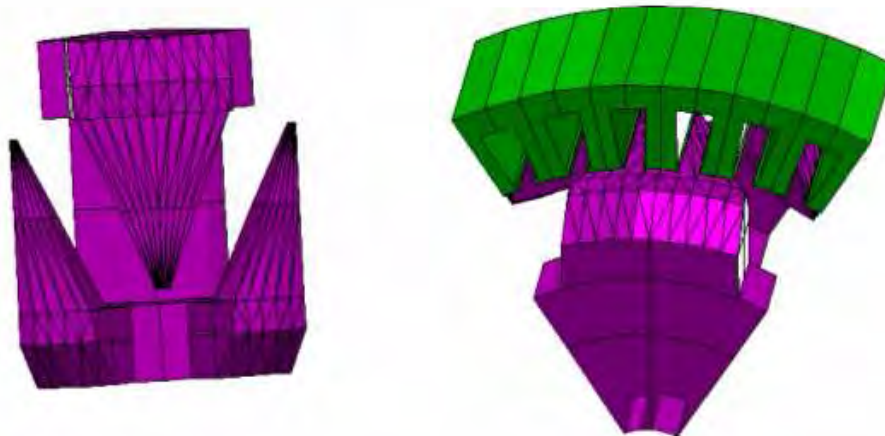


FIG. 4.17 – Géométrie optimisée pour maximiser le courant à grande vitesse

Pour augmenter le débit à grande vitesse, il faut augmenter la distance inter-griffes, en diminuant ainsi la largeur du bout de la griffe. Ce résultat est l'inverse de celui observé lors de l'optimisation du débit à faible vitesse. En effet, à grande vitesse, la saturation magnétique est plus homogène dans la griffe. En augmentant la distance inter-griffes, on réduit les fuites inter-griffes, ce qui permet d'augmenter le débit.

Étant donné que cette optimisation est faite par une surface de réponse en adoptant des hypothèses simplificatrices, nous devons vérifier par calcul (Flux3D) son acuité. Cette vérification passe par deux étapes : une première vérification par un calcul du courant de court-circuit en magnétostatique en adoptant la même démarche lors de l'optimisation, et une deuxième par un calcul du débit à grande vitesse (6000 tours/mn) en magnétique-évolutif en tenant compte du couplage avec le circuit électrique.

4.6.4.7 Vérification de l'optimum avec calcul en magnétostatique sans couplage électrique

Le calcul du courant de court-circuit en magnétostatique, donne une valeur de 183A, soit 8A de moins que la prédiction faite par « GOT ». Il faut effectuer des calculs en charge pour vérifier ces résultats.

4.6.4.8 Vérification de l'optimum avec calcul en magnétique-évolutif avec couplage électrique

Un calcul en charge en magnétique-évolutif avec la géométrie optimale est le plus représentatif du fonctionnement réel de l'alternateur, le débit calculé sur Flux 3D est de 164A à 6000 tours/mn, soit 27A de moins par rapport à celui prédit par GOT, et 19A de moins par rapport à celui calculé sur Flux 3D en magnétostatique en adoptant les hypothèses simplificatrices.

Cet écart est dû au fait que lors de l'optimisation, nous n'avons pas pris en compte la saturation du circuit magnétique, donc il est normal que le courant de court circuit réel soit plus faible que celui prédit par GOT.

4.6.4.9 Conclusion

Les résultats obtenus sur Flux3D en magnétostatique sont en accord avec ceux obtenus sur « GOT ». En revanche, l'écart entre la valeur du débit prédite par « GOT » et celle calculée sur Flux 3D (en charge sans hypothèses simplificatrices) est grand : 27A. Rappelons que le but ici n'était pas d'avoir une bonne précision du débit à grande vitesse car les hypothèses simplificatrices faites ne sont pas représentatives du fonctionnement réel de la machine. Toutefois, ceci donne des résultats qualitatifs suffisants qui permettent de caractériser une machine qui aurait un meilleur débit à grande vitesse, ce qui est le cas, car nous avons pu augmenter le débit de la structure initiale à grande vitesse de 14A.

4.6.5 Optimisation du rapport : débit /ondulation de couple

Dans cette partie, nous allons nous intéresser à la fonction multi objectifs qui est la maximisation du débit et la minimisation de l'ondulation de couple en vue d'une minimisation du bruit acoustique. Pour les mêmes raisons que précédemment, qui sont les temps de calculs élevés sur Flux 3D, nous avons adopté une démarche particulière pour reproduire le fonctionnement en charge de l'alternateur sans avoir à passer par de longs calculs en charge qui tiennent compte du couplage avec le circuit électrique.

4.6.5.1 Démarche de calcul des ondulations de couple en charge

Pour simuler le fonctionnement en charge de la machine, nous avons fait des calculs en multi-positions pour calculer le couple électromagnétique sur une période électrique (60° mécaniques), en imposant un courant d'excitation de 4 A dans le rotor, et un système de courants statoriques de l'équation 4.13.

$$\begin{cases} I_a = 68 \cos(p\theta - 150) \\ I_b = 68 \cos(p\theta - 150 - 120) \\ I_c = 68 \cos(p\theta - 150 - 240) \end{cases} \quad (4.13)$$

p est le nombre de paires de pôles et θ est la position angulaire du rotor. 68 A représente la valeur maximal du courant dans l'enroulement statorique lorsque l'alternateur est en pleine charge à vitesse élevée.

Le déphasage entre le courant dans l'enroulement statorique et le flux à vide est calculé dans Flux 3D, il est de 150° électrique ($\delta = 60^\circ$).

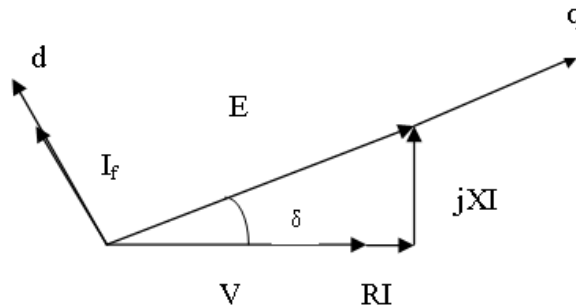


FIG. 4.18 – Schéma électrique par phase en charge

4.6.5.2 Optimisation sur GOT

L'expression de la surface de réponse de l'optimisation du rapport : débit / ondulation de couple donne un polynôme du second degré [annexe E].

Le tableau 4.7 montre un comparatif entre les paramètres initiaux et ceux de la structure optimale prédite par « GOT ».

Symbole	valeur initiale	Valeur après optimisation
D_{gg}	10.34	12.37
$E_{p_{cs}}$	4.3	3.77
L_c	29.5	30.6
L_{ds}	4.2	4.04
L_s	33	29
Ouv_{es}	3	2.35

TAB. 4.7 – Paramètres de l'optimisation à grande vitesse

Le rapport : débit / ondulation de couple prédit par « GOT » pour la structure optimale est de 368.

4.6.5.3 Surface de réponse

Les autres paramètres étant fixés, la surface de réponse en fonction du paramètre géométrique L_s est de la forme $A.L_s^2 - B.L_s + C$ (annexe E), l'optimum est donc atteint lorsque l'on

maximise le carré de la longueur stator. L'optimum est obtenu en butée supérieure pour le paramètre d_{gg} , valeur qui donne le débit optimal et le couple minimal. Les différentes interactions entre les paramètres comme celles entre ouv_{es} et L_s se retrouvent dans le tracé de la surface de réponse de la figure 4.19.

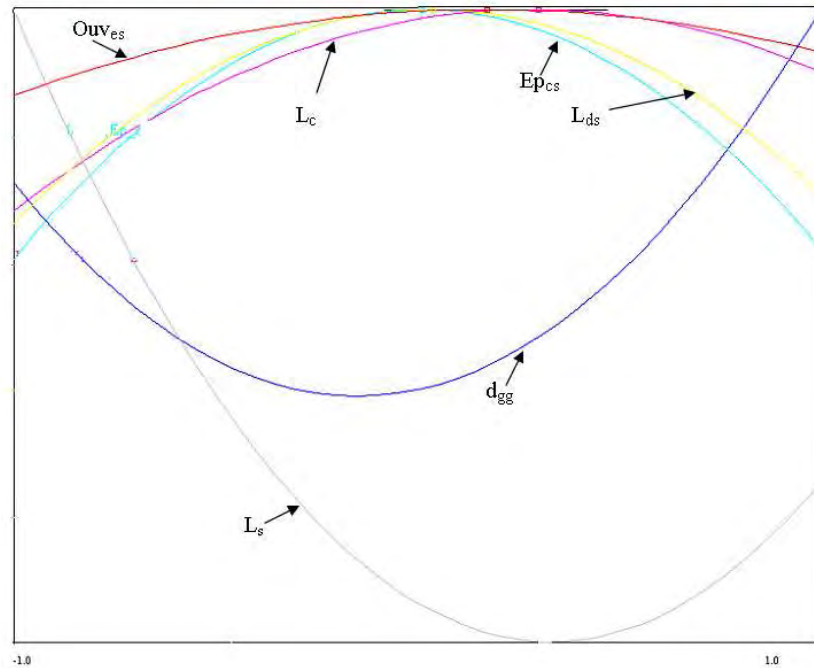


FIG. 4.19 – Surface de réponse de l'optimisation : débit / ondulation de couple à grande vitesse

4.6.5.4 Vérification de l'optimum avec calcul en multi-positions sans couplage électrique

En adoptant la même démarche que précédemment dans le calcul du débit et de l'ondulation de couple à grande vitesse, nous obtenons un rapport : débit / ondulation de couple de 340 au lieu de 368 prédis par « GOT ».

4.6.5.5 Vérification de l'optimum avec calcul en magnétique-évolutif avec couplage électrique

Le calcul a été effectué à 6000 tours/mn, en tenant compte du couplage avec le circuit électrique. Les résultats donnent un rapport entre le débit et l'ondulation de couple de 400.

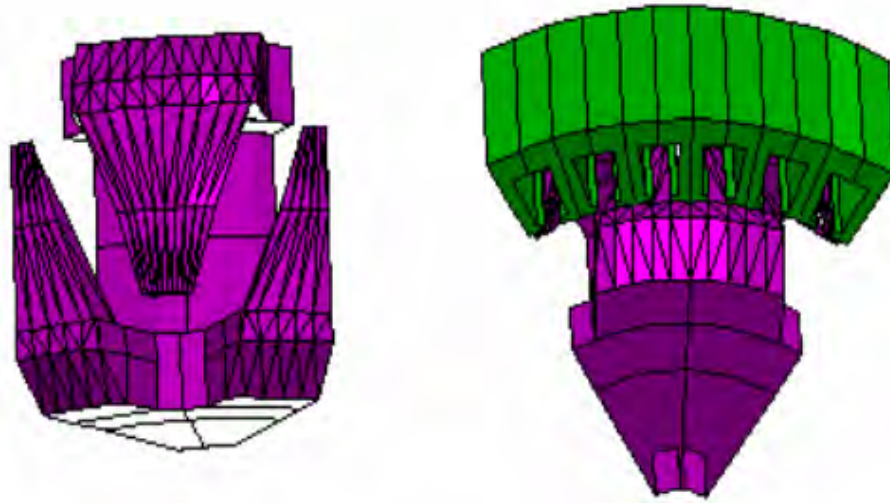


FIG. 4.20 – Géométrie initiale

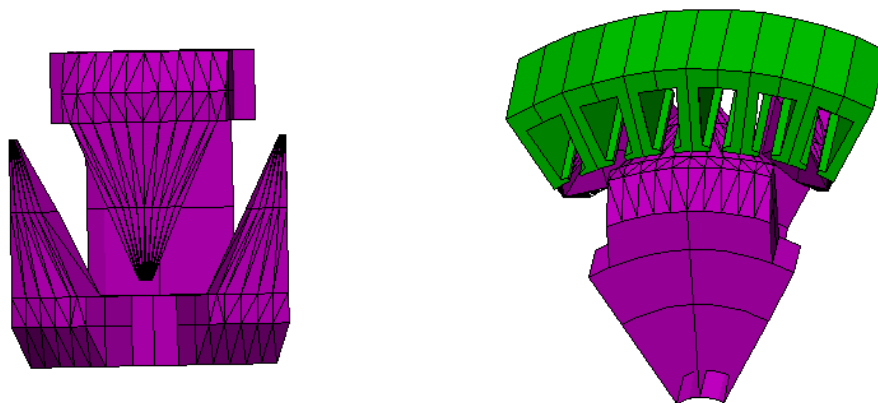


FIG. 4.21 – Géométrie optimisée pour le rapport : débit / ondulation de couple

Les figures 4.20 et 4.21, montrent un comparatif entre la géométrie initiale et la géométrie optimale dans le but de maximiser le rapport : débit / ondulation de couple. Nous retrouvons le même résultat que celui de l'optimisation mono objectif « débit maximal à grande vitesse » en ce qui concerne la forme pointue de la griffe. Nous constatons également que l'épaisseur de la culasse statorique est réduite. Aussi remarque-t-on que les ouvertures des encoches statoriques sont plus petites, ceci permet de réduire les harmoniques de dentures qui font partie des principales causes des ondulations de couple, sources de bruit acoustique.

4.7 Conclusion

L'objet de ce chapitre était d'appliquer une méthode d'optimisation rapide sur l'alternateur à griffes en vue de faire du pré-dimensionnement. Dans un premier temps, nous nous sommes intéressés au débit de l'alternateur à faible vitesse ; nous avons limité le nombre de paramètres à trois pour des raisons de temps de calculs élevés sur Flux 3D. Les résultats prédits par optimisation sur « GOT » sont en cohérence avec ceux calculés sur Flux 3D.

Pour contourner le problème des temps de calculs élevés sur Flux 3D, nous avons adopté une démarche particulière lors de l'optimisation du débit et des ondulations de couple à grande vitesse, en supposant que le circuit magnétique de l'alternateur n'était pas saturé, et que l'alternateur à griffes est une machine à pôles lisses. Cette dernière hypothèse n'est pas aberrante, car en calculant le rapport des inductances L_d et L_q , nous avons montré qu'il était proche de l'unité. Le but de cette démarche était d'appliquer une méthode d'optimisation rapide pour pouvoir orienter nos choix en trouvant une nouvelle structure de la machine qui permet d'augmenter le débit sur toute la plage de vitesse et de réduire les ondulation de couple à vitesse élevée ; elle n'avait pas la prétention d'estimer ces grandeur avec exactitude.

Conclusion générale

LE travail présenté dans cette thèse est une contribution à l'amélioration des performances de l'alternateur à griffes (débit, rendement et discrétisation acoustique).

Dans le premier chapitre, nous avons présenté l'alternateur à griffes utilisé comme générateur d'électricité dans les véhicules terrestres. Après avoir présenté les principales caractéristiques de cette machine (à vide, en charge et en court circuit), nous avons détaillé ces différents organes et présenté son principe de fonctionnement. La structure spéciale de cette machine a mis en valeur la nécessité d'une étude tridimensionnelle.

Ensuite, nous avons détaillé nos objectifs, à savoir l'amélioration des performances de l'alternateur en général, et plus particulièrement la réduction des pertes fer et des pertes Joules statoriques, dans le but d'améliorer son rendement.

Dans le deuxième chapitre, nous avons présenté une démarche expérimentale basée sur la méthode des pertes séparées, que nous avons appliqué lors de deux modes de fonctionnement : à pleine charge et à charge réduite. Nous avons ainsi pu mettre en évidence les pertes prépondérantes en fonction de la vitesse de rotation et du courant débité. Dans nos travaux, nous nous sommes limités à l'étude des pertes Joule statoriques et aux pertes fer totales ; il reste à étudier plus en détail les autres pertes telles que les pertes Joule dans le pont redresseur et les pertes aérauliques. Après avoir obtenu un bon ordre de grandeur des différentes pertes dans la machine, nous avons mené une étude basée sur des simulations sur Flux 3D pour déterminer leurs principales causes. Les points forts de cette étude sont la prise de conscience de l'existence d'une composante axiale du flux statorique dont l'effet n'est pas négligeable sur les pertes fer statoriques, car nous avons montré qu'elle varie à une fréquence double de celle du synchronisme. Nous avons aussi remarqué des saturations locales importantes qui peuvent causer des sur-échauffements dans la machine et une forme d'onde de l'induction magnétique riche en harmoniques.

Après avoir déterminé les différentes causes des pertes dans l'alternateur, nous avons proposé dans le troisième chapitre des solutions pour réduire les pertes fer totales et les pertes

Joule statoriques. Toutes ces solutions ont fait l'objet d'une validation expérimentale sur prototypes à l'exception de celle qui consistait à remplacer le bobinage actuel par un nouveau bobinage de type « concentré » ; pour trouver la bonne structure dimensionnelle en fonction du bon nombre de bobines ainsi que le bon nombre de spires par phase ; une modélisation sur Flux 3D est nécessaire malgré les temps de calculs très élevés.

Dans la dernière partie de cette étude, nous avons adopté une démarche d'optimisation basée sur les plans d'expériences, dans le but d'améliorer les performances de l'alternateur en augmentant son débit et réduisant les ondulations de couple en vue d'une réduction du bruit acoustique. Cette démarche d'optimisation est fondée sur un couplage entre simulations numériques sur Flux 3D et outil d'optimisation « GOT » développé au Laboratoire Electro-technique de Grenoble. Pour contourner le problème des temps de calcul élevés sur Flux 3D, nous avons limité dans la première optimisation du débit à faible vitesse le nombre des paramètres à faire varier et optimiser la discrétisation de l'entrefer pour réduire les éléments du maillage. Lors de l'optimisation à grande vitesse, nous avons adopté certaines hypothèses qui ont fait que les résultats obtenus étaient qualitatifs.

Annexe A

Caractéristiques magnétiques et électriques des alternateurs testés

Alternateur	A	B	C	D
Nombre de paires de pôles	6	8	6	7
Entrefer (mm)	0.325	0.325	0.365	0.325
Résistance rotorique (Ω)	2	2.2	3.5	1.99
Diamètre extérieur stator (mm)	137	144	112	137
Nombre d'encoches statoriques	36	48	36	84
Nombre de spires statoriques par phase	48	48	84	28
Épaisseur dent statorique (mm)	4.2	3.4	3	2.1
Couplage statorique	triangle	triangle	triangle	double étoile
Débit (6000 tours/mn) (A)	150	170	60	180
Puissance (W)	2025	2295	810	2430

TAB. A.1 – Caractéristiques des alternateurs testés

Annexe B

Calcul des incertitudes de mesure du rendement

Le calcul de l'incertitude associée aux résultats de mesure fournis par les appareils utilisés lors des essais est nécessaire pour s'assurer que le système de mesure répond à un référentiel qualité. En effet, le résultat d'une mesure est le siège d'une prise de décision. L'erreur de mesure est la différence entre la valeur mesurée et la valeur vraie, nous distinguons deux types d'erreurs : « les erreurs aléatoires » qui sont des erreurs non reproductibles et qui obéissent à des lois statistiques (erreur de lecture par exemple), et « les erreurs systématiques » telles que celles dues à une défaillance dans un appareil de mesure.

Nous rappelons que le calcul du rendement est donné par l'équation B.1.

$$\eta = \frac{I_{alt} * U_{bat}}{C_{ch} * N} \quad (\text{B.1})$$

I_{alt} : est le courant débité.

U_{bat} : est la tension de batterie.

C_{ch} : est le couple en charge.

N : est la vitesse de rotation.

Dans le calcul de l'incertitude de mesure du rendement, nous allons faire une comparaison entre la méthode « arithmétique » (équation B.2) et la méthode « statistique » (équation B.3).

$$\frac{\Delta\eta}{\eta} = \frac{\Delta I_{alt}}{I_{alt}} + \frac{\Delta U_{bat}}{U_{bat}} + \frac{\Delta N}{N} + \frac{\Delta C_{ch}}{C_{ch}} \quad (\text{B.2})$$

$$\frac{\Delta\eta}{\eta} = \sqrt{\left(\frac{\Delta I_{alt}}{I_{alt}}\right)^2 + \left(\frac{\Delta U_{bat}}{U_{bat}}\right)^2 + \left(\frac{\Delta N}{N}\right)^2 + \left(\frac{\Delta C_{ch}}{C_{ch}}\right)^2} \quad (\text{B.3})$$

- L'incertitude dans la mesure de la vitesse est de 10 tours/mn.
- L'incertitude dans la mesure du courant est de 0.5%.
- L'incertitude dans la mesure de la tension est de 0.5%

Dans le calcul des incertitudes des mesures du courant et de la tension, nous avons considéré seulement les erreurs dues aux appareils de mesure.

- L'incertitude dans la mesure du couple dépend de 3 facteurs :
 - La précision du couplemètre qui est égale à 0,1% du couple nominal ($C_n = 5 N.m$) si ($C_{mesure} < C_n$), sinon, elle est égale à 0,1% du C_{mesure} si ($C_n < C_{mesure} < 2 * C_n$).
 - Elle augmente de 0,01% par palier de 1000 tours/mn.
 - L'erreur de lecture sur l'appareil de mesure qui est de 0,5%.

Dans le tableau B.1, est donné un exemple de calcul des incertitudes de mesure du rendement avec les deux méthodes citées auparavant :

Vitesse (tr/mn)	$\Delta\eta$ arithmétique (%)	$\Delta\eta$ statistique (%)
1600	1.5	0.7
1800	1.5	0.7
2000	1.4	0.7
2500	1.4	0.7
3000	1.3	0.7
3500	1.3	0.7
4000	1.3	0.7
4500	1.2	0.6
5000	1.2	0.6
5500	1.2	0.6
6000	1.1	0.6
6500	1.1	0.6

TAB. B.1 – Incertitude de mesure du rendement

L'erreur dans l'estimation du rendement est comprise entre 0.6% et 1.5%. Compte tenu de ces résultats, les écarts des rendements mesurés entre l'alternateur qui comporte un stator non fendu et celui qui comporte un stator fendu sont significatifs.

Annexe C

Formes d'ondes du courant dans l'enroulement statorique et du courant dans le triangle

C.1 Courant dans l'enroulement statorique à 1800 tours/mn

La figure C.1 représente la forme d'onde du courant dans l'enroulement statorique relevée à 1800 tours/mn. Nous remarquons qu'elle n'est pas sinusoïdale, sa décomposition en série de Fourier (figure C.2) montre l'existence d'harmoniques impairs, l'harmonique prépondérant est de rang 3.

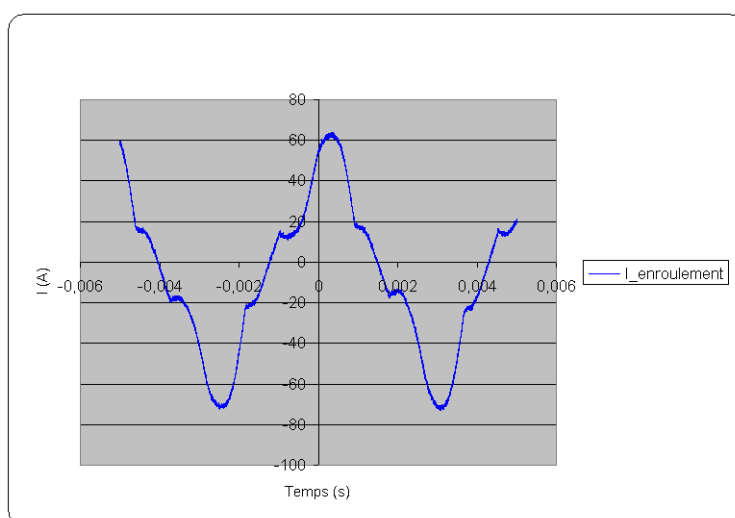


FIG. C.1 – Forme d'onde du courant mesuré dans l'enroulement statorique à 1800 tours/mn

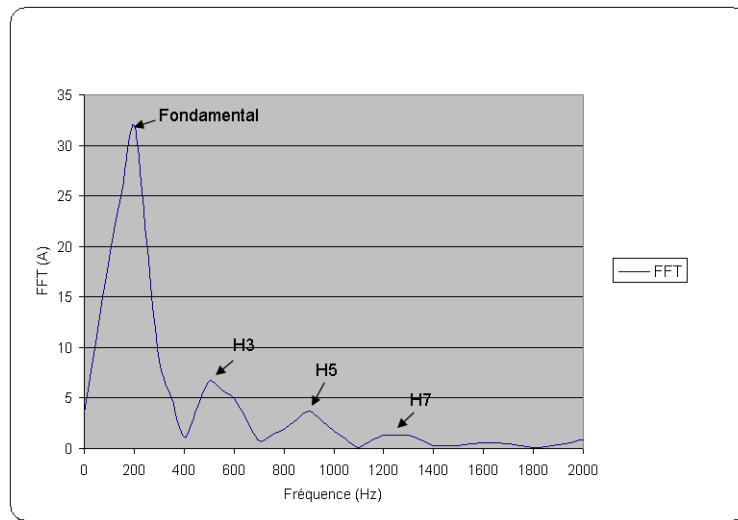


FIG. C.2 – Décomposition en série de Fourier du courant dans l'enroulement statorique à 1800 tours/mn

A vitesse élevée, ces harmoniques sont moins prononcés.

C.2 Courant dans le triangle à 1800 tours/mn

Nous avons relevé la forme d'onde du courant dans le triangle lors d'un essai à vide (figure C.2). La figure C.4 montre la présence d'un fondamental, il représente le courant homopolaire, ainsi qu'un harmonique 3.

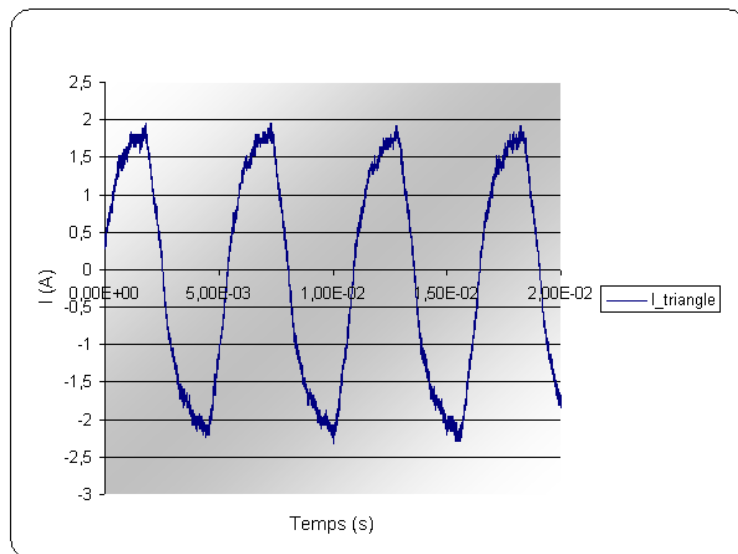


FIG. C.3 – Forme d'onde du courant dans le triangle à 1800 tours/mn

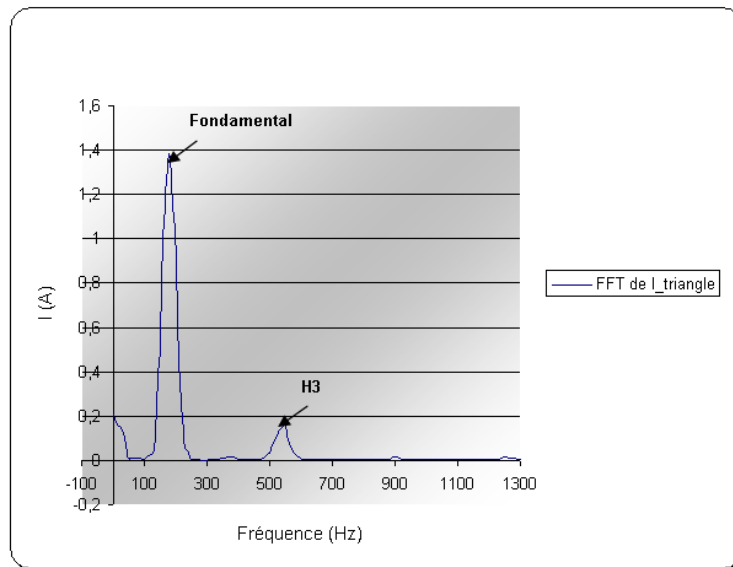


FIG. C.4 – Décomposition en série de Fourier du courant dans le triangle à 1800 tours/mn

Pour certaines valeurs du courant d'excitation, l'harmonique 3 peut être supérieur au fondamental.

C.3 Courant dans le triangle à 6000 tours/mn

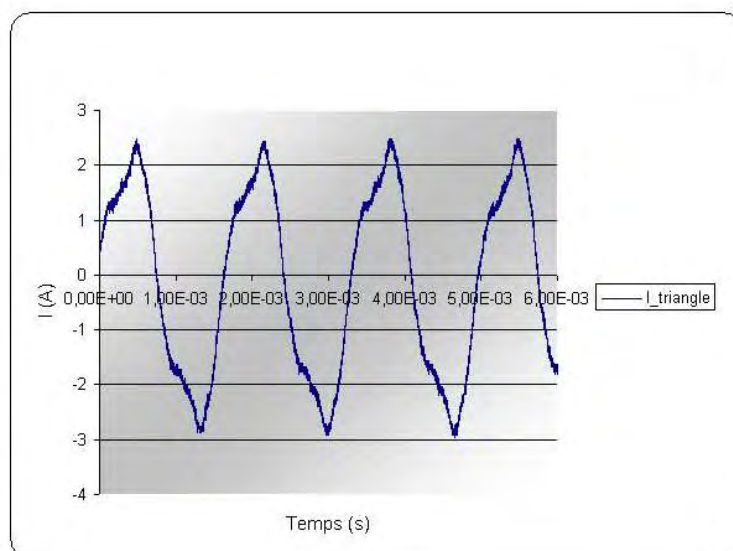


FIG. C.5 – Forme d'onde du courant dans le triangle à 6000 tours/mn

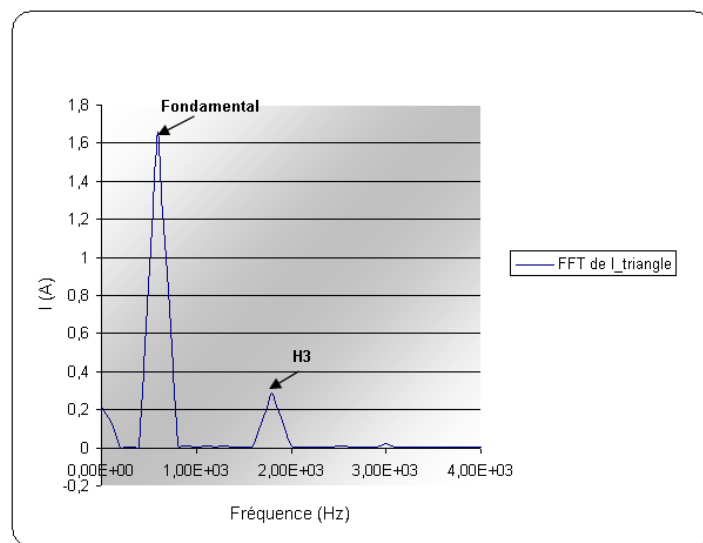


FIG. C.6 – Décomposition en série de Fourier du courant dans le triangle à 6000 tours/mn

L'amplitude de l'harmonique 3 dépend du courant d'excitation, et peut être plus élevée que celle du fondamental.

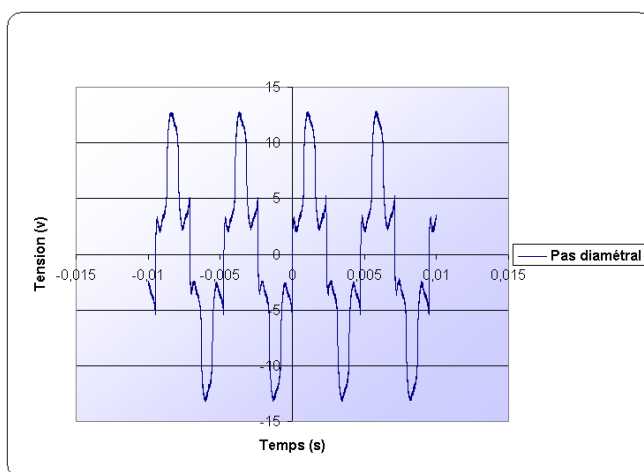
Annexe D

Influence du pas raccourci sur les formes d'ondes de la tension simple

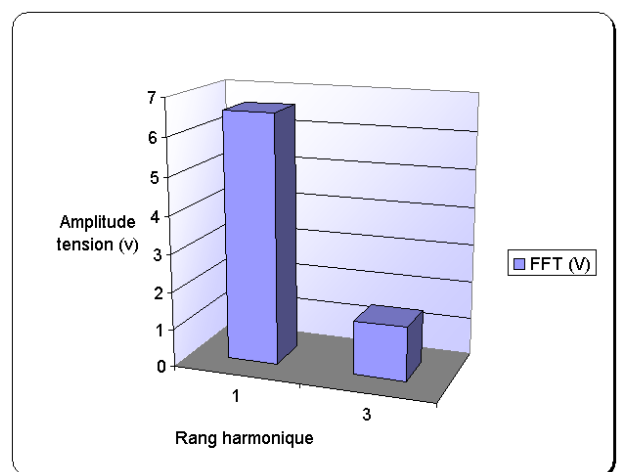
D.1 Forme d'onde de la tension simple (pas de bobinage diamétral)

D.1.1 À 1800 tours/mn

A faible vitesse (1800 tours/mn), la forme d'onde de la tension simple relevée entre le point neutre et une phase statorique d'une machine dont le stator est couplé en étoile, montre qu'elle n'est pas parfaitement sinusoïdale, à cause de la présence des harmoniques impaires (H_3 , H_5 , H_7 , etc.).



D.1.a: Tension simple



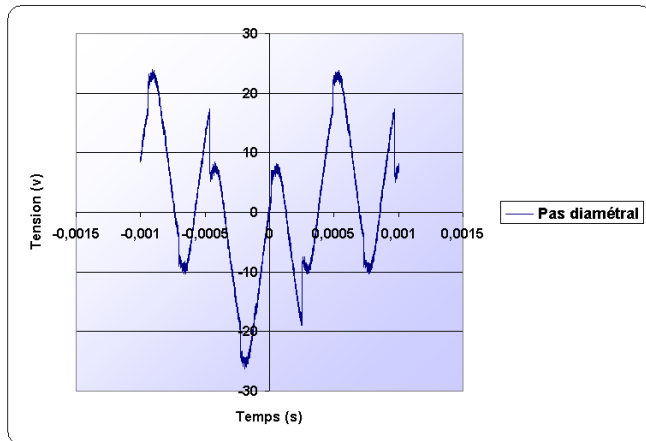
D.1.b: Décomposition en série de Fourier

FIG. D.1 – Tension simple statorique à 1800 tr/mn « pas diamétral »

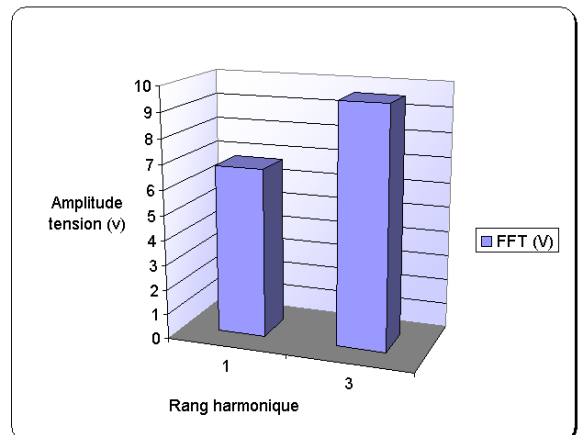
A faible vitesse, l'harmonique 3 représente 25% du fondamental.

D.1.2 À 6000 tours/mn

A vitesse élevée, l'harmonique 3 est légèrement supérieur au fondamental.



D.2.a: Tension simple



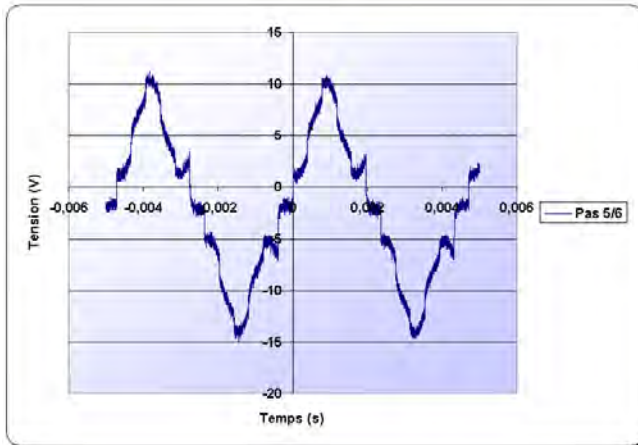
D.2.b: Décomposition en série de Fourier

FIG. D.2 – Tension simple statorique à 6000 tr/mn « pas diamétral »

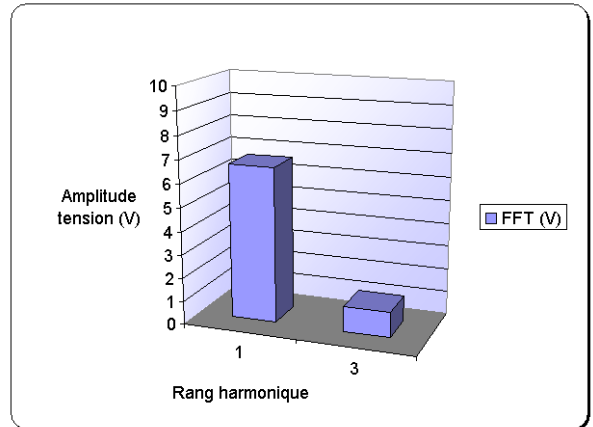
D.2 Forme d'onde de la tension simple (pas de bobinage raccourci 5/6)

D.2.1 À 1800 tours/mn

En raccourcissant le pas de bobinage de 5/6, l'harmonique 3 de la tension simple diminue. Il représente 18% du fondamental à 1800 tours/mn ce qui n'est pas significatif.



D.3.a: Tension simple

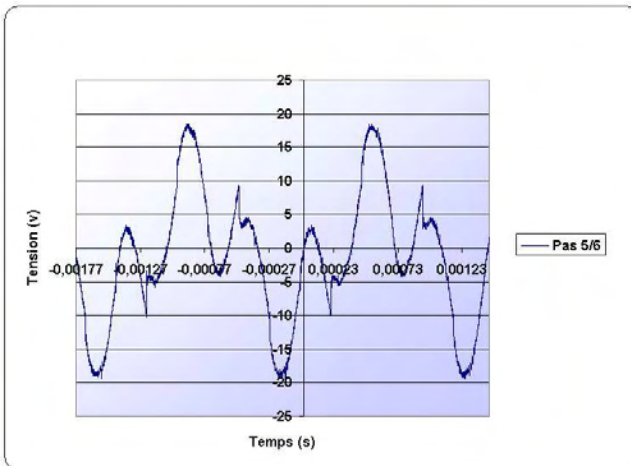


D.3.b: Décomposition en série de Fourier

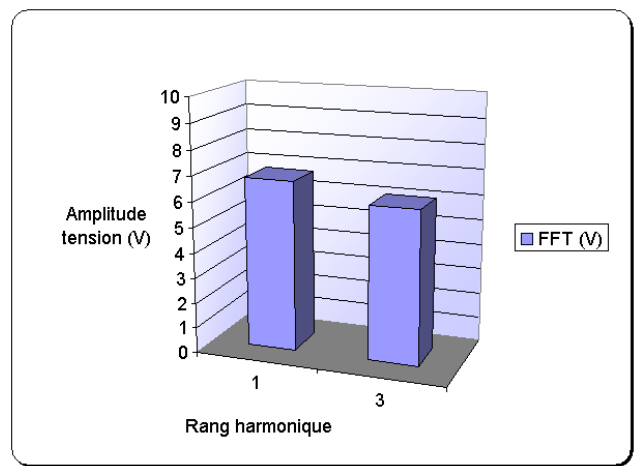
FIG. D.3 – Tension simple statorique à 1800 tr/mn « pas raccourci 5/6 »

D.2.2 À 6000 tours/mn

A grande vitesse, en raccourcissant le pas de bobinage à 5/6, nous constatons que l'amplitude de l'harmonique 3 est devenue légèrement inférieure à celle du fondamental, mais elle reste élevée.



D.4.a: Tension simple



D.4.b: Décomposition en série de Fourier

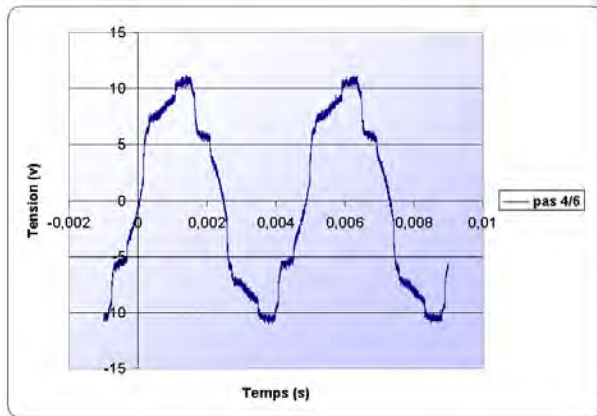
FIG. D.4 – Tension simple statorique à 6000 tr/mn « pas raccourci 5/6 »

D.3 Forme d'onde de la tension simple (pas de bobinage raccourci 4/6)

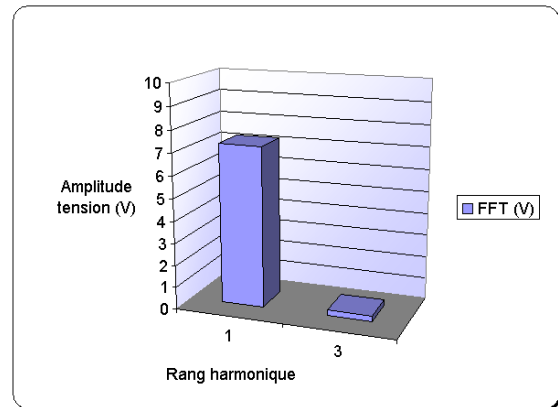
Dans le but d'éliminer l'harmonique 3 de la tension, nous proposons un pas de bobinage raccourci de 4/6.

D.3.1 À 1800 tours/mn

En raccourcissant le pas de bobinage de 4/6, la forme d'onde de la tension simple devient plus sinusoïdale et l'harmonique 3 de la tension simple disparaît.



D.5.a: Tension simple

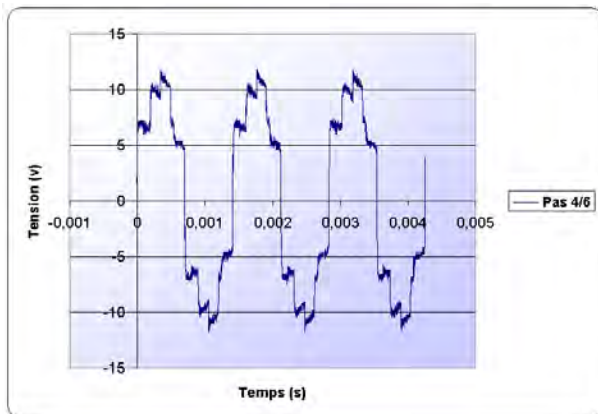


D.5.b: Décomposition en série de Fourier

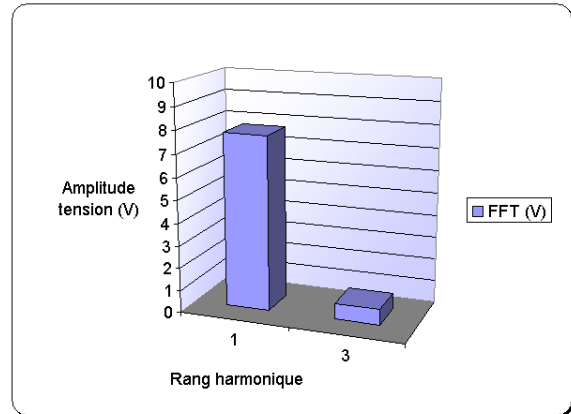
FIG. D.5 – Tension simple statorique à 1800 tr/mn « pas raccourci 4/6 »

D.3.2 À 6000 tours/mn

Même constatation à 6000 tours/mn où l'harmonique 3 de la tension simple disparaît.



D.6.a: Tension simple



D.6.b: Décomposition en série de Fourier

FIG. D.6 – Tension simple statorique à 6000 tr/mn « pas raccourci 4/6 »

Annexe E

Tables d'expériences

E.1 Optimisation du débit à faible vitesse (1800 tours/mn)

E.1.1 Polynôme du second degré

$$I = 101.4 + 11.2 * (R_n) - 8.8 * (d_{gg})^2 + 7.5 * (R_n)^2 - 5 * (L_n)^2 - 2.1 * (L_n) * (R_n) - 1.4 * (d_{gg}) * (L_n) + 0.7 * (d_{gg}) * (R_n).$$

E.1.2 La table des résultats

La table du plan d'expériences ainsi que les résultats de l'optimisation du débit à faible vitesse sont présentés dans le tableau E.1.

N°	$D_{gg}(mm)$	$L_n(mm)$	$R_n(mm)$	I (A)
1	8,79	30	25	77.6
2	8,79	35	25	85.5
3	8,79	30	29	108.13
4	8,79	35	29	107
5	8,79	32.5	27	94.8
6	12.37	30	25	78.36
7	12.37	35	25	80.24
8	12.37	30	29	111
9	12.37	35	29	105
10	12.37	32.5	27	97.7
11	10.58	35	27	101
12	10.58	32.5	25	111
13	10.58	30	27	99
14	10.58	32.5	29	114
15	10.58	32.5	27	98.9

TAB. E.1 – Résultats de l'optimisation à faible vitesse

E.2 Optimisation du débit et de l'ondulation de couple à grande vitesse

E.2.1 Polynôme du second degré de l'optimisation du débit

$$\text{Flux à vide} = 0.02476 - 0.00394 * (Ep_{cs})^2 + 0.00258 * (Ep_{cs}) - 0.00114 * (L_c)^2 + 9.9^{-4} * (L_s) + 8.3^{-4} * (L_{ds}) + 6.1^{-4} * (D_{gg})^2 + 5.1^{-4} * L_s^2 + 5.1^{-4} * (Ouv_{es})^2 + 5.1^{-4} * (Ep_{cs}) * (L_{ds}) - 4.7^{-4} * (D_{gg}) - 3.2^{-4} * (Ep_{cs}) * (D_{gg}) + 2.6^{-4} * (L_s) * (D_{gg}).$$

$$\text{Inductance cyclique} = 1.225^{-4} - 1.13^{-5} * (Ouv_{es}) + 9.6^{-6} * (L_s) - 4.9^{-6} * (D_{gg}) + 2.9^{-6} * (Ep_{cs}) - 2.8^{-6} * (D_{gg})^2 - 2.2^{-6} * (Ep_{cs}) * (Ouv_{es}) + 2.2^{-6} * (L_{ds})^2 - 2^{-6} * (L_{ds}) * (D_{gg}) + 1.9^{-6} * (L_c) * (Ouv_{es}) + 1.9^{-6} * (Ep_{cs}) * (L_s).$$

$$\text{Débit} = 142.8 - 20.9 * (Ep_{cs})^2 + 13 * (Ep_{cs}) + 12.9 * (Ouv_{es}) + 6.1 * (D_{gg})^2 - 5.9 * (L_c)^2 + 5.1 * (Ouv_{es})^2 - 4.7 * (L_s) + 4.1 * (L_s)^2 - 3.8 * (Ep_{cs}) * (L_s) + 3.4 * (L_{ds}) + 3.1 * (Ep_{cs}) * (Ouv_{es}) + 3.1 * (Ep_{cs}) * (L_{ds}) + 2.6 * (D_{gg}) - 2.3 * (Ep_{cs}) * (L_{ds}).$$

E.2.2 Polynôme du second degré de l'optimisation du rapport : débit / ondulation de couple

$$I/\text{Ondulation de couple} = 112 + 102 * (L_s)^2 + 84 * (d_{gg})^2 - 70 * (E_{p_{cs}})^2 - 57 * (L_{ds})^2 - 44 * (L_s) - 35 * (L_c)^2 - 23 * (L_s) * (d_{gg}) - 18 * (Ouv_{es})^2 + 15 * (L_c) + 15 * (E_{p_{cs}}) + 11 * (L_{ds}) * (d_{gg}) - 10 * (E_{p_{cs}}) * (d_{gg}) - 9 * (E_{p_{cs}}) * (Ouv_{es}) + 8 * (L_{ds}) * (L_s) - 7 * (E_{p_{cs}}) * (L_c) + 6 * (L_{ds}) * (Ouv_{es}) - 6 * (L_s) * (Ouv_{es}) + 5 * (L_c) * (d_{gg}) + 5 * (E_{p_{cs}}) * (L_{ds}).$$

E.2.3 La table des résultats

La table du plan d'expériences ainsi que les résultats de l'optimisation du débit et du rapport débit / ondulation de couple à vitesse élevée sont donnés dans le tableau E.2.

N°	dgg (mm)	E _{p_{cs}} (mm)	L _c (mm)	L _{ds} (mm)	L _s (mm)	Ouv _{es} (mm)	φ _v * 1e ⁻² (Wb)	ω _e * 1e ⁻² (J)	L * 1e ⁻² (H)	I (A)	C (N.m)	ΔC (N.m)	(I/ΔC)
1	8.79	2	28	3	29	1	1.74	0.9151	1.22	101	7.03	0.88	114.3
2	12.37	2	28	3	29	3.3	1.73	0.6827	0.91	134	6.28	1.07	125.4
3	12.37	2	28	3	38	1	1.94	1.014	1.35	102	7.2	2.41	42.17
4	8.79	2	28	3	38	3.3	2.03	0.8797	1.17	122	7.94	1.94	63
5	12.37	2	28	5	29	1	1.78	0.8641	1.15	109	7.31	1.05	104.1
6	8.79	2	28	5	29	3.3	1.83	0.768	1.02	126	8.12	2.5	50.57
7	8.79	2	28	5	38	1	2.03	1.1289	1.51	95.1	8.9	1.23	77.34
8	12.37	2	28	5	38	3.3	2.07	0.8494	1.13	129	8.55	2.72	47.40
9	12.37	2	32	3	29	1	1.68	0.8298	1.11	107	6.47	0.57	188.3
10	8.79	2	32	3	29	3.3	1.76	0.7397	0.986	126	7.04	0.78	161.6
11	8.79	2	32	3	38	1	1.97	0.887E	1.18	117	7.5	1.5	78.33
12	12.37	2	32	3	38	3.3	1.91	0.8296	1.11	122	6.54	1.42	85.8
13	8.79	2	32	5	29	1	1.77	0.9449	1.26	99.3	7.75	2.64	37.63
14	12.37	2	32	5	29	3.3	1.79	0.7052	0.94	135	7.29	0.46	293
15	12.37	2	32	5	38	1	1.98	0.8568	1.14	123	8.15	1.79	68.6
16	8.79	2	32	5	38	3.3	1.99	0.9186	1.22	115	9.15	1.82	63.22
17	12.37	5.5	28	3	29	1	2.17	0.8607	1.15	134	6.79	0.73	182.9
18	8.79	5.5	28	3	29	3.3	2.32	0.7528	1	163	7.47	0.97	168.3
19	8.79	5.5	28	3	38	1	2.26	1.1303	1.51	106	8.56	1.62	65.48
20	12.37	5.5	28	3	38	3.3	2.33	0.8337	1.11	148	7.25	2.92	50.74
21	8.79	5.5	28	5	29	1	2.63	0.9759	1.30	143	9.31	1.27	112.5
22	12.37	5.5	28	5	29	3.3	2.43	0.7137	0.952	181	7.81	0.81	223.1

23	12.37	5.5	28	5	38	1	2.73	1.0667	1.42	136	9.22	2.46	55.15
24	8.79	5.5	28	5	38	3.3	2.72	0.9191	1.23	157	10.22	1.32	118.7
25	8.79	5.5	32	3	29	1	2.37	0.9481	1.26	132	7.93	0.69	191.8
26	12.37	5.5	32	3	29	3.3	2.05	0.6924	0.923	157	6.42	1.13	139.2
27	12.37	5.5	32	3	38	1	2.26	1.0526	1.40	114	7.15	1.1	103.5
28	8.79	5.5	32	3	38	3.3	2.43	0.9067	1.21	142	7.91	1.28	111.1
29	12.37	5.5	32	5	29	1	2.13	0.8588	1.15	132	6.67	0.68	193.5
30	8.79	5.5	32	5	29	3.3	2.50	0.7779	1.04	170	8.97	1.79	95.06
31	8.79	5.5	32	5	38	1	2.64	1.1713	1.56	120	10.21	0.65	183.9
32	12.37	5.5	32	5	38	3.3	2.51	0.8614	1.15	155	8.47	1.85	83.63
33	10.58	2	30	4	33.5	2.15	1.91	0.8996	1.20	113	8.11	1.39	81.18
34	10.58	5.5	30	4	33.5	2.15	2.19	0.917	1.22	127	8.58	1.2	105.4
35	10.58	3.75	28	4	33.5	2.15	2.17	0.9134	1.22	126	8.54	1.13	111.6
36	10.58	3.75	32	4	33.5	2.15	2.49	0.9176	1.22	144	8.43	1	143.8
37	10.58	3.75	30	3	33.5	2.15	2.33	0.9424	1.26	131	7.31	1.39	81.18
38	10.58	3.75	30	5	33.5	2.15	2.57	0.9263	1.24	147	8.96	1.24	118.6
39	10.58	3.75	30	4	29	2.15	2.38	0.8326	1.11	151	7.84	0.32	472.7
40	10.58	3.75	30	4	38	2.15	2.61	0.9981	1.33	139	8.98	2.4	57.81
41	10.58	3.75	30	4	33.5	1	2.54	1.0215	1.36	132	8.53	0.93	141.8
42	10.58	3.75	30	4	33.5	3.3	2.45	0.8144	1.09	160	8.22	1.08	147.7
43	8.79	3.75	30	4	33.5	2.15	2.56	0.9412	1.25	144	9.02	0.36	401.2
44	12.37	3.75	30	4	33.5	2.15	2.45	0.8644	1.15	150	7.79	1.6	93.87
45	10.58	3.75	30	4	33.5	2.15	2.53	0.9157	1.22	146	9.02	5.63	26

TAB. E.2: Résultats de l'optimisation à vitesse élevée

Bibliographie

- [ADE04] ADEME. Les solutions électriques. <http://www.ademe.fr/particuliers/Fiches/vehicules-carburants/>, 2004.
- [AF05] J-C. Mipo A. Foggia, L. Bouarroudj. *Brevet Valeo*, (N° provisoire 0506575), Juin 2005.
- [AL01] F. Pirou A. Lebouc. Les matériaux ferromagnétiques : Techniques de caractérisation et modèles de représentation. *JCGE'01*, 2001.
- [Alb04] L. Albert. Modélisation et optimisation des alternateurs à griffes, application au domaine automobile. *Thèse de doctorat de l'INPG*, 2004.
- [Bar55] G. Barrello. Courants de foucault engendrés dans les pièces polaires massives des alternateurs par les champs tournants parasites de la réaction d'induit RGE. *t.64(N°11) :557–576*, 1955.
- [Ber88] G. Bertotti. General properties of power losses in soft ferromagnetic materials. *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 24(1) :621–630, January 1988.
- [Cat04] S. Catania. Le langage C. ADEME. *Département technologies des transports*, 2004.
- [Cou02] J.L. Coulomb. Optimisation, chapitre 8 de électromagnétisme et problèmes couplés, électromagnétisme et éléments finis 3. *EGEM, Hermes*, Juin 2002.
- [Cro02] J. Cros. Synthesis of high performance pm motors with concentrated windings, *iee transactions on energy conversion. IEEE*, Vol. 17(2), June 2002.
- [Des03] G. Desbiens. Machines à induction bobinées sur dents. *Thèse de doctorat de L'INPG*, 2003.
- [dl04] Institut Français de l'environnement. Les émissions du gaz à effet de serre par secteur en france. <http://www.ifen.fr/dee2003/effetserre/effetserre3.htm>, 2004.
- [Foc84] A. Fock. New method for measuring x_d et x_q based on the p-q diagram of the salient-pole machine. *IEEE*, Vol. 131(6) :259–262, November 1984.
- [Hec95] M. Hecquet. Contribution à la modélisation des systèmes électrotechniques par la méthode des schémas équivalents magnétiques, application à l'alternateur au-

- tomobile. *Thèse de doctorat de l'université des sciences et technologies de Lille*, 1995.
- [Hen97] G. Henneberger. Numerical procedures for the calculation and design of automotive alternator. *IEEE transactions on Magnetics*, Vol. 33(2), March 1997.
- [Hen02] G. Henneberger. eddy-current computation in the claws of a synchronous claw-pole alternator in generator mode. *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 38(2), March 2002.
- [Hen04] G. Henneberger. Transient 3-d fem computation of eddy-current losses in the rotor of a claw-pole alternator. *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 40(2), March 2004.
- [Rak96] M. Rakotovoao. Un modèle opérationnel complet pour l'alterateur à griffes dans le domaine automobile. *Thèse de doctorat de l'E.N.S de Cachan*, 1996.
- [Sch87] R. Schiferl. Power capability of salient pole permanent magnet synchronous motors in variable speed drive applications. *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 23(1) :327–333, March./April. 1987.
- [Sil94] V. C. Silva. Etude tridimensionnelle par éléments finis des effets d'extrémités dans des parties frontales des machines synchrones. *Thèse de doctorat de l'INPG*, 1994.
- [Sle90] G.R. Slemon. Core losses in permanent magnet motors. *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 26(5) :1653–1655, September 1990.
- [SM01] J. Saint-Michel. Bobinage des machines tournantes à courant alternatif. *Techniques de l'ingénieur*, D3 (420), 2001.
- [Tam05] Y. Tamto. Optimisation d'un alternateur automobile par la méthode des plans d'expériences. *Stage de fin d'études de l'INPG*, Juin 2005.
- [Vas02] C. Vasilescu. Modélisation du transfert de chaleur au sein des machines électriques tournantes. Dimensionnement et optimisation de leur système de refroidissement. *Thèse de doctorat de l'Université Paris 6*, 2002.

Résumé

L'alternateur à griffes est utilisé comme générateur d'électricité dans les véhicules. Il a pour rôle d'alimenter en courant continu tous les récepteurs reliés au réseau de bord, et plus particulièrement de charger la batterie. Les travaux de cette thèse ont pour but d'augmenter le courant fourni par l'alternateur, d'augmenter son rendement et de réduire son bruit acoustique d'origine magnétique. L'application de la méthode des pertes séparées a permis d'étudier la répartition des pertes en fonction de la vitesse de rotation et du courant débité. En s'appuyant sur des simulations éléments finis, les principales causes des pertes Joule statoriques et des pertes fer totales sont déterminées, aussi bien les pertes fer statoriques dues à la composante axiale du flux. Des solutions sont proposées dans le but d'augmenter le courant fourni ainsi que le rendement et de réduire le bruit acoustique d'origine magnétique, toutes ces solutions ont fait l'objet d'une validation expérimentale sur prototypes. Pour finir, une méthode fondée sur des optimisations mono objectif est proposée dans le but d'augmenter le débit et de réduire les ondulations de couple sources du bruit acoustique d'origine magnétique.

Mots-clés

Alternateur à griffes, pertes, pertes fer, flux axial, harmoniques, optimisation mono objectif.

Title

Contribution to the study of the claw pole alternator, application to the automobile field.

Abstract

Claw pole alternator widely used as generator in passenger cars. It has to generate sufficient energy for all electric consumers and to keep the battery charge in balance. Our work aims at improving the output performance, increasing the efficiency and reducing the magnetic audible noise. Measurements of the total losses in combination with a subtraction of all analytically defined loss mechanisms lead to build losses distributions model behaviour at several speeds, according to the output current. Using the finite element method, we have defined the aim stator copper losses sources and iron losses sources in both of the rotor and the stator while highlighting the stator losses create by the axial flux component. Thereafter, several solutions have been studied in order to increase the output current, to reduce the audible noise and to reduce both of the stator copper losses and the total iron losses, all these solutions have been tested on prototypes. Finally, a mono objective optimization method is used in order to increase the output current and decrease the torque wave form with an aim of reducing the magnetic noise.

Keywords

Claw-pole alternator, losses, iron losses, axial flux, harmonics, mono objective optimization.

Intitulé et adresse de l'U.F.R ou du Laboratoire:

Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble
Rue de la Houille Blanche-BP 46
38402 St Martin d'Hères