

Université de Technologie de Compiègne  
Laboratoire d'Electromécanique

Thèse en vue de l'obtention du diplôme de  
docteur de l'Université de Technologie de Compiègne  
en Technologie de l'Information et des Systèmes

---

# Contribution à l'étude d'alternateurs automobiles : caractérisation des pertes en vue d'un dimensionnement optimal

---

Anthony Gimeno

Thèse de doctorat soutenue le 11 Février 2011 devant le jury :

M. Guy CLERC (Président du jury, Rapporteur)  
M. Albert FOGGIA (Rapporteur)  
M. Guy FRIEDRICH (Directeur de thèse)  
M. Jean-claude MIPO (Responsable Valeo)  
M. Stéphane VIVIER (Co-encadrant)

# Table des matières

	8
<b>Remerciements</b>	<b>9</b>
<b>Nomenclature</b>	<b>11</b>
<b>Introduction générale</b>	<b>14</b>
<b>1 Etat de l'art des structures adaptables à une application alternateur auto-mobile et présentation de l'étude</b>	<b>17</b>
1.1 Introduction . . . . .	19
1.2 Bibliographie . . . . .	19
1.2.1 Machine à griffes . . . . .	19
1.2.2 Structures nécessitant un pont commandé . . . . .	23
1.2.3 Structures ne nécessitant pas de pont commandé . . . . .	24
1.2.4 Modèles électromagnétiques . . . . .	27
1.2.5 Modèles de pertes fer . . . . .	30
1.2.6 Améliorations apportées à la structure à griffes . . . . .	32
1.2.7 Conclusion . . . . .	36
1.3 Présentation de l'étude . . . . .	37
1.3.1 Couplage courant de circulation et pertes fer . . . . .	37
1.3.2 Machine assistée à pôles saillants . . . . .	37
1.3.3 Choix des modèles en fonction de l'étude réalisée . . . . .	38
1.4 Conclusion . . . . .	39
<b>2 Evaluation des pertes séparées sur cycles</b>	<b>40</b>
2.1 Introduction . . . . .	41
2.2 Présentation de la norme VDA . . . . .	41
2.2.1 Description de la norme . . . . .	41
2.2.2 Intérêt et application . . . . .	42
2.3 Bilan des pertes et proposition de modèles . . . . .	43
2.3.1 Bilan des pertes . . . . .	43
2.3.2 Modèle de pertes . . . . .	44
2.3.3 Modélisation électrique de la machine associée à son convertisseur . . . . .	47
2.4 Résultats . . . . .	51
2.4.1 Evolution analytique de pertes séparées . . . . .	51
2.4.2 Cartographie de rendement . . . . .	53
2.4.3 Résultats . . . . .	53
2.5 Conclusion . . . . .	56

<b>3</b>	<b>Contribution à l'étude des pertes fer sur une machine à griffes</b>	<b>57</b>
3.1	Introduction . . . . .	59
3.2	Dispositif expérimental . . . . .	59
3.2.1	Bancs d'essais mis en oeuvre . . . . .	59
3.2.2	Alternateur étudié . . . . .	62
3.3	Méthode des pertes séparées sur un fonctionnement à charges partielles . . . . .	63
3.3.1	Description du dispositif . . . . .	63
3.3.2	Résultats des essais . . . . .	65
3.3.3	Analyse des résultats et choix de l'orientation de la suite de l'étude . . . . .	66
3.4	Vers une meilleure compréhension de l'évolution des pertes fer . . . . .	67
3.4.1	Introduction . . . . .	67
3.4.2	Dispositif expérimental . . . . .	68
3.4.3	Notion de courants circulant dans un couplage triangle au stator . . . . .	69
3.4.4	Etude de l'évolution des harmoniques de courant en charge . . . . .	72
3.4.5	Evolution des pertes fer à vide et influence du couplage stator . . . . .	74
3.4.6	Répartition des pertes fer stator/rotor à vide . . . . .	75
3.4.7	Conclusion . . . . .	78
3.5	Impact du redresseur sur l'évolution des pertes fer . . . . .	79
3.5.1	Dispositif expérimental . . . . .	79
3.5.2	Résultats . . . . .	82
3.5.3	Influence du redresseur sur le niveau d'harmoniques de courant dans la machine . . . . .	84
3.5.4	Conclusion partielle sur l'influence du redresseur . . . . .	88
3.6	Conclusion . . . . .	89
<b>4</b>	<b>Proposition d'une nouvelle structure</b>	<b>90</b>
4.1	Introduction . . . . .	91
4.2	Cahier des charges de l'alternateur "A" . . . . .	91
4.3	Structure retenue et premier dimensionnement . . . . .	93
4.3.1	Introduction . . . . .	93
4.3.2	Dimensionnement analytique . . . . .	94
4.3.3	Barrière de flux au rotor . . . . .	94
4.3.4	Interprétation des résultats du plan . . . . .	97
4.4	Optimisation de la structure . . . . .	99
4.4.1	Dimensionnement du pont magnétique . . . . .	99
4.4.2	Détermination du nombre optimal de paires de pôles . . . . .	101
4.4.3	Optimisation par plans d'expériences . . . . .	104
4.4.4	Machine proposée . . . . .	108
4.5	Détermination des performances de la structure . . . . .	109
4.5.1	Hypothèses utilisées . . . . .	109
4.5.2	Modèle de pertes . . . . .	111
4.5.3	Calcul des paramètres du modèle . . . . .	112
4.5.4	Validation des paramètres déterminés . . . . .	117
4.6	Résultats et interprétations . . . . .	119
4.6.1	Cartographie de rendement . . . . .	119
4.6.2	Cartographie des différentes pertes . . . . .	120
4.6.3	Rendement VDA . . . . .	121
4.7	Comparaison des performances avec une machine existante . . . . .	122
4.7.1	Comparaison des cartographies de rendement . . . . .	122

---

4.7.2	Comparaison du rendement VDA . . . . .	123
4.7.3	Comparaison de l'encombrement à iso-puissance . . . . .	124
4.8	Conclusion . . . . .	125
<b>Conclusion générale</b>		<b>126</b>
<b>Appendices</b>		<b>128</b>
<b>A Pertes fer spécifiques dans la tôle M800-50A</b>		<b>129</b>
<b>B Banc grande vitesse développé durant la thèse</b>		<b>131</b>
B.1	Caractéristiques techniques . . . . .	131
B.1.1	Caractéristiques couple/vitesse . . . . .	131
B.1.2	Caractéristiques des sous ensembles . . . . .	132
B.2	Illustration du banc . . . . .	135
<b>C Précision des appareils de mesures utilisés</b>		<b>137</b>
C.1	Oscilloscope . . . . .	138
C.2	Pince de courant . . . . .	140
C.3	Amplificateur associé à la pince de courant . . . . .	142
C.4	Ampèremètre/Voltmètre . . . . .	144
C.5	Couplemètre . . . . .	147
<b>D Détail des mesures réalisées à vide</b>		<b>149</b>
<b>E Caractéristiques des diodes utilisées</b>		<b>154</b>
<b>F Calcul de RDM</b>		<b>156</b>
F.1	Caractéristiques des tôles utilisées (M800-50A) . . . . .	160
<b>G Mesures concernant l'influence du redresseur sur la propagation des pertes fer dans la machine</b>		<b>162</b>
<b>H Calcul des résistances des différents bobinages</b>		<b>167</b>
H.1	Résistance par phase stator . . . . .	167
H.2	Calcul des pertes rotor . . . . .	169

# Table des figures

1	Evolution de la consommation électrique moyenne d'un véhicule de tourisme de 1970 à 2005 [KAMALELDINE, 2007] . . . . .	14
2	Evolution de la puissance dans un encombrement donné . . . . .	15
1.1	Illustration de la compacité d'un moteur thermique moderne (TDI 110ch, VW)	20
1.2	Implantation de l'alternateur au sein d'un moteur thermique . . . . .	20
1.3	Norme antipollution et évolution du prix du baril de pétrole . . . . .	20
1.4	Porte balais et son régulateur . . . . .	21
1.5	Evolution des lignes de flux dans un alternateur à griffes [BOUARROUDJ, 2005]	21
1.6	Rotor d'une structure à griffes à aimants interpolaire . . . . .	21
1.7	Schéma de principe du fonctionnement de l'alternateur sur la batterie dans le cas d'un redressement double triphasé triangle . . . . .	22
1.8	Rotor d'une machine asynchrone développée dans le cadre d'une application automobile (Alternateur intégré) . . . . .	23
1.9	Machine à réductance variable [ALHASSOUN, 2005] . . . . .	24
1.10	Exemple de rotor d'une machine synchrone à aimants permanents pour une application automobile [CHÉDOT, 2004] . . . . .	25
1.11	Différentes implantations d'aimants dans les machines à flux radial [LATEB, 2006]	25
1.12	Lignes de champs dans une machine à commutation de flux [LATEB, 2006] . . . . .	26
1.13	Illustration d'une machine à pôles consécutifs [TAPIA et al., 2003] . . . . .	26
1.14	Rotor de la machine synchrone à rotor bobiné développée dans le cadre d'une application alternateur-démarrateur . . . . .	27
1.15	Rapport de saillance pour une machine à griffes [TAMTO, 2008] . . . . .	27
1.16	Schéma monophasé équivalent de la machine synchrone à pôles lisses . . . . .	28
1.17	Diagramme vectoriel lié au modèle de Behn-Eschenburg . . . . .	28
1.18	Tracé du diagramme de Potier . . . . .	29
1.19	Exemple de cycle d'hystérésis pour une nuance de tôle [GAUTREAU, 2005] . . . . .	30
1.20	Cadre d'Epstein [GAUTREAU, 2005] . . . . .	31
1.21	Résultat de la caractérisation des pertes fer pour une nuance de tôle et une fréquence donnée . . . . .	31
1.22	Exemple de surface $H(B, \frac{dB}{dt})$ pour $B_c = 1,75T$ [GAUTREAU, 2005] . . . . .	32
1.23	Induction magnétique à 6000tr/min à pleine charge [BOUARROUDJ, 2005] . . . . .	34
1.24	Représentation du flux au stator . . . . .	34
1.25	Evolution de l'induction selon les 3 axes x, y et z . . . . .	34
1.26	Induction axiale selon la position du capteur dans la dent [BOUARROUDJ, 2005]	35
1.27	Fente des dents au stator . . . . .	35
1.28	Influence des fentes sur la température moyenne du fer à pleine charge . . . . .	35
1.29	Fentes dans les griffes [TAMTO, 2008] . . . . .	36

2.1	Exemple de cartographie de rendement en fonction de la vitesse d'un alternateur à griffes . . . . .	42
2.2	Représentation éclatée d'un alternateur automobile . . . . .	43
2.3	Bilan énergétique de l'alternateur à griffes . . . . .	43
2.4	Caractéristique de la diode . . . . .	45
2.5	Approximation par le modèle de Bertotti des pertes spécifiques réelles de la tôle . . . . .	46
2.6	Modèle électrique triphasé de la machine . . . . .	47
2.7	Modèle ramené à un schéma monophasé . . . . .	47
2.8	Illustration du couplage lors de l'essai à vide . . . . .	48
2.9	Force électromotrice à 1800tr/min . . . . .	48
2.10	Montage réalisé . . . . .	49
2.11	Evolution de l'inductance synchrone en fonction du courant d'excitation . . . . .	50
2.12	Pertes séparées P=2kW . . . . .	51
2.13	Pertes séparées P=3.5kW . . . . .	51
2.14	Cartographies des paramètres de l'alternateur "A" obtenues avec le modèle analytique . . . . .	52
2.15	Cartographie de rendement analytique de l'alternateur "A" . . . . .	53
2.16	Pertes séparées analytiques de l'alternateur "A" au cours d'un cycle VDA . . . . .	54
2.17	Pertes séparées expérimentales de l'alternateur "A" au cours d'un cycle VDA . . . . .	54
2.18	Illustration d'un montage simple triphasé à redresseur synchrone . . . . .	55
3.1	Banc N°1 . . . . .	60
3.2	Banc N°2 . . . . .	61
3.3	Banc N°3 . . . . .	61
3.4	Illustration du couplage triangle . . . . .	62
3.5	Machine d'essais . . . . .	62
3.6	Dispositif expérimental . . . . .	63
3.7	Illustration des grandeurs mesurées . . . . .	64
3.8	Répartition des différentes pertes à 40A (P=550W) . . . . .	65
3.9	Répartition des différentes pertes à 180A (P=2470W) . . . . .	65
3.10	Evolution des pertes fer en charge à Ideb=40A et Ideb=180A (Pu=550W et Pu=2470W) . . . . .	66
3.11	Illustration du montage . . . . .	68
3.12	Courant circulant obtenu par simulation à 1800tr/min et 1A d'excitation . . . . .	71
3.13	Courant circulant obtenu par expérimentation à 1800tr/min et 1A d'excitation . . . . .	71
3.14	Evolution de l'amplitude de l'harmonique de rang 3 . . . . .	72
3.15	Evolution du pourcentage de l'harmonique de rang 3 . . . . .	73
3.16	Pertes fer pour un courant d'excitation de 2A . . . . .	74
3.17	Pertes fer pour un courant d'excitation de 5A . . . . .	74
3.18	Démarche suivie pour aboutir à une séparation des pertes fer stator/rotor . . . . .	76
3.19	Estimation des pertes fer au rotor dans la structure à 1800tr/min . . . . .	78
3.20	Estimation des pertes fer au rotor dans la structure à 6000tr/min . . . . .	78
3.21	Zone de fonctionnement étudiée . . . . .	79
3.22	Couplage stator d'un système triphasé sur le pont de diodes . . . . .	80
3.23	Dispositif expérimental et illustration des variables mesurées . . . . .	80
3.24	Dispositif expérimental de l'essai sur système triphasé résistif . . . . .	81
3.25	Impact du redresseur sur l'évolution des pertes fer . . . . .	82
3.26	Proportion des pertes fer au cours des 2 types d'essais . . . . .	83
3.27	Formes d'ondes relevées au cours de l'essai sur redresseur à 10000tr/min . . . . .	83

3.28	Formes d'ondes relevées au cours de l'essai sur résistances pures à 10000tr/min	84
3.29	Tension entre phase (U) et FFT pour un essai sur charge purement résistive .	84
3.30	Courant par phase (Ij) et FFT pour un essai sur charge purement résistive . .	85
3.31	Courant de ligne (Ii) et FFT pour un essai sur charge purement résistive . . .	85
3.32	Courant dans les résistances (Ijr) et FFT pour un essai sur charge purement résistive . . . . .	85
3.33	Tension entre phase (U) et FFT pour un essai sur redresseur . . . . .	86
3.34	Courant par phase (Ij) et FFT pour un essai sur redresseur . . . . .	86
3.35	Courant de ligne (Ii) et FFT pour un essai sur redresseur . . . . .	86
3.36	Influence du redresseur à 1800tr/min . . . . .	87
4.1	Courbe de débit caractéristique de l'alternateur . . . . .	92
4.2	Dimensions de la machine étudiée . . . . .	93
4.3	Dimensions d'une machine de puissance similaire (alternateur "A") . . . . .	93
4.4	Rotor d'une machine à griffes avec aimants interpolaires . . . . .	94
4.5	Géométrie de la machine pour l'étude de l'influence de la barrière de flux . . . .	95
4.6	Lignes de champs dans la machine . . . . .	95
4.7	Facteurs étudiés . . . . .	97
4.8	Effets de la variation des différents facteurs à 1800tr/min . . . . .	98
4.9	Effets de la variation des différents facteurs à 6000tr/min . . . . .	98
4.10	Graphique de Daniel à 1800tr/min . . . . .	99
4.11	Graphique de Daniel à 6000tr/min . . . . .	99
4.12	Illustration du calcul de RDM . . . . .	100
4.13	Modèle ramené à un schéma monophasé équivalent . . . . .	101
4.14	Diagramme vectoriel de Behn-Eschenburg pour un fonctionnement sur pont de diodes . . . . .	101
4.15	Illustration du bobinage d'un système triphasé de l'alternateur pour une machine 4 paires de pôles (1 spire par pôle et par phase) . . . . .	102
4.16	Courant débité par la machine pour différentes configurations (simulations par Eléments Finis) . . . . .	103
4.17	Illustration du calcul de la hauteur de passage du flux . . . . .	104
4.18	Illustration des différents facteurs étudiés . . . . .	105
4.19	Surface de réponse "réelle" et approximée . . . . .	106
4.20	Surface de réponse (Isosurface) . . . . .	106
4.21	Zoom sur l'isosurface où semble se situer l'optimum . . . . .	106
4.22	Deuxième surface de réponse "réelle" et approximée . . . . .	107
4.23	Surface de réponse (Isosurface de la zone d'optimum trouvée) . . . . .	107
4.24	Induction observée dans la machine à 1800tr/min . . . . .	108
4.25	Courant débité à 1800tr/min . . . . .	108
4.26	Induction observée dans la machine à 6000tr/min . . . . .	108
4.27	Courant débité à 6000tr/min . . . . .	108
4.28	Echelle de dégradés d'induction . . . . .	109
4.29	Représentation électrique d'une phase de la machine . . . . .	109
4.30	Exemple de tracé vectoriel obtenu avec ce modèle . . . . .	111
4.31	Rotor positionné dans l'axe direct de la bobine a . . . . .	113
4.32	Evolution du flux d et q dans la bobine a . . . . .	114
4.33	Ld et Lq . . . . .	114
4.34	Evolution du flux dans l'axe direct en fonction de l'excitation électrique . . . .	115
4.35	Evolution de la mutuelle (Maf) . . . . .	115

4.36	Evolution de la F.E.M à vide, pour une machine avec et sans aimant à 1800tr/min	116
4.37	Fém relevée sous FLUX 2D à vide . . . . .	117
4.38	Cém relevé par calculs éléments finis . . . . .	118
4.39	Cartographie analytique du rendement de la machine( $t_{conducteur} = 130^{\circ}C$ ) . . . . .	119
4.40	Cartographies des différentes pertes et de l'évolution de certains paramètres, en fonction de la vitesse (tr/min, en abscisses) et de la puissance utile délivrée par l'alternateur (Watt, en ordonnées) . . . . .	120
4.41	Evolution des pertes fer . . . . .	121
4.42	Répartition des pertes au cours d'un cycle VDA pour la MRB assistée . . . . .	122
4.43	Cartographie analytique du rendement de la MRB assistée ( $U_{batt}=14,3V$ à $T_{conducteurs} = 130^{\circ}C$ ) . . . . .	122
4.44	Cartographie expérimentale du rendement de l'alternateur "A" ( $U_{batt}=14,3V$ à $T_{ambient} = 25^{\circ}C$ ) . . . . .	122
4.45	Pertes séparées analytiques au cours d'un cycle VDA pour la MRB . . . . .	123
4.46	Pertes séparées expérimentales au cours d'un cycle VDA pour la machine à griffes	123
4.47	Débit de la structure à griffes à $T_{ambient} = 25^{\circ}C$ . . . . .	124
4.48	Débit de la MRB assistée à $T_{conducteurs} = 130^{\circ}C$ . . . . .	124
4.49	Caractéristiques des 2 machines comparées . . . . .	124
B.1	Caractéristiques couple/vitesse du banc 10000 tr/min (ERMELEC) . . . . .	132
B.2	Caractéristiques couple/vitesse du banc 40000 tr/min Boisset Cie . . . . .	132
B.3	Caractéristiques couple/vitesse du banc 40000 tr/min Boisset Cie . . . . .	134
E.1	Courbes Courant/Tension des diodes de puissance . . . . .	154
E.2	Caractéristiques des diodes . . . . .	155
F.1	Illustration du calcul de RDM pour une machine à 2 paires de pôles . . . . .	156
H.1	Schéma du bobinage pour une spire et une machine à 2 paires de pôles . . . . .	167
H.2	Illustration du calcul de la longueur du chignon . . . . .	168
H.3	Surface disponible par pôle pour le bobinage du rotor . . . . .	169
H.4	Longueur de l'enroulement rotorique par pôle . . . . .	169

*A la mémoire de mon grand-père et de ma grand-mère...*

*Proverbe Espagnol...*

*"Dame un pez y comere un dia...enseñame a pescar y comere todos los dias..."*

*"Mieux vaut comprendre qu'apprendre..."*

# Remerciements

Une thèse est bien souvent perçue comme un travail " solitaire " et un projet personnel, mais la réalisation de celle-ci n'aurait sans doute jamais été possible sans les nombreuses personnes rencontrées / côtoyées durant ces 3 années.

C'est pourquoi je tiens à remercier M. Guy FRIEDRICH, professeur à l'Université de Technologie de Compiègne et directeur du Laboratoire d'Electromécanique, ainsi M. Jean-claude MIPO, Senior Expert au sein de la société VALEO Equipements Electriques Systèmes pour m'avoir permis de réaliser cette thèse, ainsi que pour leur encadrement.

Je remercie également vivement M. Guy CLERC et M. Albert FOGGIA pour avoir accepté d'être rapporteurs de ce travail.

Je tiens également et surtout à remercier l'ensemble des personnes du laboratoire d'Electromécanique de Compiègne pour leur accueil, les nombreuses pauses café partagées ensemble (ces moments propices à d'échanges, parfois insolites) ainsi que pour l'amitié qu'ils ont su me donner. Merci donc à *Didier, Anne, Nicolas, Patrice, Khadija, Loïc, Stéphane...*

Et puis, il y a les personnes qui ont su passer de collègues à amis. Je pense à *Vincent et Christophe* que je remercie pour les balades à vélo, les parties de badminton, de poker, les nombreux conseils et aides qu'ils m'ont apportés tant d'un point de vu scientifique que personnel. J'espère que nous serons amenés à nous revoir.

Je remercie bien sûr mes amis thésards de labo, *Aurélien, Zung, Pierre, Anthony, Ferhat, Caroline*, ainsi que ceux côtoyés au sein de la société Valeo, *Li, Jérémie, Philippe, Jérôme*, et l'ensemble des personnes chez Valeo qui m'ont aidé à réaliser cette thèse. Comment ne pas remercier mon ami *Vinh* avec qui j'ai eu le plaisir de partager le bureau mais aussi d'innombrables soirées et repas Vietnamiens avec *Zung*...grâce à eux, les baguettes n'ont plus aucun secret pour moi!

Enfin, il y les thésards UTC, j'aurais une pensée toute particulière pour mes ex-voisines du dessous *Oumou et Marie*, mais aussi pour mon ami *Luis* qui a rapproché l'Espagne de Compiègne.

Comment ne pas remercier également *Alban, Julien, Vincent D, Felipe, Ana* pour les nombreuses soirées étudiantes, les repas partagés le midi ensemble, les soirées foot, les tournées des quelques bar de Compiègne que je connais maintenant par coeur!

Je terminerai ces remerciements par ma famille, mon PERE et ma MERE pour avoir toujours été là pour moi et m'avoir toujours donné l'amour dont j'avais besoin. Je sais que je n'aurai jamais assez de toute une vie pour vous remercier, mais voyez ici un témoignage de toute ma gratitude. Je remercie également mon FRERE pour m'avoir mis dans la tête que moi aussi je pouvais faire une thèse, pour m'avoir épaulé, montré la voie et supporté malgré mon

caractère...

Enfin, merci à ma petite BELLE SOEUR, qui est aussi pour moi ma grande soeur, pour entre autre les deux jolies nièces MAEVA et OCEANE qui ont pris une place énorme dans la famille. Enfin, je remercie mon meilleur ami JEAN-MARIE et sa femme AURELIE, merci pour ces 24 années d'amitiés et pour les nombreux moments partagés de la primaire à l'université...

Voilà, on comprend mieux pourquoi une thèse n'est pas que le fruit d'un travail personnel mais est surtout une aventure humaine incroyable.

Pour toutes ces raisons, *merci à tous!*



# Nomenclature

$B_m$	: Induction maximale
$B$	: Induction
$B_r$	: Induction rémanente des aimants interpolaires
$B_{sat}$	: Induction de saturation de la tôle
$C$	: Couple mécanique
$C_v$	: Couple à vide
$C_m$	: Couple électromagnétique
$d$	: Epaisseur d'une tôle au stator
$E_r$	: Force électromotrice résultante
$E_v$	: Force électromotrice à vide
$e, F_{em}, E$	: Force électromotrice par phase
$ent$	: Epaisseur de l'entrefer
$F_{mm}, NI$	: Force magnétomotrice
$f$	: Fréquence de fonctionnement
$H$	: Champ magnétique
$I_r$	: Courant d'excitation redressé (rotor)
$I_j$	: Courant par phase (courant dans les enroulements)
$I_{cc}$	: Courant de court-circuit
$I_{deb}$	: Courant redressé débité dans la batterie
$i_i, i$	: Courant de ligne
$I_d$	: Courant dans une diode
$i_t, i$	: Valeurs instantanées
$I$	: Valeurs efficaces
$\bar{I}$	: Valeurs complexes
$I_d, I_q$	: Courant selon l'axe direct et en quadrature de la machine
$j$	: Nombre imaginaire
$K_h, K_{cf}, K_{ex}$	: Coefficients de Bertotti
$L_{s\Delta}$	: Inductance synchrone couplage triangle
$L_d, L_q$	: Inductance selon l'axe direct et en quadrature de la machine
$L_{fer}$	: Longueur du stator (sans les enroulements)
$M_{af}$	: Mutuelle inductance
$N_r$	: Nombre de spires au rotor
$N_s$	: Nombre de spires par phase
$nd$	: Nombre de diodes du redresseur
$p$	: Nombre de paires de pôles
$P_{fer}$	: Pertes fer
$P_{abs}$	: Puissance absorbée
$P_u$	: Puissance utile
$P_{j_s}$	: Pertes Joule statorique

---

$P$	: Puissance
$Pj_d$	: Pertes Joule dans les diodes
$Pj_r$	: Pertes Joule rotoriques
$P_m$	: Pertes mécaniques (et aéroliques)
$R_s$	: Résistance statorique par phase
$Rbb^+, Rbb^-$	: Résistance de contact bague/balais+ et bague/balais-
$Rd_{son}, R_d$	: Résistance passante d'une diode
$Rs_{\Delta}$	: Résistance par phase couplage triangle
$R_r$	: Résistance de la bobine d'excitation au rotor
$\mathfrak{R}$	: Réductance
$r$	: Résistance de la bobine rotorique
$T, \theta$	: Température
$Ubatt$	: Tension régulée aux bornes de la batterie
$Ub$	: Tension aux bornes de la bobine rotorique
$Ubb$	: Tension bague/balai
$V$	: Tension simple
$V_{diode}$	: Tension aux bornes d'une diode
$V_{seuil}, V_d$	: Tension seuil de la diode
$Xs_{\Delta}$	: Réactance synchrone couplage triangle
$Xd, Xq$	: Réactance selon l'axe direct et en quadrature de la machine
$\omega_{el}$	: Pulsation électrique
$\lambda$	: Inductance de fuite
$\rho$	: Résistivité de la tôle au stator
$\phi$	: Flux vu par une spire
$\psi$	: Flux vu par une phase
$\phi_{aim}$	: Flux apporté par les aimants
$\phi_d$	: Flux selon l'axe direct de la machine
$\psi_d, \psi_q$	: Flux total par phase selon l'axe direct et en quadrature de la machine
$\eta$	: Rendement
$\mu_r$	: Perméabilité relative
$\Omega$	: Vitesse de rotation (en rad/s)

# Introduction générale

La puissance électrique dans un véhicule à propulsion thermique est fournie par l'alternateur à griffes.

Cette machine est présente dans le secteur automobile depuis les années 1970, et depuis ces années, la consommation électrique des véhicules n'a cessé d'augmenter.

En effet, la course au confort et à la sécurité contribue à la présence d'équipements électriques de série de plus en plus nombreux, et justifie cette évolution (cf. Figure 1).

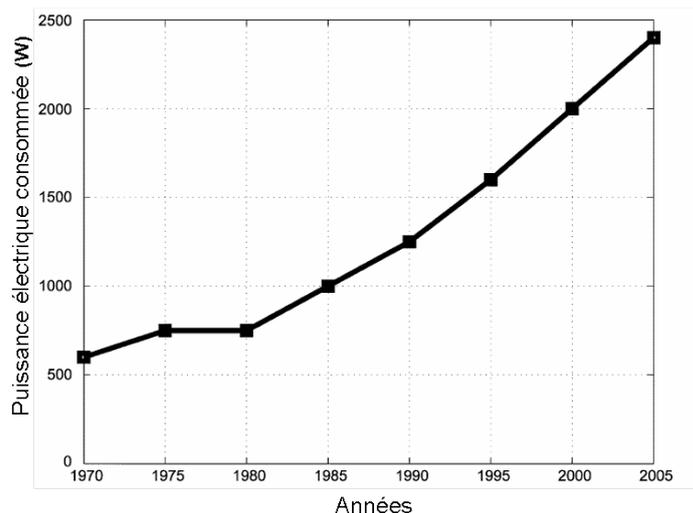


FIGURE 1 – Evolution de la consommation électrique moyenne d'un véhicule de tourisme de 1970 à 2005 [KAMALELDINE, 2007]

Dans un même temps, la compacité des moteurs thermiques est devenue de plus en plus contraignante, obligeant les équipementiers automobile à limiter l'encombrement de l'alternateur au sein du groupe motopropulseur.

Les puissances mises en jeu, ainsi que la compacité de la structure, conduisent tout naturellement à une nécessité d'amélioration de rendement de la machine (en vue de limiter l'échauffement).

La Figure 2 illustre les progrès réalisés en termes de dimensionnement.

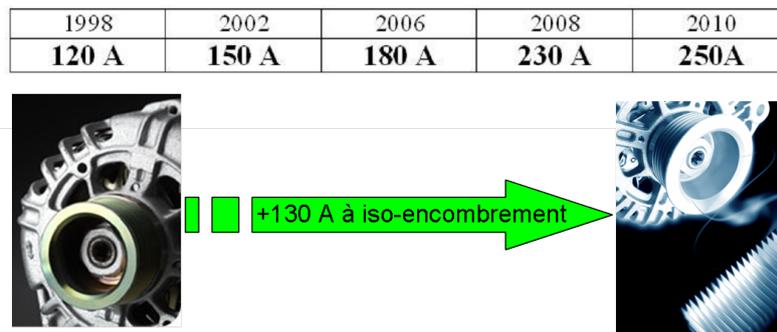


FIGURE 2 – Evolution de la puissance dans un encombrement donné

L'amélioration de rendement d'une machine électrique peut être appréhendée de plusieurs manières :

- Soit en vue d'une réduction de l'échauffement de la structure.
- Soit en vue d'une augmentation de la puissance fournie par la structure.
- Soit en vue d'une baisse de la consommation énergétique (en l'occurrence, de la consommation en carburant du véhicule).

Ces 3 facteurs sont bien sûr liés, et notre étude est justifiée par ces 3 axes :

1. Etudier les pertes sur une structure existante, afin d'en améliorer le rendement et diminuer l'échauffement de cette machine (premier axe de notre travail).
2. Fournir plus de puissance électrique au sein du véhicule, au travers du dimensionnement d'une structure originale dans le cadre d'une application alternateur automobile (deuxième axe de notre étude).
3. Améliorer le rendement de la fonction génératrice automobile, donc limiter les pertes et ainsi diminuer la consommation de carburant du véhicule (étude qui a guidé le choix de la structure dimensionnée).

Les travaux présentés dans ce mémoire résultent de la collaboration de plusieurs partenaires autour d'un projet.

Ce projet PREDIT-ANR "AREMA" (Amélioration REndement Moteur Alternateur), notifié le 22 Juin 2007, a pour but "d'étudier les possibilités d'amélioration de rendement de l'alternateur ou de l'alternateur-démarrreur afin d'économiser du carburant et de diminuer les émissions de CO<sub>2</sub>".

Cette thèse s'inscrit dans le cadre d'une convention CIFRE entre la société Valeo Equipment Electric System (VEES) et le Laboratoire d'Electromécanique de Compiègne (LEC).

Ce mémoire est composé de trois grandes parties. Chaque partie reprend les 3 axes présentés précédemment.

Avant d'aborder chacune de ces parties, nous réalisons dans le Chapitre 1 une bibliographie sur la machine à griffes ainsi que sur différentes structures de machines électriques existantes, et leur modélisation.

Au cours du deuxième chapitre, nous présentons les principales pertes présentes sur une structure à griffes, ainsi qu'une cartographie de rendement analytique de la machine à griffes. Nous introduisons la notion d'étude de pertes sur cycle.

Le Chapitre 3 nous permet ensuite de réaliser une étude de pertes séparées sur une structure à griffes, afin de caractériser expérimentalement l'évolution des différentes pertes, notamment les pertes fer.

Cette étape nous permet de :

- Caractériser le phénomène de courant circulant.
- Quantifier expérimentalement (à vide) l'effet de ce courant sur l'évolution des pertes fer dans la machine.
- Aboutir à une répartition stator/rotor des pertes fer à vide.
- Travailler sur l'impact du redresseur sur l'évolution des pertes fer.

Enfin, le Chapitre 4 présente un dimensionnement et une optimisation d'une structure originale dans le cadre d'une application alternateur automobile.

Au cours de cette partie, nous présentons l'ensemble de la démarche ayant permis, à l'aide d'un couplage étude analytique et éléments finis, d'aboutir à une cartographie de rendement analytique de la machine.

Cette étude nous permet de présenter une optimisation par plans d'expériences, via des calculs éléments finis. Elle aboutit ainsi à la présentation de la structure définitive, avec son gain en rendement observé durant un cycle de fonctionnement.

Pour des raisons conjoncturelles, un prototype n'a pu être réalisé à l'issue de ce travail.

Finalement, un bilan sur les travaux réalisés ainsi que les perspectives de cette étude seront présentés en conclusion de ce mémoire.

# Chapitre 1

## Etat de l'art des structures adaptables à une application alternateur automobile et présentation de l'étude

### Sommaire

---

<b>1.1</b>	<b>Introduction</b>	<b>19</b>
<b>1.2</b>	<b>Bibliographie</b>	<b>19</b>
1.2.1	Machine à griffes	19
1.2.1.1	Fonctionnement	20
1.2.1.2	Le rotor	21
1.2.1.3	Le stator	21
1.2.1.4	Le redresseur	22
1.2.2	Structures nécessitant un pont commandé	23
1.2.2.1	Machine asynchrone (MAS)	23
1.2.2.2	Machine à réluctance variable (MRV)	24
1.2.3	Structures ne nécessitant pas de pont commandé	24
1.2.3.1	Machine synchrone à aimants permanents au rotor	24
1.2.3.2	Autres Structures à aimants	25
1.2.3.3	Machine synchrone à rotor bobiné (MSRB)	26
1.2.4	Modèles électromagnétiques	27
1.2.4.1	Modèle de Behn-Eschenburg	28
1.2.4.2	Modèle de Potier	29
1.2.5	Modèles de pertes fer	30
1.2.5.1	Modèle de Bertotti	30
1.2.5.2	Modèle LS	31
1.2.6	Améliorations apportées à la structure à griffes	32
1.2.7	Conclusion	36
<b>1.3</b>	<b>Présentation de l'étude</b>	<b>37</b>
1.3.1	Couplage courant de circulation et pertes fer	37
1.3.2	Machine assistée à pôles saillants	37
1.3.2.1	Gain et pertes attendu lors du passage à une structure à rotor bobiné	38
1.3.3	Choix des modèles en fonction de l'étude réalisée	38

1.3.3.1	Modèle de Behn-Eshenbourg . . . . .	38
1.3.3.2	Modèle d/q . . . . .	38
1.3.3.3	Modélisation Eléments Finis . . . . .	38
1.3.3.4	Modèle expérimental . . . . .	39
<b>1.4</b>	<b>Conclusion . . . . .</b>	<b>39</b>

---

## 1.1 Introduction

Ce chapitre a pour but de présenter le fonctionnement et la modélisation d'un alternateur automobile.

Nous présenterons donc ici la structure et les caractéristiques de l'alternateur à griffes, structure bien connue dans le domaine de l'automobile.

L'alternateur est dans un véhicule, l'unique convertisseur qui assure la transformation de l'énergie mécanique (énergie transmise par la courroie reliée au moteur thermique), en énergie électrique transmise aux équipements du véhicule, ainsi qu'à la batterie.

Cette conversion est assurée par un régulateur qui va adapter le courant débité par la machine, pour une vitesse de rotation donnée, en fonction de la consommation électrique du véhicule et de l'état de charge de la batterie (SoC).

La conversion du courant alternatif en sortie de phase en un courant continu est assurée par un redresseur à diodes.

Le courant injecté dans l'inducteur (rotor) lié à la vitesse de rotation de la machine (imposée par le moteur thermique) va créer une force électromotrice ( $E$ ) aux bornes de chaque phase stator ( $E = N_s \frac{d\phi}{dt}$ ). Lorsque cette F.E.M ( $E$ ) est supérieure à la tension batterie, l'alternateur débite alors un courant sur le réseau de bord du véhicule.

Ce chapitre se décompose de la manière suivante :

- Une première étude bibliographique nous permet de :
  1. Présenter dans un premier temps les principales caractéristiques de l'alternateur à griffes, puis voir ensuite les différentes structures pouvant convenir à ce type d'application.
  2. Rappeler les principaux modèles électromagnétiques utilisés pour la modélisation de machines synchrones, ainsi que les modèles de pertes fer existants.
  3. Résumer les principales et récentes améliorations apportées à la structure à griffes.
- Cette première partie nous conduit ensuite à la présentation des deux axes de notre étude :
  - . L'étude de la réduction des pertes fer sur une structure à griffes.
  - . Le choix de dimensionner une nouvelle structure permettant d'espérer une amélioration du rendement de la fonction alternateur.

Au cours de cette dernière partie, nous présentons également les choix des différents modèles utilisés au cours de notre étude.

## 1.2 Bibliographie

### 1.2.1 Machine à griffes

La consommation électrique des véhicules n'a cessé de croître depuis l'invention de l'automobile. Les équipements proposés à bord d'un véhicule sont de plus en plus nombreux et donc la demande énergétique est de plus en plus importante. L'alternateur à griffes constitue au sein d'un moteur thermique l'unique structure à ce jour, capable de répondre à cette demande.

De part sa géométrie, cette structure reste néanmoins la source de phénomènes complexes mal maîtrisés.

Le choix de cette structure pour ce type d'application est dicté par son coût, un process bien maîtrisé et une robustesse adaptée aux contraintes liées à l'environnement de l'alternateur (température, vibration, humidité, poussière...).

La compacité nécessaire à son implantation dans le moteur des véhicules modernes renforce d'autant plus son intérêt.



FIGURE 1.1 – Illustration de la compacité d'un moteur thermique moderne (TDI 110ch, VW)

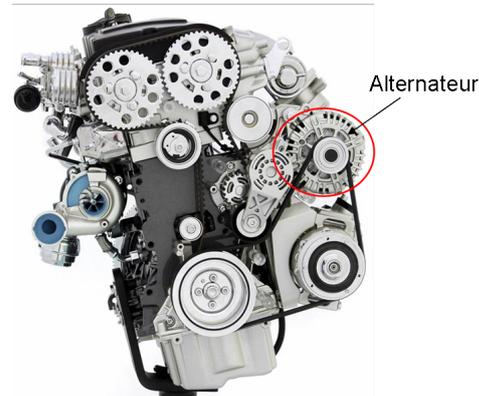


FIGURE 1.2 – Implantation de l'alternateur au sein d'un moteur thermique

Cela dit, cette structure est limitée en puissance par son mauvais rendement et l'impossibilité de monter dans des gammes de vitesses trop élevées (supérieures à 20000tr/min). Pour les machines atteignant les limites supérieures de puissances dans un encombrement donné, la problématique réside donc dans l'amélioration du rendement en vue d'une réduction de l'échauffement de la machine.

Ces efforts portés sur l'amélioration du rendement de cette structure font de plus suite à l'augmentation du prix du pétrole et à l'apparition de normes antipollution de plus en plus strictes (Figures 1.3).

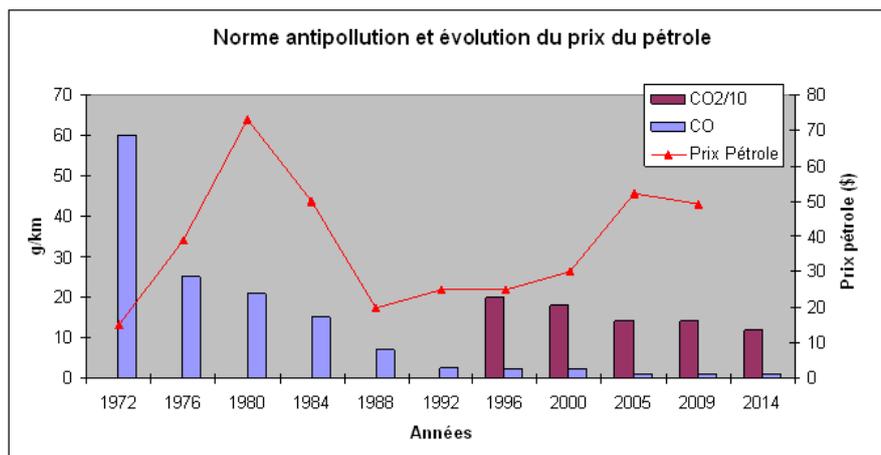


FIGURE 1.3 – Norme antipollution et évolution du prix du baril de pétrole

### 1.2.1.1 Fonctionnement

La machine à griffes est une structure synchrone. L'excitation électrique au rotor permet, via un régulateur placé sur le porte balais (cf. Figure 1.4), d'adapter l'excitation électrique de

la structure en fonction de la charge et de la vitesse de rotation de la machine.

Le stator est constitué d'un ou deux systèmes triphasés couplés en étoile ou en triangle. Ce système débite, au travers d'un redresseur, sur les équipements et sur la batterie du véhicule. Ce réseau de bord est de 14V pour un véhicule de tourisme (ou utilitaire).

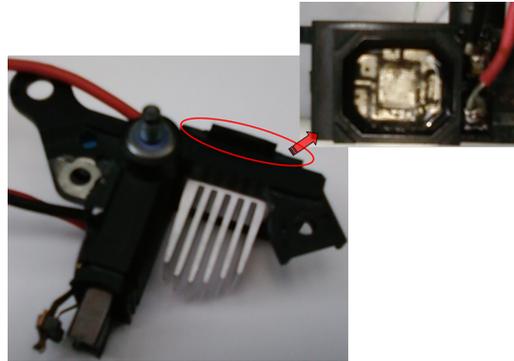


FIGURE 1.4 – Porte balais et son régulateur

### 1.2.1.2 Le rotor

Le rotor d'une machine à griffes est complexe.

En effet, sa géométrie engendre des lignes de champ qui évoluent en 3D (selon l'axe tangentiel, axial et radial de la machine). Ce type de fonctionnement provoque alors des pertes supplémentaires, comme nous le détaillerons par la suite. La Figure 1.5 permet à l'aide d'un tracé éléments finis de visualiser le chemin emprunté par les lignes de champ.

La Figure 1.6 illustre la géométrie d'une machine à griffes à aimants interpolaires. Le rotor représenté est celui d'une machine de forte puissance qui sera étudiée dans la suite notre travail. L'insertion d'aimants interpolaires a pour but de réduire les lignes de fuites entre les griffes et ainsi augmenter le flux injecté du rotor vers le stator.

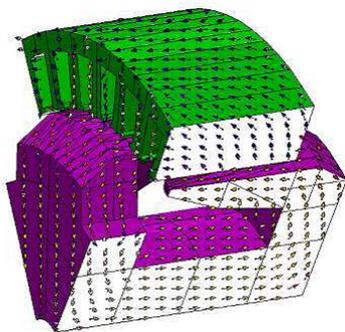


FIGURE 1.5 – Evolution des lignes de flux dans un alternateur à griffes [BOUARROUDJ, 2005]

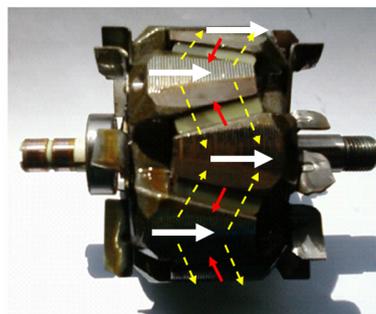


FIGURE 1.6 – Rotor d'une structure à griffes à aimants interpolaires

### 1.2.1.3 Le stator

Le stator est réalisé à l'aide de tôles feuilletées afin de limiter la propagation des courants de Foucault. Les propriétés magnétiques, ainsi que l'épaisseur des tôles varient en fonction de

l'alternateur considéré.

Le bobinage réalisé est de type réparti afin d'obtenir une force magnétomotrice (F.M.M) la plus sinusoïdale possible et ainsi limiter le taux d'harmoniques d'espaces dans la machine.

La technique de bobinage utilisée permet d'augmenter le coefficient de remplissage de l'encoche afin de diminuer la résistance par phase de la machine.

#### 1.2.1.4 Le redresseur

Le redresseur est constitué d'un ou deux ponts de diodes triphasé débitant sur la batterie et le réseau de bord du véhicule.

Afin de limiter les ondulations de courants, le redresseur peut être de type double triphasé, et débiter ainsi sur 2 ponts de diodes en parallèle sur le réseau de bord et la batterie.

La figure ci-dessous illustre le schéma électrique du fonctionnement de l'alternateur sur la batterie du véhicule dans le cas d'un redressement de type double triphasé triangle.

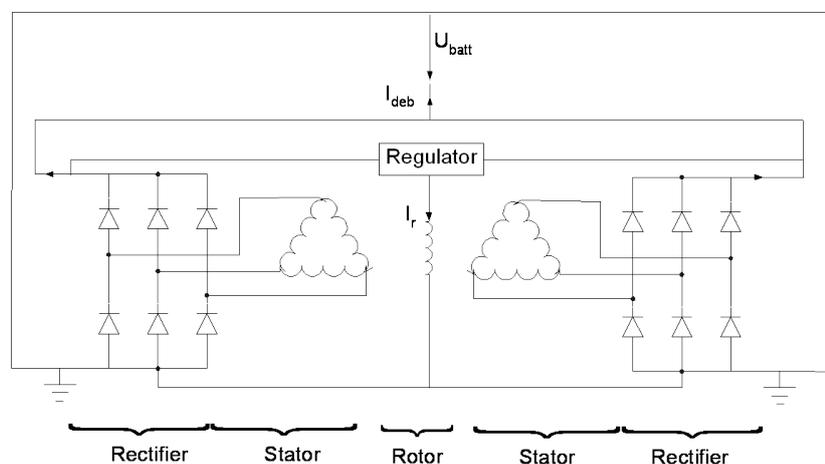


FIGURE 1.7 – Schéma de principe du fonctionnement de l'alternateur sur la batterie dans le cas d'un redressement double triphasé triangle

Le régulateur de l'alternateur permet de maintenir aux bornes de la batterie une tension constante. L'intérêt d'avoir un système double triphasé est de réduire les oscillations de courant sur le réseau de bord sans pour autant augmenter ni le coût, ni les pertes Joule dans le redresseur.

En effet, les pertes Joule dans les diodes sont dues à la tension de seuil ainsi qu'à la chute de tension liée à la résistance passante de la diode  $R_{dson} * i_d$  ( $R_{dson}$  étant aussi sensible à la température). Le fait de passer à un système double triphasé, va permettre de diviser par deux le courant ( $i_d$ ) dans les diodes et ainsi réduire les pertes.

L'achat de diodes de plus faible puissance engendre une diminution du prix unitaire, qui est cependant compensée par leur plus grand nombre.

De nombreuses thèses ([BOUARROUDJ, 2005],[ALBERT, 2004], [GIRARDIN, 2005]) ayant déjà détaillé de manière précise et complète le fonctionnement de l'alternateur à griffes, nous avons ici juste rappelé de manière sommaire le fonctionnement global de cette structure.

Nous présentons maintenant les principales structures candidates au remplacement de la machine à griffes. Là encore, une longue bibliographie a déjà été accordée dans de précédentes thèses ([GIRARDIN, 2005] et [VIDO, 2007]), nous ne survolerons que rapidement les différentes topologies de machine afin de pouvoir nous attarder plus longuement sur la structure retenue.

Nous pouvons séparer la suite de notre bibliographie en deux types de machines :

- Les structures nécessitant un pont commandé.
- Les structures ne nécessitant pas de pont commandé.

## 1.2.2 Structures nécessitant un pont commandé

### 1.2.2.1 Machine asynchrone (MAS)

Ce type de machine est très certainement l'une des moins coûteuse à réaliser.

Cela dit, le faible coût lié à sa fabrication est largement compensé par le prix lié à sa commande.

En effet, le principe même du fonctionnement de cette structure impose la création via le stator d'un champ tournant dans l'entrefer. La création de ce champ tournant génère au rotor une variation de flux vue par les spires rotoriques et donc l'apparition d'une F.E.M. Ces bobinages étant en court circuit, il y a circulation d'un courant au rotor.

L'interaction entre le champ généré au rotor et celui crée par le stator engendre un couple et donc une puissance.

Le fonctionnement d'une telle structure, basé sur la loi de Lenz-Faraday, n'est possible que si le rotor tourne à une vitesse différente de celle du champ généré au stator.

La Figure 1.8 illustre le rotor de ce type de structure.



FIGURE 1.8 – Rotor d'une machine asynchrone développée dans le cadre d'une application automobile (Alternateur intégré)

Les avantages de cette structure sont :

- Pas d'aimants permanents.
- Pas de contacts "bagues/balais" puisque le rotor n'est pas alimenté.

Un grand nombre d'études a été réalisé lié aux contraintes très particulières de la machine asynchrone pour une application alerno-démarrreur (cf. Figure 1.8) [KONIECZKA, 2003], [LY, 2003]

Le grand défaut de cette structure réside dans la nécessité de créer un champ tournant au stator afin de créer un champ au rotor. Afin de régler la puissance, il faut donc faire fonctionner la MAS avec un onduleur. L'onduleur (avec ces capacités de filtrage) est encombrant et coûteux, ce qui va à l'encontre même du cahier des charges d'un alternateur automobile.

### 1.2.2.2 Machine à réluctance variable (MRV)

Cette machine présente la même contrainte que la machine asynchrone, à savoir la nécessité de magnétiser le rotor pour un fonctionnement alternateur.



FIGURE 1.9 – Machine à réluctance variable [ALHASSOUN, 2005]

Des travaux ont été menés sur l'utilisation d'une machine à réluctance variable dans le cadre d'une utilisation automobile (cf. Figure 1.9). L'idée était alors d'appliquer cette structure à une utilisation alerno-démarrreur ([DE VRIES, 2005]).

Le point bloquant pour l'utilisation d'une MRV en génératrice pour une application automobile, réside dans la présence d'une commande via le stator pour générer une puissance en sortie.

Nous présentons par la suite des structures ne nécessitant pas cette commande au stator pour débiter un courant en sortie.

### 1.2.3 Structures ne nécessitant pas de pont commandé

Les machines présentées dans cette partie ne nécessitent pas d'onduleur pour fonctionner en mode alternateur et peuvent donc débiter directement sur un redresseur à diodes.

Cela dit, ces machines (du moins pour celles à aimants permanents ou celles à commutation de flux) nécessitent un onduleur afin de pouvoir régler la puissance de sortie en fonction de la vitesse et de la charge demandée.

#### 1.2.3.1 Machine synchrone à aimants permanents au rotor

Cette structure présente une succession de pôles nord et sud au rotor, réalisés par l'implantation d'aimants permanents.

En fonction de la vitesse de rotation (imposée par le moteur thermique), ces aimants permettent de créer des F.E.M au stator et donc de générer un courant.

Le problème engendré par une telle structure débitant directement dans le pont de diodes, réside dans l'impossibilité de régler la puissance fournie par la machine, pour une vitesse fixée. L'idée est donc, via un onduleur, de pouvoir régler la puissance par le stator en cherchant à défluxer la machine. La machine doit donc être dimensionnée de manière à pouvoir permettre ce défluxage. Nous ne rappellerons pas volontairement les équations de Park de la machine qui sont déjà détaillées dans de nombreux ouvrages et thèses [CHÉDOT et al., 2007], [CHÉDOT, 2004].

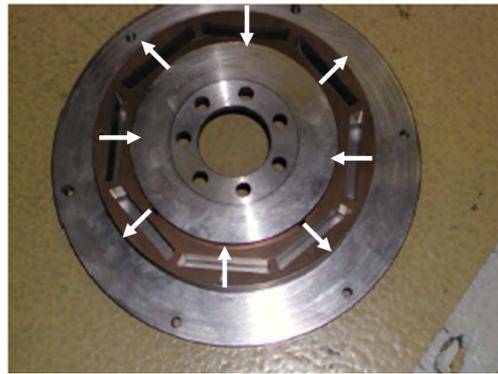


FIGURE 1.10 – Exemple de rotor d'une machine synchrone à aimants permanents pour une application automobile [CHÉDOT, 2004]

La présence d'un ondulateur (rendue obligatoire pour une utilisation alternateur automobile) pénalise cette structure pour ce type d'application.

### 1.2.3.2 Autres Structures à aimants

Il existe d'autres structures à base d'aimants dont l'implantation est pour certaines moins usuelle.

La figure ci-dessous regroupe différentes implantations d'aimants au rotor.

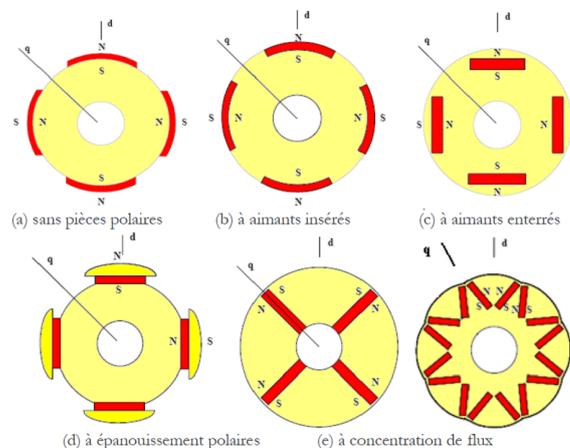


FIGURE 1.11 – Différentes implantations d'aimants dans les machines à flux radial [LATEB, 2006]

Les deux structures présentées ci-après, possèdent elles aussi une excitation magnétique implantée au stator ou au rotor. Leur fonctionnement plus original en justifie une rapide présentation.

#### – La machine à commutation de flux

L'idée de cette structure est de se servir d'un rotor passif, d'aimant à concentration de flux au stator et d'une structure à réluctance variable pour faire commuter le flux vu par une spire stator et ainsi créer une variation de flux et donc une F.E.M.

La figure ci-dessous illustre la géométrie d'une telle structure qui est moins répandue que les machines à aimants permanents rotoriques.

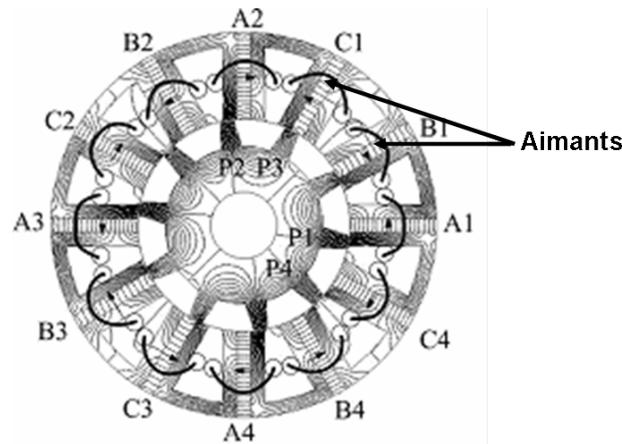


FIGURE 1.12 – Lignes de champs dans une machine à commutation de flux [LATEB, 2006]

– La machine à aimants permanents et pôles consécutifs

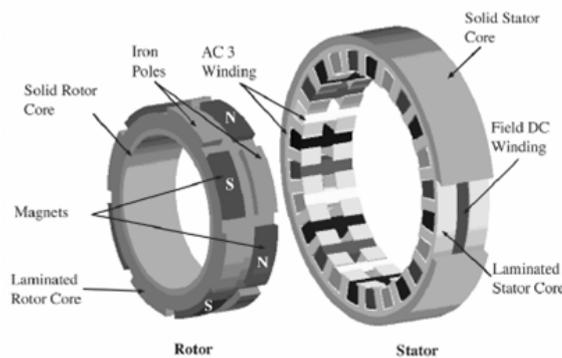


FIGURE 1.13 – Illustration d'une machine à pôles consécutifs [TAPIA et al., 2003]

Ces implantations et topologies présentent l'avantage de ne pas nécessiter de contact au rotor mais doivent être pilotées via le stator (défluxage). Ce pilotage permet de régler la puissance en fonction de la vitesse de rotation de la machine.

Nous ne nous attarderons donc pas sur ce type de structures pour un usage alternateur automobile pur.

### 1.2.3.3 Machine synchrone à rotor bobiné (MSRB)

Ce type de machine possède une excitation électrique au rotor et autorise donc un réglage de la puissance en fonction de la vitesse de rotation de la machine.

La limitation de ce type de machine réside dans le nombre d'Ampère-tours rotor à injecter. En effet, contrairement à la machine à griffes qui nécessite de par sa structure qu'une seule bobine excitatrice, la MSRB doit comporter autant d'enroulements rotoriques que de nombre de pôles.

La thermique limite donc la puissance et la compacité de cette machine. Cela dit, pour une utilisation alternateur sur une large plage de vitesse, cette structure est tout à fait adaptée.

Des études ont été réalisées au sein du laboratoire d'Electromécanique de Compiègne dans le cadre d'une application alerno démarreur intégré au volant d'inertie. La Figure 1.14 illustre le rotor de cette réalisation.



FIGURE 1.14 – Rotor de la machine synchrone à rotor bobiné développée dans le cadre d'une application alerno-démarrreur

Nous rappelons dans la suite de cette bibliographie les principaux modèles électromagnétiques permettant une modélisation d'une machine électrique.

#### 1.2.4 Modèles électromagnétiques

Il existe plusieurs types de modélisation d'une machine électrique selon sa structure et les hypothèses de fonctionnement considérées :

- . Machine à pôles lisses : Modèle de Behn-Eschenburg / Modèle de Potier.
- . Machine à pôles saillants : Modèle des deux réactances synchrones / Modèle de Blondel (en régime saturé ou non).

La machine à griffes est de par sa géométrie une machine à pôles saillants.

La modélisation électrique doit donc être réalisée à l'aide d'un modèle dit d/q (modèle de Park).

Le rapport de saillance est défini comme le rapport de l'inductance de l'axe "direct" par celle de l'axe en "quadrature" (pour les machines à pôles lisses, ce rapport est de 1).

Des travaux concernant les alternateurs à griffes ont montré que malgré sa géométrie, ce rapport est proche de l'unité (Figure 1.15). On considèrera donc l'alternateur à griffes comme une structure à pôles lisses.

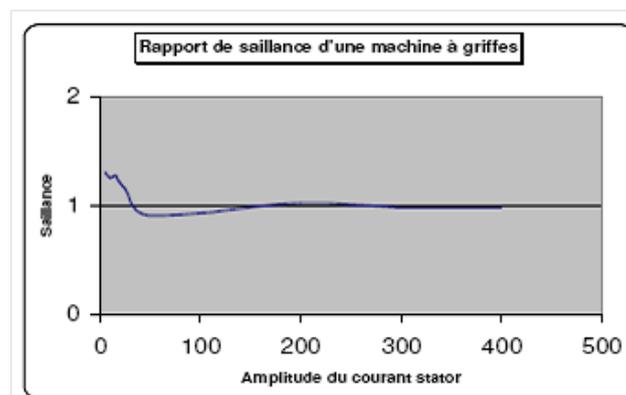


FIGURE 1.15 – Rapport de saillance pour une machine à griffes [TAMTO, 2008]

Nous présentons dans la suite, les deux modèles adaptés à la modélisation des machines à pôles lisses.

### 1.2.4.1 Modèle de Behn-Eschenburg

Ce modèle suppose que le flux en charge dans l'induit, pour une excitation donnée, est la somme du flux à vide créé par l'inducteur pour cette excitation et du flux propre de l'induit. Ce modèle ne prend donc pas en compte la saturation du matériau. Ces deux paramètres sont représentés par la force électromotrice à vide ( $E_v$ ) et par l'inductance synchrone de l'induit ( $L_s$ ). Chaque phase peut donc être représentée de la manière suivante (cf. Figure 1.16).

Lors d'un fonctionnement sur un redresseur, le fondamental du courant et celui de la tension sont en phase. Le modèle de Behn-Eschenburg par phase est donné par la figure ci-dessous (Figure 1.17) :

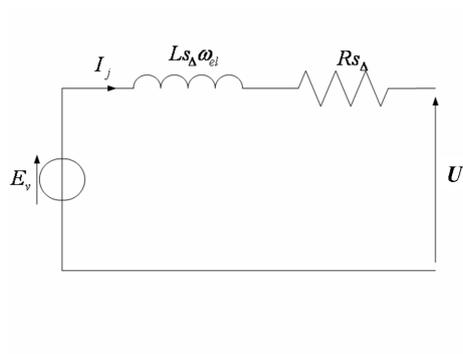


FIGURE 1.16 – Schéma monphasé équivalent de la machine synchrone à pôles lisses

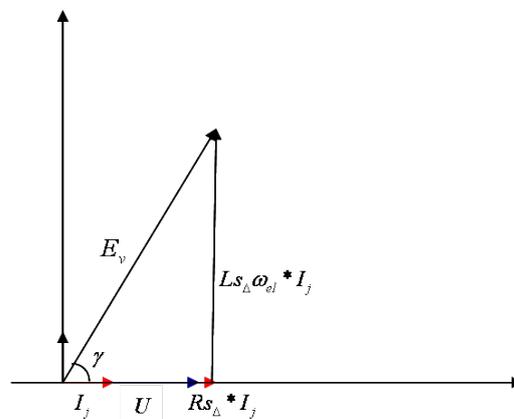


FIGURE 1.17 – Diagramme vectoriel lié au modèle de Behn-Eschenburg

Sur ces figures, l'inductance synchrone est entièrement déterminée par un fonctionnement en court-circuit de la machine. En effet, si on considère un court-circuit symétrique et permanent de l'induit et en considérant qu'à grande vitesse,  $R_s$  devient négligeable devant  $X_s$ , on a alors :

$$\begin{cases} U & = 0 \\ \sqrt{X_s^2 + R_s^2} & = \frac{E_v}{I_{cc}} \\ X_s & \approx \frac{E_v}{I_{cc}} \Rightarrow L_s = \frac{E_v}{I_{cc} \omega_{el}} \end{cases} \quad (1.1)$$

Ce modèle donne de bons résultats lorsque la machine se situe en régime linéaire. Il constitue alors une première approche simplifiée du fonctionnement de la machine. Si on considère la machine comme étant saturée, celle-ci doit alors être modélisée par le modèle de Potier.

### 1.2.4.2 Modèle de Potier

Ce modèle décompose l'inductance synchrone en une partie saturable (s), une partie non saturable ( $\lambda_{\Delta}$ ) et une force électromotrice résultante ( $E\sigma$ ). La force électromotrice résultante provient donc de la superposition d'ampères-tours d'excitation et de la réaction magnétique d'induit. On peut alors poser :

$$\overline{Ij}_{\sigma} = \overline{I_R} + \mu \overline{Ij} \quad (1.2)$$

Avec  $\mu$  le coefficient d'équivalence des ampères-tours. Ce coefficient sous-entend que  $\mu I$  ampères dans l'inducteur produisent le même flux qu'un courant  $I$  dans l'induit. Cette relation revient à considérer que la force électromotrice résultante  $\overline{E}\sigma$  est produite par un courant inducteur résultant  $Ij_{\sigma}$  provenant de la superposition du courant  $I_R$  et un courant inducteur "équivalent"  $\mu \overline{Ij}$ . La détermination des paramètres de Potier doit être réalisée à l'aide d'un essai à vide et d'un essai en déwatté.

La figure ci-dessous illustre un tracé du diagramme de Potier pour un fonctionnement alternateur sur redresseur ( $U$  et  $Ij$  sont en phase).

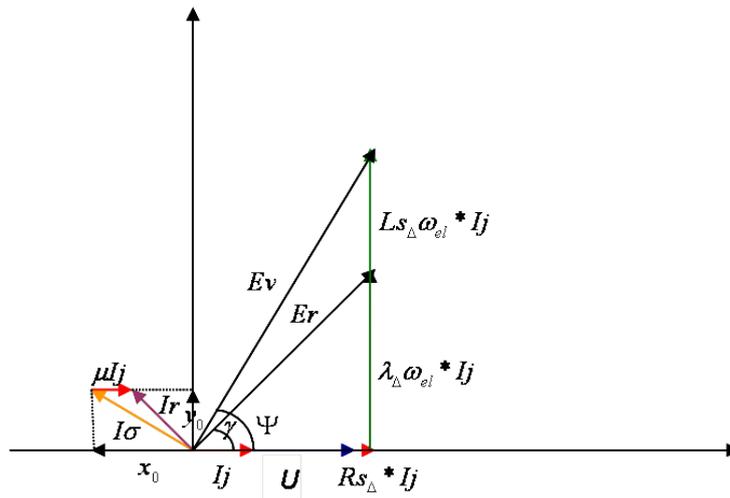


FIGURE 1.18 – Tracé du diagramme de Potier

Un essai en charge peut remplacer l'essai en déwatté qui constitue un essai lourd à réaliser [TAMTO, 2008].

Si on considère un fonctionnement en régime linéaire, on peut donc modéliser cette machine à l'aide d'un modèle de Behn-Eschenburg afin d'aboutir à un pré-dimensionnement de structure (modèle très simple).

Dans un cas comme dans l'autre, ces modèles reposent sur l'hypothèse de grandeurs sinusoïdales qui n'est pas toujours représentatif du fonctionnement réel de la machine.

Cette modélisation électromagnétique doit être accompagnée d'un modèle de pertes, afin d'avoir une vision énergétique du fonctionnement de la machine.

Les pertes les plus difficiles à caractériser sont les pertes fer de la machine. Nous résumons par la suite les principaux modèles existants.

## 1.2.5 Modèles de pertes fer

Les matériaux magnétiques qui composent les machines électriques sont le siège de pertes encore aujourd'hui mal maîtrisées. Nous présentons dans cette partie deux modèles de calcul de pertes fer.

### 1.2.5.1 Modèle de Bertotti

Ce modèle a été introduit par G. Bertotti et décompose les pertes fer dans la machine en trois sous ensembles [BERTOTTI, 1988] :

- Les pertes par hystérésis
- Les pertes par courants de Foucault
- Les pertes par excès

Les pertes par hystérésis correspondent aux pertes visualisées au cours d'un cycle d'hystérésis (cf. Figure 1.19). Concrètement, ces pertes sont dues aux variations d'induction (en module et en direction) qui modifient les domaines de Weiss (et engendrent donc des pertes liées aux mouvements des parois d'interfaces des domaines (parois dites de Bloch)).

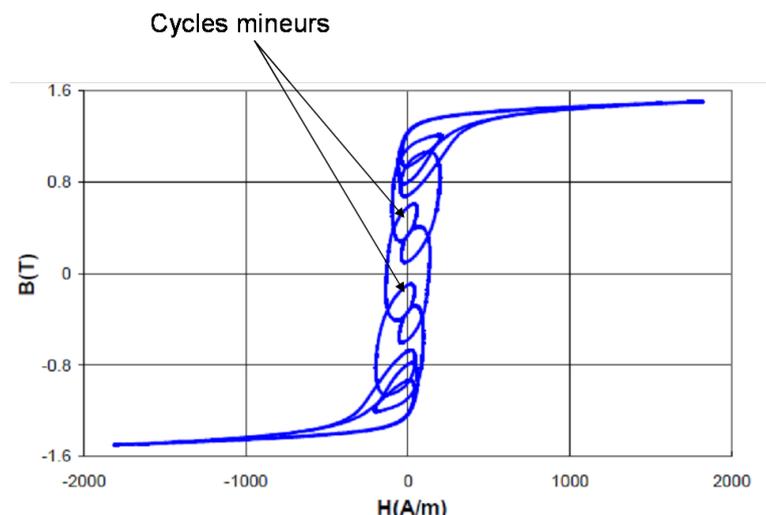


FIGURE 1.19 – Exemple de cycle d'hystérésis pour une nuance de tôle [GAUTREAU, 2005]

Les pertes par courants de Foucault sont provoquées par le passage du flux magnétique dans les matériaux qui composent le stator/rotor. Cette circulation va engendrer la naissance d'un courant électrique dans l'épaisseur de la tôle (si le passage du flux magnétique se fait dans le sens du laminage de la tôle).

Les pertes par excès sont quand à elles constituées des pertes que l'on a pas pu modéliser dans le terme hystérésis ou courants de Foucault.

Le modèle de Bertotti (Equation 1.3) et sa deuxième formulation dite "améliorée" (Equation 1.4) est défini à partir de la valeur crête de l'induction dans la tôle, de la fréquence électrique de fonctionnement de la machine, ainsi qu'à partir des coefficients caractéristiques du matériau magnétique.

$$P_{fer} = K_h * f * B_m^2 + K_{cf} * (f * B_m)^2 + K_{ex} * (f * B_m)^{3/2} \quad (1.3)$$

$$P_{fer} = \underbrace{K_h f B_M^\alpha}_{\text{Pertes par hystérésis}} + \underbrace{\frac{d^2}{12\rho T} \int \left(\frac{dB}{dt}\right)^2 dt}_{\text{Pertes par courants de Foucault}} + \underbrace{K_{ex} \frac{1}{T} \int \left(\frac{dB}{dt}\right)^{3/2} dt}_{\text{Pertes par excès}} \quad (1.4)$$

Ces coefficients sont donnés pour une fréquence de fonctionnement, une induction sinusoïdale et un trajet du flux magnétique réalisé dans le sens de lamination des tôles. Cette caractérisation est réalisée sur un cadre d'Epstein (Figure 1.20) et conduit aux valeurs de pertes illustrées sur la Figure 1.21



FIGURE 1.20 – Cadre d'Epstein [GAUTREAU, 2005]

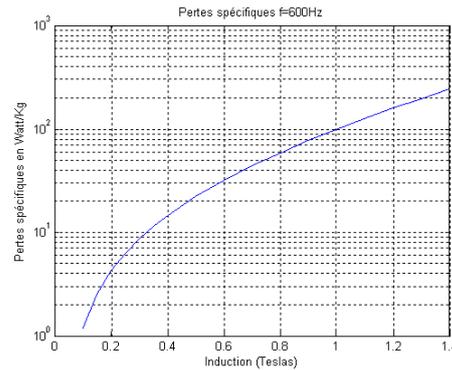


FIGURE 1.21 – Résultat de la caractérisation des pertes fer pour une nuance de tôle et une fréquence donnée

On voit que les normes de caractérisation des tôles peuvent être loin du fonctionnement réel observé sur une machine électrique. Outre la caractérisation du matériau magnétique qui est réalisée à fréquence fixe, ce modèle montre ces limites lorsque les allures d'induction sont loin de la sinusoïde (lié à l'alimentation de la machine, sa géométrie, la saturation...).

### 1.2.5.2 Modèle LS

Ce modèle est étudié depuis une dizaine d'années au sein du laboratoire d'Electronique et d'Electrotechnique de Grenoble (G2Elab). Nous ne rentrerons pas dans l'explication complète de ce modèle, mais présenterons rapidement le principe. Ce modèle a été développé par C.Cester [CESTER, 1996] et amélioré au cours de différentes thèses dont celle de T.Gautreau [GAUTREAU, 2005].

Ce modèle est basé sur un grand nombre de mesures de cycles d'hystérésis sur cadre d'Epstein. L'idée est d'aboutir à la connaissance des couples  $(B, \frac{dB}{dt})$  afin de reconstruire le cycle d'hystérésis et ainsi connaître les pertes fer engendrées par ce phénomène.

Concrètement, ces mesures sont réalisées en contraignant le matériau à travailler en induction triangulaire à une fréquence fixe. Le paramètre  $\frac{dB}{dt}$  est donc connu. Un balayage expérimental en fréquence permet d'aboutir au tracé de la surface  $H(B, \frac{dB}{dt})$ . Cette procédure est répétée pour différentes valeurs d'inductions crêtes ( $B_c$ ) et aboutit ainsi à plusieurs tracés  $H(B, \frac{dB}{dt})$  :

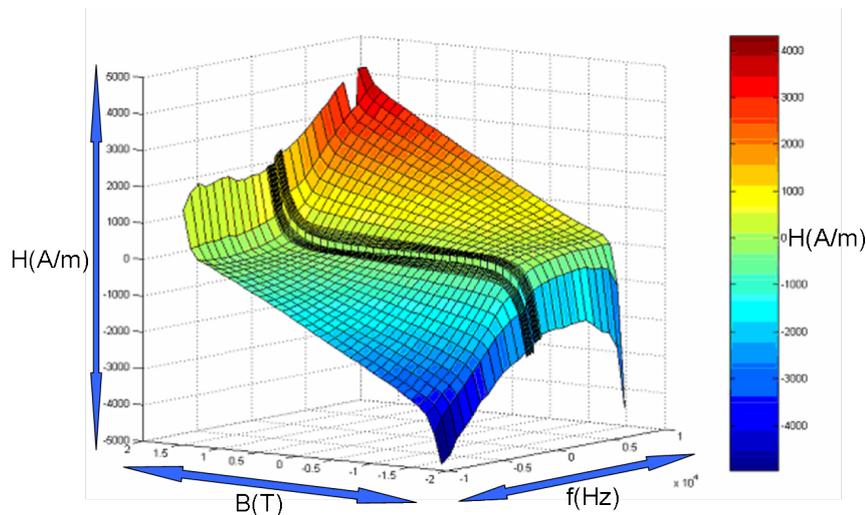


FIGURE 1.22 – Exemple de surface  $H(B, \frac{dB}{dt})$  pour  $B_c = 1,75T$  [GAUTREAU, 2005]

L'un des problèmes de ce modèle réside dans le grand nombre de mesures à réaliser et de données à stocker.

L'autre problème réside dans la mauvaise prise en compte des cycles d'hystérésis mineurs. C'est pourquoi ce premier modèle a été amélioré en décomposant le champ  $H$  en une contribution statique  $H_{stat}(B)$  et une dynamique  $H_{dyn}(B, \frac{dB}{dt})$ . Les améliorations ainsi que le fonctionnement précis de ce modèle sont donnés dans la thèse de T.Gautreau [GAUTREAU, 2005].

Nous complétons notre étude bibliographique par la présentation des principales améliorations récentes apportées à l'alternateur automobile.

### 1.2.6 Améliorations apportées à la structure à griffes

Les machines à griffes sont connues pour leur forte puissance volumique et leur faible coût. Des études ont été menées sur cette machine et de nombreuses modifications ont déjà été réalisées.

Ces améliorations ont été effectuées sur la réduction des pertes Joule statoriques, ainsi que sur l'amélioration du circuit magnétique. Des modifications ont aussi été réalisées sur les roulements, les ventilateurs... L'ajout d'aimants de différents types, les études sur les nuances de tôles ainsi que sur la géométrie de la machine ont fait partie de l'amélioration du circuit magnétique.

Nous présentons par la suite les dernières études réalisées sur l'amélioration de rendement d'une structure à griffes. Ces améliorations sont issues d'une démarche permettant de caractériser de la manière la plus fine possible, l'évolution des pertes dans cette structure. Nous détaillerons par la suite le modèle de pertes utilisé.

Dans cette partie, nous présentons les différents travaux et les modifications réalisées sur cette structure afin de situer notre travail par rapport à ces études.

Depuis de nombreuses années, plusieurs recherches ont été réalisées sur ce type d'alternateur axées essentiellement sur :

- L'augmentation du courant débité et fourni à la batterie.

- La réduction des forces vibratoires et du bruit d'origine magnétique.
- La réduction des pertes totales en vue d'améliorer le rendement de la machine.

Pour arriver à de tels résultats, trois types d'approches sont envisageables :

- Celle des modèles analytiques, rapide mais peu précise car il est difficile de prendre en compte certains phénomènes complexes (géométrie, mouvement des parties mobiles...)
- Celle basée sur des simulations numériques. La plus utilisée est celle des éléments finis, précise mais relativement lente. Ces logiciels ne tiennent cependant pas compte de tous les phénomènes complexes observés dans une machine. Il faut donc compléter ces deux méthodes par une dernière approche.
- Celle basée sur la méthode expérimentale (prototype).

Au cours de ces précédents travaux, une étude a été réalisée sur la séparation des pertes par la méthode des pertes séparées (méthode que nous introduirons dans la dernière partie de notre chapitre), lors de deux modes de fonctionnement :

- A pleine charge (puissance max).
- A charge réduite.

Le but étant de déterminer les pertes prépondérantes en fonction du point de fonctionnement de la machine, afin de définir leurs principales causes. Les différentes solutions proposées ont été validées par des essais réalisés sur prototypes.

Une partie des travaux présentés ci-après a été réalisée sur un alternateur de faible puissance. Au cours de cette étude, une mesure des pertes séparées sur banc a été réalisée afin de quantifier ces pertes sur l'alternateur. Cette méthodologie est basée sur la mesure des courants, tensions et couples de la machine afin de pouvoir construire un modèle de calcul de pertes.

Les résultats observés lors de ces précédentes études ([TAMTO, 2008] et [BOUARROUDJ, 2005]) montrent que :

- . En fonctionnement pleine charge :
  - Les pertes prépondérantes à faibles vitesses sont les pertes Joule statoriques, les pertes dans le pont de diodes et les pertes fer. A hautes vitesses, se sont toujours les pertes fer, les pertes Joule statoriques qui sont les plus importantes et viennent s'ajouter de plus les pertes aérauliques.
- . En fonctionnement à charges partielles :
  - A faibles charges et à faibles vitesses, les pertes prépondérantes sont les pertes fer, les pertes Joule dans le pont de diodes, à grandes vitesses s'ajoutent les pertes aérauliques.

La machine à griffes présente la particularité d'avoir de fortes pertes fer à faibles vitesses lorsque l'alternateur fournit un faible courant.

L'étude des formes d'ondes ainsi que celle des cartographies d'induction de la machine montrent des niveaux d'induction très élevés sur la surface des griffes et dans les pieds de dents. Ces saturations locales créent davantage de courants de Foucault (d'autant plus que le rotor est massif, cf. Figure 1.23).

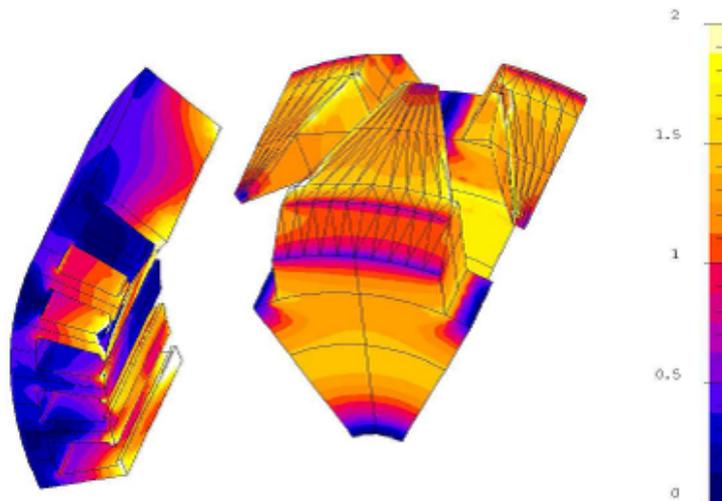


FIGURE 1.23 – Induction magnétique à 6000tr/min à pleine charge [BOUARROUDJ, 2005]

L'étude de la variation d'induction selon différents axes a permis de montrer et de quantifier la présence d'une composante axiale de l'induction dans les dents (cf. Figures 1.24, 1.25)

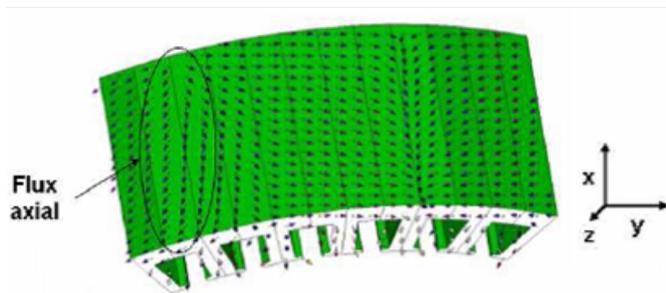


FIGURE 1.24 – Représentation du flux au stator

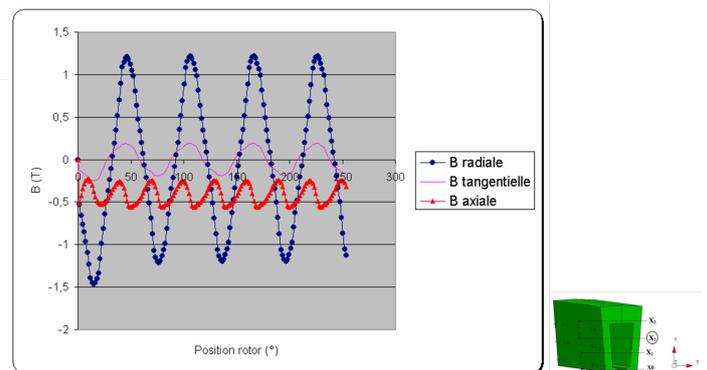


FIGURE 1.25 – Evolution de l'induction selon les 3 axes x, y et z

Cette composante axiale comporte une composante continue et une autre alternative dont la fréquence est le double de celle des composantes radiale et orthoradiale. Les pertes par courants de Foucault étant proportionnelles au carré de la fréquence (cf. Equation 1.3), ces pertes selon cet axe auront donc un effet non négligeable sur les pertes par courants de Foucault au stator. De plus, ces pertes varient beaucoup à l'intérieur du paquet de fer, surtout à une hauteur inférieure ou égale à la moitié de la hauteur de la dent statorique (cf. Figure 1.26).

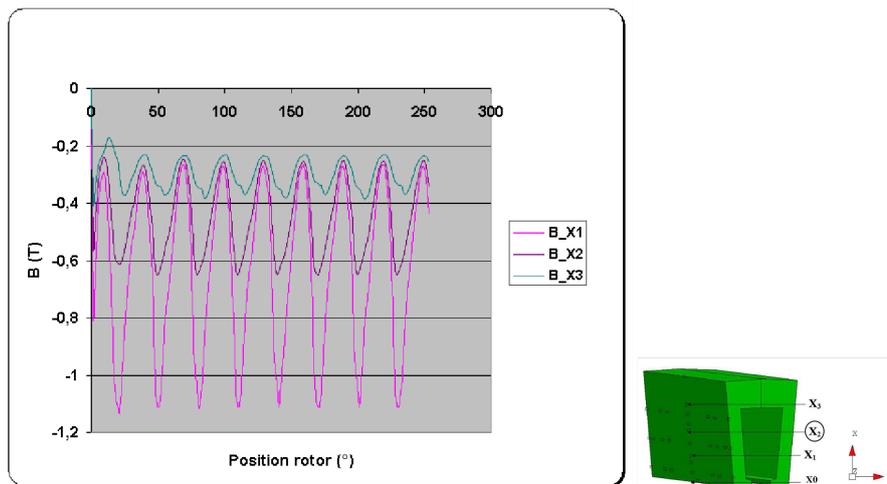


FIGURE 1.26 – Induction axiale selon la position du capteur dans la dent [BOUARROUDJ, 2005]

On voit ainsi (Figures 1.25 et 1.26) que les composantes (continues et alternatives) de cette induction sont plus importantes dans le bas de la dent (tracé  $B_{x1}$ ) que dans le haut (tracé  $B_{x3}$ ).

Suite à ces observations, une étude a été réalisée sur l'amélioration des tôles ainsi que sur la création d'une fente dans les dents statoriques (cf. Figure 1.27). Ce travail sur les dents a été réalisé de manière à rendre plus difficile la circulation des courants de Foucault dans le plan de lamination des tôles, et ainsi diminuer ces pertes dans cette zone.

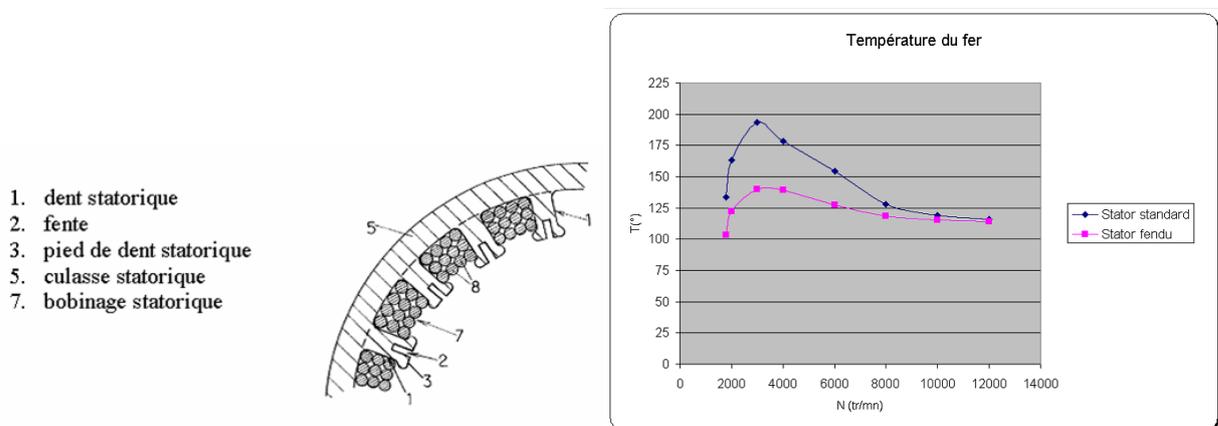


FIGURE 1.27 – Fente des dents au stator

FIGURE 1.28 – Influence des fentes sur la température moyenne du fer à pleine charge

Un travail sur l'optimisation de cette fente a été menée et les résultats apportés par cette innovation se sont révélés plutôt encourageants. Le débit de la machine ne s'en trouve pas modifié et la température moyenne du fer à pleine charge à basses vitesses est fortement diminuée (cf. Figure 1.28).

Le point de fonctionnement à 3000tr/min constitue le point chaud de la machine, c'est à dire que la machine fonctionne à pleine charge et ne tourne pas assez vite pour se refroidir suffi-

samment.

Il est à noter que lors de la réalisation de ce prototype, la géométrie de la machine a été modifiée (ajout des fentes dans les dents), il est donc difficile de tirer des conclusions sur l'impact des fentes sur la circulation des courants de Foucault.

Néanmoins, ces fentes semblent bénéfiques en terme de refroidissement de la machine.

Une étude sur une fente de la griffe au rotor (cf. Figure 1.29) a aussi été envisagée dans le but de réduire la forte réaction magnétique d'induit observée pour de forts courants débités par l'alternateur.

Cette fente présente 2 objectifs :

- Une augmentation de l'entrefer moyen, ce qui permet de diminuer la réaction magnétique de l'induit.
- L'introduction d'aimants permanents dans cette fente afin de créer un circuit de compensation. Le champ produit par les aimants ayant pour but d'atténuer celui de l'induit.



FIGURE 1.29 – Fentes dans les griffes [TAMTO, 2008]

Une étude sur les matériaux ferrites pour la réduction des pertes fer rotorique a aussi été envisagée avec le remplacement de l'acier par un matériau fritté. Les résultats se sont dans ce cas révélés moins bons, avec une forte diminution de débit lié au fait que le niveau d'induction magnétique dans les matériaux frittés est faible par rapport à celui dans les aciers.

En ce qui concerne les pertes Joule au stator, la forme des encoches a été modifiée afin d'augmenter le coefficient de remplissage.

Un bobinage concentré a été envisagé. Cependant, malgré l'intérêt de présenter de petites têtes de bobines et donc une résistance par phase plus faible, cette solution ne peut être retenue à moins d'augmenter entre autre le nombre de phases de la machine afin de diminuer le niveau de bruit acoustique et réduire les oscillations de couple.

Cette étude nous a permis de présenter les modifications "récentes" apportées à la machine à griffes. Ces améliorations sont orientées sur la réduction des pertes dans cette structure, et donc sur la diminution de l'échauffement de la machine.

### 1.2.7 Conclusion

Au cours de cette première partie, nous avons rappelé le fonctionnement d'un alternateur à griffes et présenté les principales structures de machines électriques pouvant être utilisées dans

le cadre d'une application alternateur automobile.

La structure à rotor bobiné a été présentée comme étant la plus appropriée pour ce type d'application.

Nous avons aussi rappelé les principaux modèles électromagnétiques permettant une modélisation d'une machine synchrone, ainsi que la modélisation des pertes fer dans celle-ci.

Enfin, dans une dernière partie, nous avons résumé les principales et récentes modifications apportées sur la structure à griffes.

La deuxième partie de ce chapitre est consacrée à la présentation de l'étude et des modèles utilisés.

## **1.3 Présentation de l'étude**

Notre travail s'oriente autour de deux axes guidés par une optique d'amélioration de rendement de la fonction alternateur automobile :

1. L'amélioration de rendement de la structure existante (structure à griffes), à l'aide d'une caractérisation précise des pertes sur la machine. L'évolution des pertes fer constitue l'un des axes de notre travail.
2. Le dimensionnement d'une structure synchrone permettant une amélioration de rendement.

Dans cette partie, nous présentons les principaux points abordés au cours de l'étude, ainsi que la structure retenue pour espérer un gain en rendement.

Nous présentons les différents types de modélisation utilisés en fonction de l'étude réalisée.

### **1.3.1 Couplage courant de circulation et pertes fer**

L'étude de l'évolution des pertes fer dans la machine constitue un axe important dans une démarche vers une meilleure compréhension de ce phénomène. Peu de travaux ont été trouvés en ce qui concerne ce couplage courant circulant/pertes fer.

En revanche, des études ont été faites en ce qui concerne l'évolution des harmoniques de courant dans la machine, pour différents points de fonctionnement ([BAI et al., 2007]).

L'étude de ces harmoniques de courant dans la machine constitue une partie de notre travail dans le cadre de l'étude des pertes fer.

### **1.3.2 Machine assistée à pôles saillants**

L'étude de la complémentarité d'une excitation électrique et magnétique au rotor d'une machine à pôles saillants est visée.

L'implantation des aimants est de type à concentration de flux. Cet ajout a pour but de limiter les flux de fuites entre les pôles ainsi que de relâcher les contraintes thermiques au rotor en diminuant le nombre d'Ampèretours à injecter.

Afin d'éviter de court-circuiter le flux magnétique directement par le rotor, une étude sur l'implantation d'une barrière de flux rotorique est réalisée.

### 1.3.2.1 Gain et pertes attendu lors du passage à une structure à rotor bobiné

Le passage à une structure à rotor bobiné doit nous conduire à un gain conséquent en termes de pertes fer. En effet, le passage à une telle structure permet de passer à un rotor laminé et à un trajet du flux magnétique en deux dimensions (radial et tangentiel). De ce fait, nous espérons donc une diminution significative des pertes par courants de Foucault.

De plus, le passage à cette structure va engendrer une réduction du nombre de paires de pôles, donc une diminution de la fréquence électrique et de ce fait un impacte sur l'évolution des pertes fer (cf. Equation 1.4).

En revanche, en ce qui concerne les pertes Joule au rotor, celles-ci vont augmenter puisque la machine à griffes est très performante dans ce domaine.

L'étude réalisée nous conduit à dimensionner, optimiser et aboutir à une cartographie de rendement de la nouvelle structure. Celle-ci est ensuite comparée à une cartographie expérimentale du rendement de la structure à griffes de puissance similaire.

### 1.3.3 Choix des modèles en fonction de l'étude réalisée

Nous présentons ci-après les modèles qui sont utilisés au cours des différentes études.

#### 1.3.3.1 Modèle de Behn-Eshenbourg

Ce modèle est utilisé pour la modélisation analytique de la machine à griffes. Ce choix est justifié par de précédentes études (cf. paragraphe Modèles électromagnétiques). Ce modèle associé à une modélisation énergétique de la machine, nous permet de tracer des cartographies de rendement de la machine à griffes.

#### 1.3.3.2 Modèle d/q

Nous utilisons ce modèle pour tracer les cartographies de rendement analytique de la machine assistée à pôles saillants.

#### 1.3.3.3 Modélisation Eléments Finis

Ce type de modélisation est plus fiable que les modèles analytiques et donne de meilleurs résultats quand aux calculs des phénomènes magnétiques et thermiques.

Cela dit, ce type de modélisation est encore en difficulté pour modéliser des phénomènes complexes, tel que la modélisation des pertes fer dans la structure, ou la modélisation des courants de circulation dans le cas d'un cablage triangle.

Cette modélisation est utilisée dans le cadre de l'optimisation de la structure à pôles saillants assistée.

- **Modèle Eléments Finis (EF)**

Au cours de notre étude, nous utilisons les éléments finis afin :

- . D'optimiser une structure en "2D", à l'aide d'une démarche par plans d'expériences.
- . De coupler des calculs (notamment pertes fer) à des résultats expérimentaux.

- **Notion de plans d'expériences associés à la modélisation éléments finis**

La notion de plans d'expériences est introduite au cours du dimensionnement d'une structure en "2D" dans le cadre d'une application alternateur. Dans cette étude nous

nous intéressons à une sortie (réponse) en fonction de la variation de différentes entrées (facteurs). Notre démarche est divisée en 2 parties :

1. Une première partie consiste en la réalisation d'un plan dit de Screening. Ce plan consiste à faire passer un facteur d'un état bas à un état haut et de visualiser son impact sur la sortie. La construction de plusieurs graphes nous permet ainsi de repérer les facteurs influents de ceux jugés comme non influents.
2. Une deuxième partie consiste, à partir de la variation des facteurs jugés comme influents au cours de l'étape précédente, de tracer des surfaces de réponses afin de trouver une configuration donnant un optimum sur la réponse.

#### **1.3.3.4 Modèle expérimental**

Ce modèle est détaillé dans le chapitre 2 et repose sur le modèle dit de pertes séparées. Le principe repose sur la mesure la plus précise possible de différents paramètres de la machine afin de pouvoir remonter aux pertes dans la structure. Ce travail nous permet ainsi d'avoir une vision précise de la répartition des différentes pertes dans l'espace couple/vitesse.

La précision des appareils de mesures utilisés ainsi que la démarche expérimentale suivie est capitale dans la pertinence de l'exploitation des résultats.

Ce modèle expérimental est utilisé pour déterminer l'impact des courants de circulation sur l'évolution des pertes fer dans la machine, mais aussi pour aboutir à une répartition des pertes fer stator/rotor dans une structure à griffes.

## **1.4 Conclusion**

Ce premier chapitre nous a permis de présenter le fonctionnement d'un alternateur à griffes ainsi que les différentes structures candidates à son remplacement. Cette bibliographie nous a conduit à retenir une structure d'alternateur (machine synchrone à pôles saillants).

Nous avons ensuite, au cours de la présentation de l'étude, introduit les modèles qui vont nous permettre de comparer les performances de la machine à griffes avec celles de la machine dimensionnée.

# Chapitre 2

## Evaluation des pertes séparées sur cycles

### Sommaire

---

<b>2.1</b>	<b>Introduction</b>	<b>41</b>
<b>2.2</b>	<b>Présentation de la norme VDA</b>	<b>41</b>
2.2.1	Description de la norme	41
2.2.2	Intérêt et application	42
<b>2.3</b>	<b>Bilan des pertes et proposition de modèles</b>	<b>43</b>
2.3.1	Bilan des pertes	43
2.3.2	Modèle de pertes	44
2.3.3	Modélisation électrique de la machine associée à son convertisseur	47
2.3.3.1	Essai à vide	47
2.3.3.2	Essai sur charge purement résistive	48
<b>2.4</b>	<b>Résultats</b>	<b>51</b>
2.4.1	Evolution analytique de pertes séparées	51
2.4.2	Cartographie de rendement	53
2.4.3	Résultats	53
<b>2.5</b>	<b>Conclusion</b>	<b>56</b>

---

## 2.1 Introduction

Au cours du précédent chapitre, nous avons présenté le fonctionnement d'une structure à griffes.

Le modèle électrique retenu (modèle de Behn-Eschenburg) a été présenté.

Dans un second temps, nous avons introduit la notion de modèle de pertes séparées.

L'ensemble de cette modélisation (électrique et énergétique) doit maintenant nous conduire à une cartographie de rendement analytique de la machine.

Cela dit, étant donné la large plage de fonctionnement d'un alternateur automobile, cette cartographie de rendement est difficilement exploitable.

Afin de disposer d'une grandeur plus significative, les constructeurs automobiles se sont accordés sur un profil représentatif du fonctionnement de l'alternateur sur véhicule. Ce cycle de fonctionnement a donné lieu à une norme admise par l'ensemble des constructeurs européens et appelée "norme" VDA (Verband Der Automobilindustrie ou association de l'industrie automobile).

Dans ce chapitre, nous proposons une modélisation énergétique permettant de déterminer les valeurs relatives des différentes pertes d'un alternateur à griffes de forte puissance. Puis, à l'aide de la norme VDA nous analysons et ciblons les principales pertes.

Nous abordons ce chapitre de la manière suivante :

- Dans une première partie nous présentons et introduisons la norme VDA dans le cadre d'une étude de rendement d'un alternateur automobile.
- Puis, le modèle analytique de pertes utilisé est présenté.
- Nous proposons ensuite un modèle électrique de l'alternateur à griffes considéré (et de son convertisseur) et expliquons la méthode d'identification des paramètres du modèle.
- Enfin, nous validons le modèle utilisé et présentons les résultats obtenus sur cycle VDA.

L'ensemble de cette étude nous permet de justifier le choix de réduction des pertes présenté dans le Chapitre 1 (diminution des pertes fer).

## 2.2 Présentation de la norme VDA

Cette norme a été mise en place afin de pouvoir comparer les performances de plusieurs alternateurs entre elles.

### 2.2.1 Description de la norme

Le principe de la norme VDA est de pouvoir évaluer les performances d'un alternateur automobile dans son espace de fonctionnement. Le cycle VDA fixe le fonctionnement de l'alternateur à un débit égal à la moitié du courant maximal que l'alternateur peut débiter, et ce pour différentes valeurs de vitesses : 1800, 3000, 6000, 10000 tours par minute.

Sur chaque point de fonctionnement, l'alternateur fonctionne durant une période de temps prédéfinie par la norme qui est successivement 25%, 40%, 25%, 10% du cycle VDA.

Le tableau 2.1 représente la durée du temps de fonctionnement de l'alternateur aux différentes vitesses considérées.

Vitesse(tr/min)	Periode de fonctionnement(%)
1800	25
3000	40
6000	25
10000	10

TABLE 2.1 – Durée de fonctionnement aux différentes vitesses au cours d'un cycle VDA

Chaque coefficient de pondération (cf. 2ième colonne du tableau 2.1) reflète la durée de fonctionnement moyenne, observée au cours d'un cycle de fonctionnement de l'alternateur sur véhicule.

On peut ainsi, à l'aide de cette norme, passer d'un ensemble de valeurs de rendement sur une plage de fonctionnement (cf. Figure 2.1) à une valeur unique de rendement pour la machine.

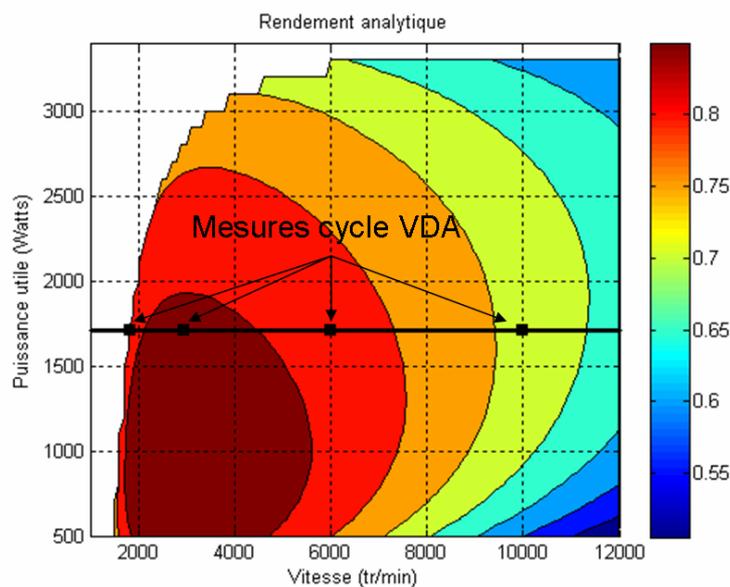


FIGURE 2.1 – Exemple de cartographie de rendement en fonction de la vitesse d'un alternateur à griffes

On obtient pour les machines à griffes un rendement VDA de l'ordre de 0.65 à 0.75, en fonction de la génération de l'alternateur.

En connaissant l'évolution des pertes séparées de la machine, on peut ensuite obtenir une valeur de chacune de ces pertes au cours de ce cycle normalisé.

## 2.2.2 Intérêt et application

L'intérêt de cette norme est de pouvoir obtenir une vision du comportement de la machine tel qu'il sera observé sur véhicule. Cette vision précise des pertes permet donc d'optimiser la machine dans les principales zones de fonctionnement de l'alternateur.

En effet, les normes de rejet de  $CO_2$  de plus en plus strictes imposent un critère d'optimisation des composants du véhicule. Afin de procéder à une optimisation pertinente de la machine, il est donc indispensable d'avoir une vision précise de l'évolution et de la répartition des pertes au cours d'un cycle de fonctionnement.

## 2.3 Bilan des pertes et proposition de modèles

### 2.3.1 Bilan des pertes

Cette partie permet de détailler l'origine de chaque source de pertes de l'alternateur et présenter par la suite leur modélisation analytique. La figure ci-dessous donne une représentation éclatée du système à modéliser.

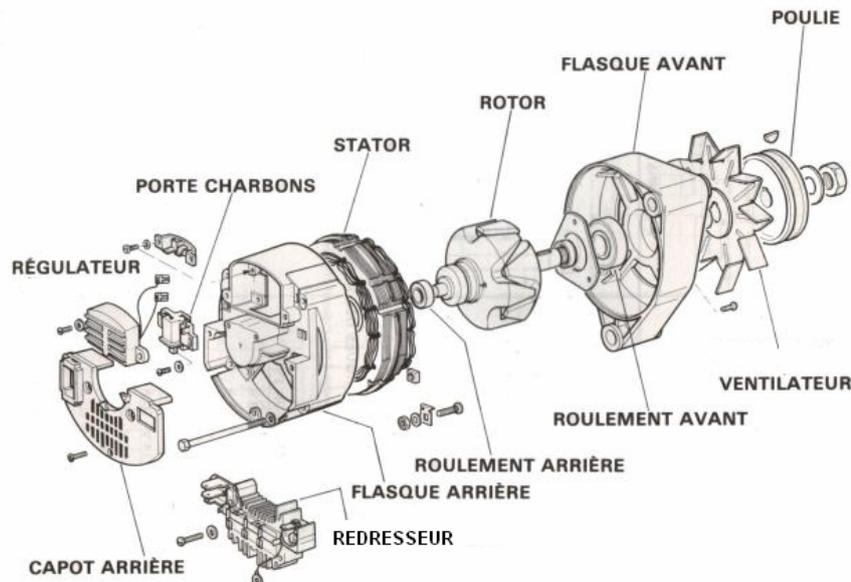


FIGURE 2.2 – Représentation éclatée d'un alternateur automobile

Il existe au sein de l'alternateur 3 catégories de pertes distinctes :

1. Les pertes mécaniques et aérauliques.
2. Les pertes par effet Joule.
3. Les pertes fer dans les parties magnétiques.

On peut représenter le bilan énergétique de la manière suivante (cf. Figure 2.3)

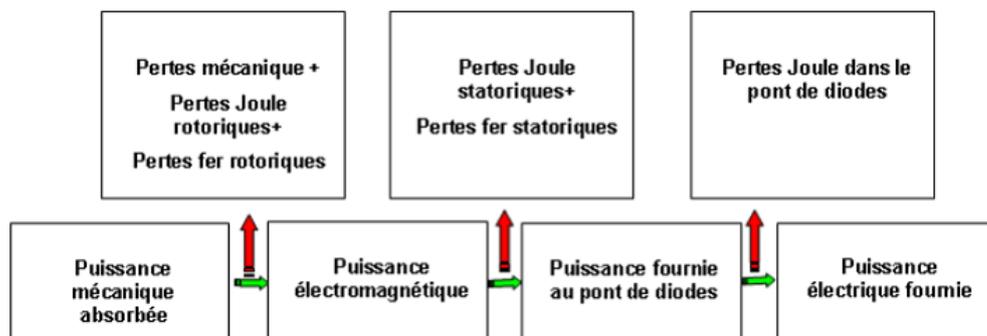


FIGURE 2.3 – Bilan énergétique de l'alternateur à griffes

### 2.3.2 Modèle de pertes

Nous présentons ici le modèle énergétique retenu pour la caractérisation analytique des pertes.

#### . Les pertes aérauliques

Ces pertes sont dues aux déplacements des parties mobiles dans l'air. Elles varient en fonction des dimensions du rotor et sont difficiles à dissocier par la mesure des pertes mécaniques.

#### . Les pertes mécaniques

Ces pertes sont dues aux roulements à billes et aux frottements entre les bagues et les balais. Les pertes dans les roulements dépendent essentiellement :

- De la charge appliquée.
- Du type de roulement.
- De la taille du roulement.
- De la vitesse de rotation.
- Des propriétés et quantité de lubrifiant.

Dans notre modèle analytique, ces pertes ( $P_m$ ) (mécaniques et aérauliques) sont issues des pertes expérimentales récupérées sur la machine à griffes.

Ces pertes ont été mesurées sur un banc comportant un couple-mètre de couple maximum admissible de faible valeur, afin d'augmenter la précision des mesures (cf. Annexe C).

Les aimants interpolaires du rotor ont été remplacés par des cales en aluminium, les phases du stator ont été dessoudées afin d'éviter la circulation de courants au stator.

Cet essai est réalisé à vide, sans excitation du rotor. Le couple relevé sur l'arbre ( $C_v$ ) correspond alors uniquement aux pertes (aérauliques) et aux frottements (roulements à billes).

Ces pertes sont données par la relation suivante :

$$P_m = C_v * \Omega \quad (2.1)$$

#### . Les pertes Joule rotoriques

Ces pertes se décomposent en 3 parties :

##### 1. **Pertes Joule dans la bobine excitatrice.**

Ces pertes dépendent de la résistance de la bobine rotorique, du courant d'excitation et de la température.

##### 2. **Pertes Joule dans les bagues et les balais.**

Ces pertes sont déterminées en connaissant la chute de tension ( $U_{bb}$ ) aux bornes des contacts bague-balais et du courant d'excitation.

##### 3. **Pertes Joule dans le régulateur.**

Elles sont déterminées en connaissant la résistance des transistors du régulateur en fonction de la température ainsi que la valeur du courant d'excitation. Par la suite, ces pertes seront négligées.

Ces pertes Joule rotorique ( $P_{jr}$ ) sont déterminées analytiquement en connaissant la résistance rotorique ( $R_r$ ) et le courant d'excitation injecté ( $I_r$ ).

Dans notre modèle, nous ne prenons pas en compte la variation de la résistance rotorique (en fonction de la température), ni les pertes dans le régulateur.

$$P_{jr} = R_r * I_r^2 + 2 * U_{bb} * I_r \quad (2.2)$$

### . Les pertes Joule statoriques

Ces pertes dépendent de la résistance de l'enroulement statorique, de la température du cuivre (cf. Equation 2.3) ainsi que de la valeur du courant efficace qui circule dans une phase.

$$R_s(\theta) = R_s(25^\circ C) * [1 + 0.00396 * (\theta - 25^\circ C)] \quad (2.3)$$

Avec  $R_s(25^\circ C) = 45\text{m}\Omega$  pour la machine étudiée

Les pertes Joule générées dans les conducteurs statorique ( $P_{js}$ ) sont ensuite déterminées pour chaque point de fonctionnement par le calcul suivant :

$$P_{js}(\theta) = 2 * 3 * R_s(\theta) * I_j^2 \quad (2.4)$$

Le facteur 2 présent dans cette relation est introduit par le fait que le couplage des phases sur cet alternateur est réalisé en double triphasé triangle.

Il est à noter que dans notre modèle analytique, nous considérons une valeur constante de  $R_s$ .

### . Les pertes Joule dans le pont de diodes

Ces pertes sont dues à la chute de tension aux bornes des diodes ( $V_{diode}$ ). Ces pertes ( $P_{jd}$ ) dépendent de la valeur de la résistance passante ( $R_d$ ) des diodes, ainsi que celle de la tension seuil ( $V_d$ ). Mais aussi bien sûr du courant qui traverse les diodes.

Le modèle de diode considéré est illustré sur la figure suivante :

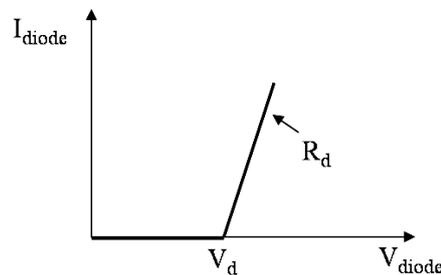


FIGURE 2.4 – Caractéristique de la diode

Les pertes dans une diode sont alors de :

$$P_{jd}(t) = V_{diode}(t) * i_d(t) = (R_d * i_d(t) + V_d) * i_d(t) \quad (2.5)$$

## . Les pertes fer

Ces pertes se décomposent en 3 parties :

1. Les pertes par hystérésis.
2. Les pertes par courants de Foucault.
3. Les pertes par excès.

Le modèle de pertes fer retenu est celui de Bertotti (cf. Equation 1.3, Chapitre 1).

Ce modèle est défini à partir des caractéristiques de la tôle constituant la machine. Nous avons pour cela réalisé un "fitting" (ajustement) de la courbe de pertes fer spécifiques de la tôle, pour une fréquence donnée (600Hz), et trouvé les coefficients  $K_h$ ,  $K_{cf}$  et  $K_{ex}$  correspondants.

On obtient le tracé suivant :

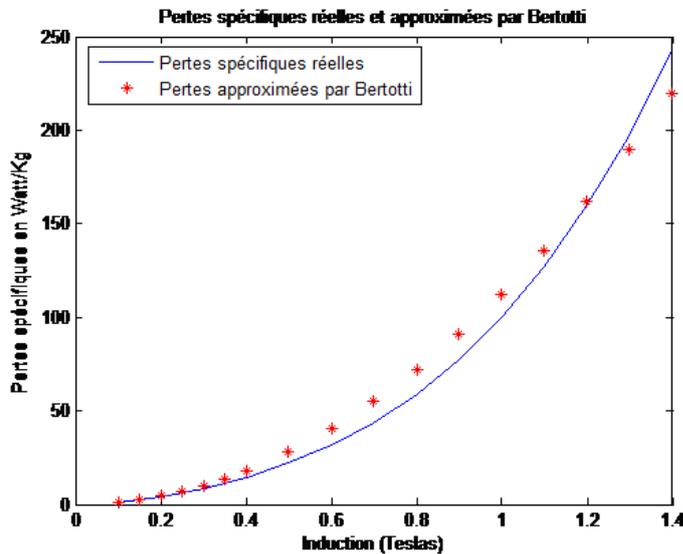


FIGURE 2.5 – Approximation par le modèle de Bertotti des pertes spécifiques réelles de la tôle

Pour obtenir un modèle de pertes fer selon Bertotti plus rigoureux, il aurait fallu redéterminer ces coefficients pour chaque vitesse de rotation de la machine (cf. Annexe A). Il ne nous a pas semblé judicieux de redéterminer ces coefficients, étant données les hypothèses et approximations déjà lourdes réalisées pour appliquer ce modèle (cf. Chapitre 1) :

- Induction sinusoïdale
- Trajet du flux en 2D

La nature massive du rotor rend difficile la détermination analytique des pertes fer dans cette partie de la machine. De plus, le trajet en 3 dimensions du flux dans la structure augmente les pertes fer dans le stator (circulation de courants de Foucault dans le plan de lamination des tôles).

Afin de ne pas sous-estimer de manière excessive les pertes fer dans la machine, nous appliquons le modèle de Bertotti au stator mais aussi au rotor de l'alternateur.

### 2.3.3 Modélisation électrique de la machine associée à son convertisseur

Le modèle de Behn-Eschenburg permet une représentation simple et rapide du fonctionnement de la machine en régime linéaire. Les Figures 2.6 et 2.7 donnent une représentation des différents paramètres électriques de l'alternateur ainsi qu'une visualisation de ces mêmes grandeurs ramenées à un schéma électrique monophasé.

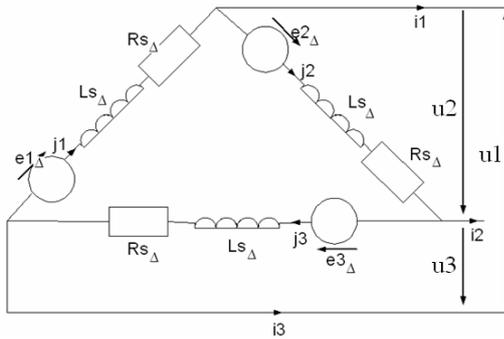


FIGURE 2.6 – Modèle électrique triphasé de la machine

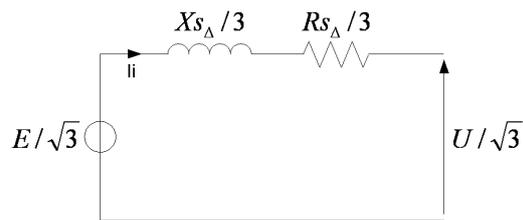


FIGURE 2.7 – Modèle ramené à un schéma monophasé

Les hypothèses de ce modèle sont :

- . Grandeurs sinusoïdales.
- . Fonctionnement en régime linéaire.
- . Machine synchrone à pôles lisses.

Classiquement, les essais permettant de déterminer les paramètres de ce modèle sont :

- . Un essai à vide pour déterminer la F.E.M.
- . Un essai en court-circuit pour déterminer l'inductance synchrone  $L_s$ .

Le fonctionnement de la machine sur un redresseur à diodes impose un déphasage nul entre les fondamentaux de la tension ( $U$ ) et le courant de ligne ( $I_i$ ).

Le circuit ainsi que le diagramme de Behn-Eschenburg ramené à un schéma monophasé sont illustrés Chapitre 1 (cf. Figures 1.16 et 1.17).

Dans cette partie, nous proposons une "amélioration" du modèle de Behn-Eschenburg en déterminant  $L_s$  en fonction du niveau de saturation de la machine.

Pour cela, nous réalisons 2 essais :

1. Un essai à vide pour déterminer la F.E.M
2. Un essai sur charge purement résistive pour déterminer l'évolution de  $L_s$  en fonction du niveau de saturation de la machine

#### 2.3.3.1 Essai à vide

Afin d'avoir la F.E.M à vide, nous avons réalisé un essai en déssoudant les phases statoriques de la machine. La mesure de la F.E.M est ainsi réalisée sans aucun courant dans les conducteurs statoriques.

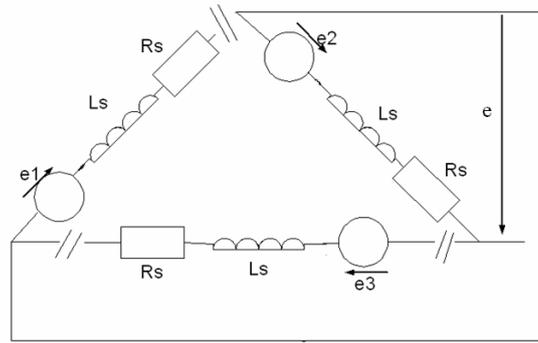


FIGURE 2.8 – Illustration du couplage lors de l’essai à vide

Cet essai est mené pour une vitesse constante de 1800tr/min et un courant d’excitation variant de 0 à 5A. Les résultats obtenus sont illustrés sur la figure suivante. Les valeurs reportées dans le tracé ci-après sont des grandeurs efficaces.

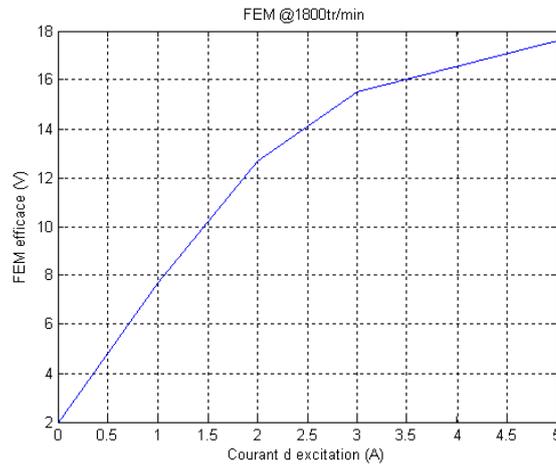


FIGURE 2.9 – Force électromotrice à 1800tr/min

Une fois le lien entre la F.E.M et le courant d’excitation connu pour une vitesse de 1800tr/min, il est ensuite facile d’obtenir une "cartographie" de la F.E.M en fonction de la vitesse et du courant d’excitation.

Le modèle électrique nous permet d’obtenir le lien entre la F.E.M générée par phase (donc le courant débité, cf. Equation 2.6) et l’excitation à injecter au rotor.

$$\bar{I}_j = \frac{\overline{Ev} - \bar{U}}{R_s + jL_s\omega_{el}} \quad (2.6)$$

Les paramètres présentés dans cette équation sont illustrés sur la Figure 1.16 (Chapitre 1).

### 2.3.3.2 Essai sur charge purement résistive

L’idée de l’essai est de déterminer l’inductance synchrone en fonction du niveau de saturation de la machine. Nous rappelons le modèle utilisé et les relations nous permettant d’obtenir la valeur de  $L_s$  en fonction du point de fonctionnement considéré. Avec cette modélisation (Behn-Eschenburg, cf. Figure 1.17), on aboutit à la relation suivante :

$$Ev = \sqrt{(U + Rs_{\Delta} * I_j)^2 + (Ls_{\Delta}\omega_{el} * I_j)^2} \quad (2.7)$$

$$Ls_{\Delta} = \frac{\sqrt{Ev^2 - (U + Rs_{\Delta} * I_j)^2}}{I_j * \omega_{el}} \quad (2.8)$$

Le schéma du dispositif expérimental réalisé est illustré sur la figure ci-après :

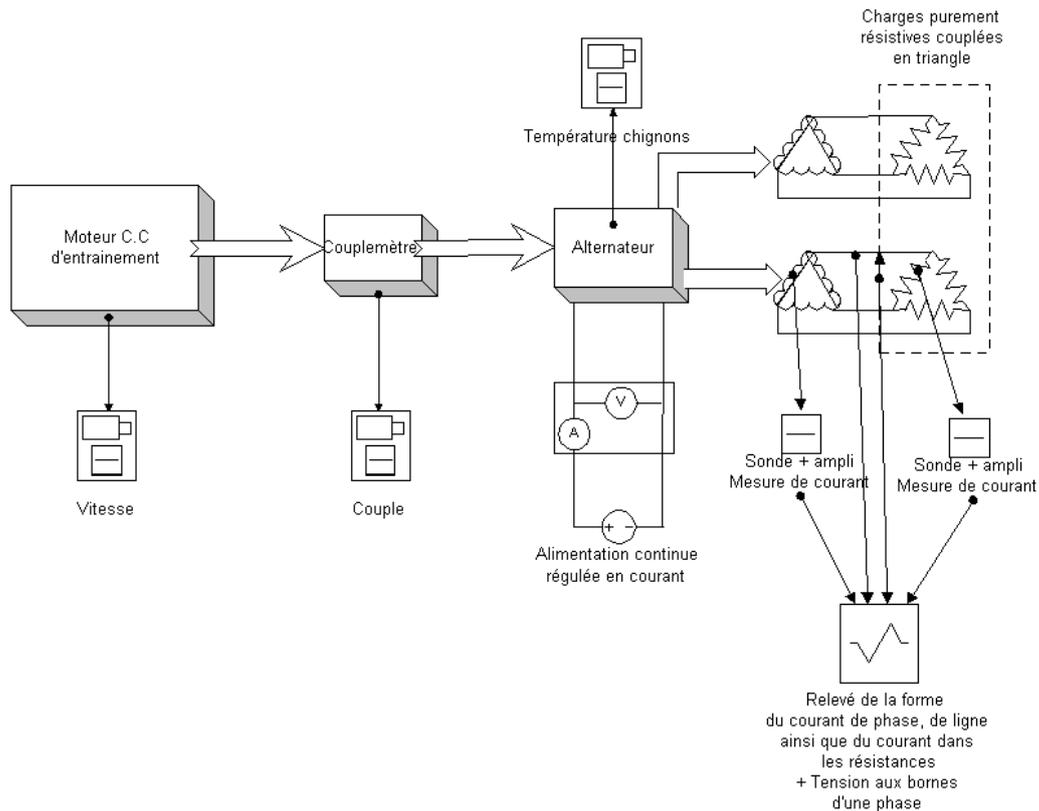


FIGURE 2.10 – Montage réalisé

Pour une vitesse de 1800tr/min, nous avons fait varier le courant d'excitation afin d'obtenir un tracé de l'inductance synchrone en fonction du niveau de saturation de la machine.

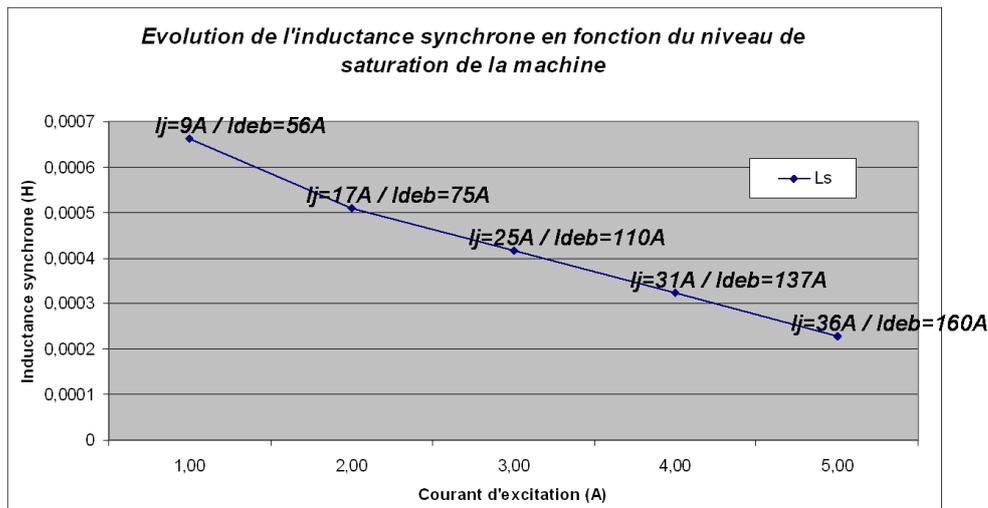


FIGURE 2.11 – Evolution de l'inductance synchrone en fonction du courant d'excitation

Sur ce graphique, les valeurs de courants indiquées à côté de chaque point, correspondent :

- . Aux valeurs efficaces du courant par phase dans la machine ( $I_j$ ).
- . Aux valeurs débitées dans la batterie (avec ce même courant par phase, lorsque la machine débite sur redresseur et la batterie).

Cette valeur nous servira par la suite pour prendre en compte la réaction magnétique d'induit sur le niveau de saturation globale de la machine.

Il est à noter que pour le tracé de la cartographie de rendement, nous n'avons considéré qu'une seule valeur de  $L_s$  et de  $R_s$ . Ce choix est justifié par le fait qu'au cours de cette étude nous ne considérons que les valeurs de rendement observées au cours d'un cycle VDA.

Cela dit, une amélioration aurait pu être apportée au modèle, en considérant pour chaque point de fonctionnement :

- . Le niveau d'induction dans la machine
- . La température des conducteurs statoriques (valeurs récupérées expérimentalement)

Cette amélioration nous aurait conduit à modifier dans notre modèle la valeur de  $L_s$  et de  $R_s$  pour chaque point de fonctionnement considéré.

Afin d'avoir une vision plus précise des pertes au cours du cycle VDA, nous avons donc choisi de caler notre modèle en considérant des valeurs de  $R_s$  et de  $L_s$  proches des valeurs observées pour un fonctionnement à la moitié de la puissance maximale délivrée par l'alternateur (soit 1750W).

Nous avons ainsi pu, grâce au dispositif expérimental, avoir un relevé des températures des conducteurs au stator pour ces différents points de fonctionnement, ainsi que la valeur du courant d'excitation.

La température nous permet de calculer la valeur de  $R_s$ .

La valeur du courant d'excitation nous permet d'avoir une valeur de  $L_s$  (représentative du niveau de saturation des points de fonctionnements considérés). Cette valeur est extrapolée à partir de l'évolution de  $L_s$  tracée précédemment (Figure 2.11).

## 2.4 Résultats

Cette étude est réalisée sur un alternateur de forte puissance de la gamme Valeo. Dans la suite, nous l'appellerons alternateur "A" (une partie du cahier des charges de cet alternateur est donné Chapitre 4).

Ce travail est réalisé de manière à obtenir, à l'aide des modèles électriques et de pertes présentés précédemment, une évolution du rendement analytique de la machine.

Cette première étude nous donne ainsi une évolution analytique des différentes pertes dans la structure.

Dans une deuxième partie, nous présentons les résultats de pertes obtenus sur cette même structure, au cours d'un cycle VDA.

### 2.4.1 Evolution analytique de pertes séparées

On obtient pour un courant débité par l'alternateur de 150A et 250A (ce qui correspond respectivement à une puissance de 2kW et 3,5kW), les tracés suivants :

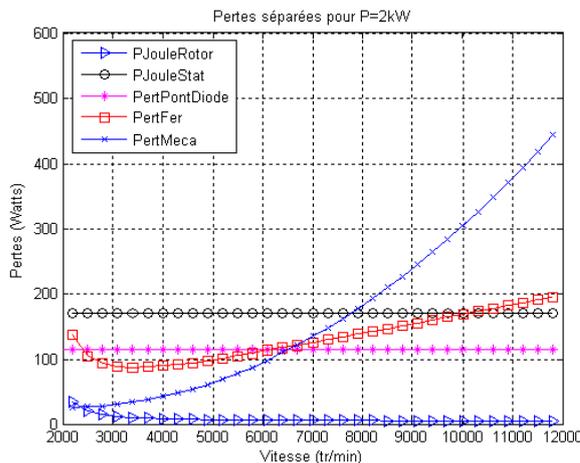


FIGURE 2.12 – Pertes séparées  
P=2kW

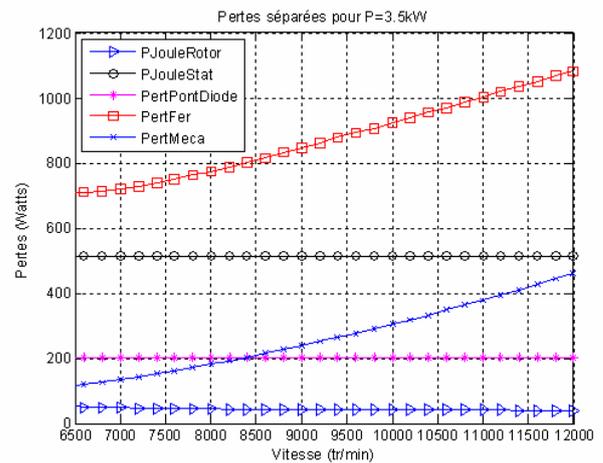


FIGURE 2.13 – Pertes séparées  
P=3.5kW

En ce qui concerne les pertes Joule stator, celles-ci vont évoluer en fonction de la température des conducteurs statoriques. Nous avons considéré dans notre modèle une température constante, ce qui explique l'allure de ces pertes (constante en fonction de la vitesse).

Il est évident qu'avec la vitesse de rotation, le refroidissement sera meilleur ce qui provoquera une diminution des pertes Joule, pour une puissance donnée.

Ces différents tracés (pour ces deux puissances) nous donnent une visualisation analytique de l'évolution des différentes pertes dans la structure.

Pour une puissance de 2kW, les pertes prépondérantes sont :

- Les pertes dans les diodes.
- Les pertes Joule stator.
- Les pertes fer.

A plus forte puissance, on retrouve ces 3 types de pertes.

Cette représentation des pertes dans la machine peut être généralisée à l'ensemble des points de fonctionnement et on aboutit alors aux cartographies Figure 2.14.

Sur ces différents tracés sont représentées les pertes (Watts) dans l'espace puissance électrique de la machine (Watts)/vitesse (tr/min). Le champ dans l'entrefer est exprimé en Teslas, et le courant d'excitation en Ampères.

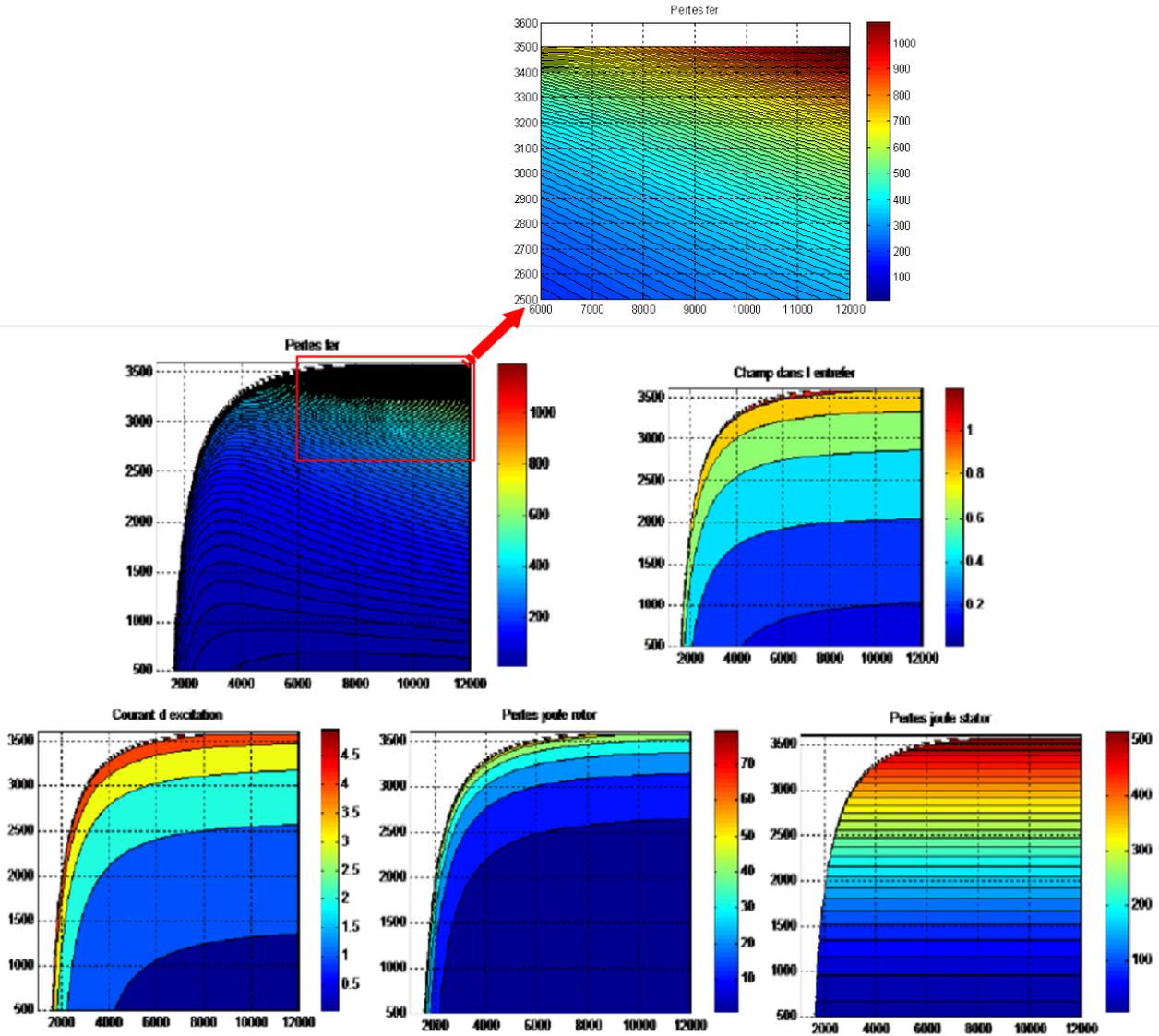


FIGURE 2.14 – Cartographies des paramètres de l'alternateur "A" obtenues avec le modèle analytique

On rappelle que :

- Ce modèle ne prend pas en compte l'échauffement des conducteurs statoriques et rotoriques.
- Le modèle des pertes fer est celui de Bertotti. Ce modèle n'est pas applicable au rotor, puisque celui-ci est massif.
- Pour cette étude, une seule valeur de  $R_s$  et  $L_s$  a été prise en compte.

## 2.4.2 Cartographie de rendement

Une fois l'ensemble des pertes modélisées et prises en compte, nous pouvons déterminer le rendement de la structure pour l'ensemble de points de fonctionnement de la machine (ensemble des couples puissance/vitesse).

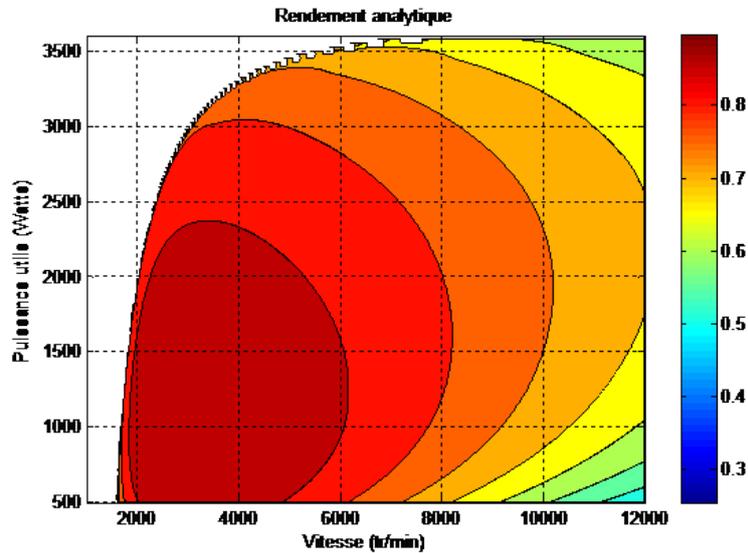


FIGURE 2.15 – Cartographie de rendement analytique de l'alternateur "A"

Ce type de représentation du rendement de la machine dans l'espace puissance électrique/vitesse, donne une vision globale du fonctionnement de la structure. Elle ne permet pas, cependant, d'obtenir une valeur de rendement significative du fonctionnement de l'alternateur sur le véhicule.

Nous étudions par la suite les pertes et le rendement de l'alternateur "A" au cours d'un cycle VDA.

## 2.4.3 Résultats

Comme mentionné précédemment, pour l'étude "VDA" nous avons recalé notre modèle à l'aide des valeurs de  $R_s$  et  $L_s$  proches des valeurs observées pour les points de fonctionnement définis par la norme.

Ces valeurs ont été récupérées :

- Pour  $R_s$ , via des mesures expérimentales.
- Pour  $L_s$ , via l'essai présenté précédemment (essai sur charges purement résistives). Les valeurs de  $L_s$  pour 3000, 6000 et 10000tr/min sont extrapolées à partir des valeurs de  $L_s$  observées à 1800tr/min.

On obtient pour cette structure la répartition des pertes suivante (cf. Figure 2.16) :



FIGURE 2.16 – Pertes séparées analytiques de l’alternateur "A" au cours d’un cycle VDA

On confirme ainsi sur ce graphique (Figure 2.16) que les pertes principales sur une structure à griffes se situent au niveau :

- Des pertes Joule stator.
- Des pertes dans le redresseur.
- Des pertes fer.

Avec le modèle réalisé, nous obtenons un rendement VDA de 0,80.

Il est à noter que cette première étude de la machine a été réalisée de manière analytique. Cette modélisation sous entend que l’évolution de certaines pertes dans la structure, compte tenu de la géométrie de la machine et du modèle retenu, sont sous-estimées.

Afin de connaître la validité de notre modèle en ce qui concerne chaque type de perte, nous avons représenté ci-après un tracé de pertes séparées expérimentales de la machine durant le cycle VDA.

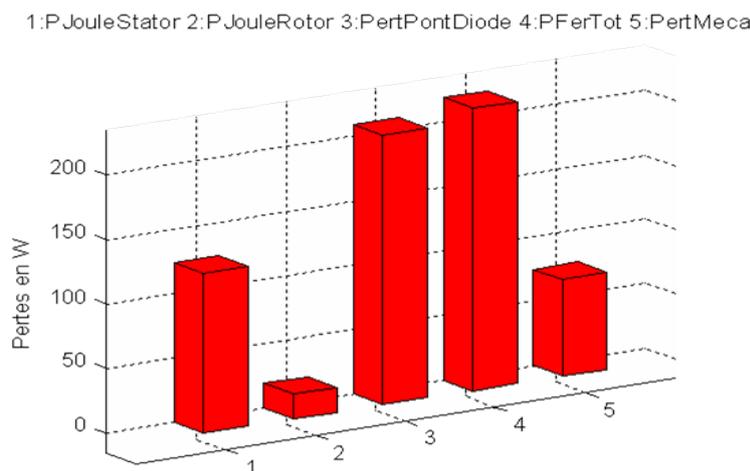


FIGURE 2.17 – Pertes séparées expérimentales de l’alternateur "A" au cours d’un cycle VDA

Ce tracé souligne :

1. Une mauvaise approximation des pertes fer.  
Comme on pouvait l'imaginer, les pertes fer au stator sont sous-estimées par le modèle de Bertotti (trajet en 3D du flux et donc propagation de courants de Foucault dans le sens de lamination des tôles). Pertes qui ne sont pas envisagées lors de la caractérisation des tôles sur cadre d'Epstein.  
De plus, les pertes fer au rotor sont sans doute elles aussi très largement sous-estimées par notre approximation.
2. Une mauvaise approche des pertes Joule dans les diodes. Modèle simpliste des diodes (et non prise en compte de la température de ces composants, phénomènes d'empiètement...).
3. Un rendement VDA expérimental de 0,73.

Cette comparaison souligne l'intérêt de l'approche expérimentale en ce qui concerne la détermination des pertes fer.

Néanmoins, ces résultats confirment les 3 types de pertes prépondérantes.

- . Les pertes Joule statoriques, qui peuvent être diminuées en améliorant le coefficient de bobinage (amélioration du process) ou en passant à un bobinage en épingles (mais technologie en partie brevetée). De nombreuses études ont déjà été réalisées sur ce sujet et la marge de manoeuvre semble donc limitée.
- . Les pertes dans le redresseur, qui peuvent être réduites en passant à un redresseur synchrone (MOSFET et diode en parallèle). La Figure 2.18 illustre ce type de redresseur.

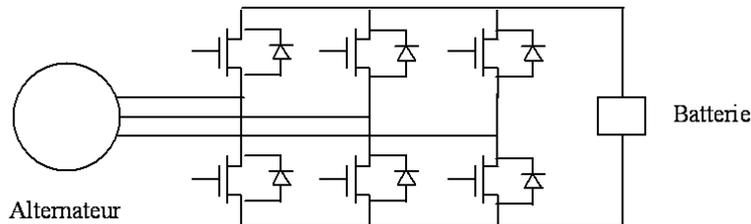


FIGURE 2.18 – Illustration d'un montage simple triphasé à redresseur synchrone

- . Enfin, les pertes fer. Pour ces pertes, la marge de manoeuvre est plus grande dans la mesure où ces pertes sont mal maîtrisées et donc des efforts pour les diminuer peuvent être réalisés.

Notre travail s'axera donc sur la réduction de ces pertes via :

1. L'étude d'une structure existante, en passant dans un premier temps par une meilleure compréhension de leur évolution.
2. Le dimensionnement d'une structure dite à 2 dimensions (propagation du flux magnétique uniquement dans le plan de lamination des tôles).

## 2.5 Conclusion

Au cours de ce chapitre, nous avons présenté la norme VDA et son intérêt dans la caractérisation en rendement d'un alternateur automobile.

Une modélisation énergétique et électrique de la machine à griffes a été réalisée. Une "amélioration" du modèle de Behn-Eshenbourg a également été présentée.

Nous avons ensuite pu, grâce à des résultats expérimentaux, évaluer la qualité de la modélisation. Ce modèle simple et facile à mettre en place (nécessitant cependant des résultats expérimentaux), nous permet d'avoir rapidement une vision des pertes observées (notamment au cours d'un cycle VDA).

Des voies d'améliorations possibles ont été mentionnées.

Ce travail nous permet d'orienter la suite de notre étude sur la compréhension de la propagation des pertes fer dans la machine à griffes.

Dans ce contexte, la suite de l'étude a privilégié une démarche expérimentale.

# Chapitre 3

## Contribution à l'étude des pertes fer sur une machine à griffes

### Sommaire

---

<b>3.1</b>	<b>Introduction</b>	<b>59</b>
<b>3.2</b>	<b>Dispositif expérimental</b>	<b>59</b>
3.2.1	Bancs d'essais mis en oeuvre	59
3.2.1.1	Banc 2Nm - 6000tr/min (Banc N°1)	60
3.2.1.2	Banc 100Nm - 10000tr/min (Banc N°2)	60
3.2.1.3	Banc 25Nm - 40000tr/min (Banc N°3)	61
3.2.2	Alternateur étudié	62
<b>3.3</b>	<b>Méthode des pertes séparées sur un fonctionnement à charges partielles</b>	<b>63</b>
3.3.1	Description du dispositif	63
3.3.2	Résultats des essais	65
3.3.3	Analyse des résultats et choix de l'orientation de la suite de l'étude	66
<b>3.4</b>	<b>Vers une meilleure compréhension de l'évolution des pertes fer</b>	<b>67</b>
3.4.1	Introduction	67
3.4.2	Dispositif expérimental	68
3.4.3	Notion de courants circulant dans un couplage triangle au stator	69
3.4.3.1	Résultats expérimentaux	71
3.4.4	Etude de l'évolution des harmoniques de courant en charge	72
3.4.5	Evolution des pertes fer à vide et influence du couplage stator	74
3.4.5.1	Résultats des essais	74
3.4.6	Répartition des pertes fer stator/rotor à vide	75
3.4.6.1	Détermination via le modèle LS des pertes fer	76
3.4.6.2	Résultats	76
3.4.7	Conclusion	78
<b>3.5</b>	<b>Impact du redresseur sur l'évolution des pertes fer</b>	<b>79</b>
3.5.1	Dispositif expérimental	79
3.5.1.1	Essai sur charge purement résistive	81
3.5.1.2	Essai sur charge électronique	81
3.5.2	Résultats	82
3.5.3	Influence du redresseur sur le niveau d'harmoniques de courant dans la machine	84

3.5.4	Conclusion partielle sur l'influence du redresseur . . . . .	88
<b>3.6</b>	<b>Conclusion . . . . .</b>	<b>89</b>

---

## 3.1 Introduction

L'amélioration de rendement d'une machine électrique passe par une meilleure compréhension de l'évolution des pertes dans la structure.

Cette étude, réalisée sur l'alternateur "A", a pour but de nous renseigner sur la répartition réelle (expérimentale) des différentes pertes observées dans la machine, en fonction de la charge et de la vitesse de rotation de l'alternateur.

Ce travail est complémentaire au modèle analytique présenté dans le chapitre précédent et donne une vision précise (aux incertitudes de mesures près) de l'évolution des différentes pertes. Cette étape constitue un premier pas vers la compréhension des différents phénomènes qui les engendrent.

Comme nous l'avons mentionné précédemment, les pertes fer dans une structure à griffes sont très difficiles à modéliser. C'est pourquoi nous avons choisi de passer à une étude expérimentale.

Au cours de ce Chapitre, nous décrivons dans un premier temps les différents bancs d'essais utilisés.

Nous présentons ensuite le dispositif expérimental mis en place pour caractériser les différentes pertes dans la machine ainsi que les résultats obtenus.

Dans un second temps, nous orientons notre travail vers l'étude du couplage entre l'évolution des pertes fer et celle du courant dans les enroulements de la machine.

Pour ce faire, nous introduisons donc la notion de courant circulant à vide et quantifions expérimentalement ce phénomène. Nous réalisons ensuite cette étude harmonique sur le courant en charge.

Nous relierons enfin ce phénomène à l'évolution des pertes fer à vide dans la structure.

Cette étude est couplée à une étude éléments finis, afin d'obtenir une première répartition des pertes fer stator/rotor à vide.

Enfin, nous nous intéressons à l'impact du redresseur sur l'évolution des pertes fer dans la machine. En effet, la plupart des études déjà réalisées considère le problème en amont (c'est-à-dire l'impact de la géométrie de la machine sur l'évolution des pertes fer). Dans cette étude, nous avons choisi de considérer le problème en aval et ainsi étudier l'impact éventuel du redresseur sur ces pertes.

## 3.2 Dispositif expérimental

### 3.2.1 Bancs d'essais mis en oeuvre

En fonction des essais réalisés, nous avons du mettre en oeuvre différents bancs en fonction des vitesses et des couples mécaniques mis en jeu.

Nous présentons dans cette partie les 3 bancs d'essais utilisés.

Afin d'obtenir une mesure du couple la plus précise possible, ces 3 bancs présentent un accouplement direct de l'alternateur sur l'arbre d'entraînement du banc.

### 3.2.1.1 Banc 2Nm - 6000tr/min (Banc N°1)

Ce premier banc (Banc N°1, illustré Figure 3.1) permet d'atteindre des vitesses allant jusqu'à 6000tr/min pour un couple maximal de 2Nm, avec une précision de mesure du couple de 0,0025Nm (cf. Annexe C).

La mise en oeuvre de ce banc a bien sûr nécessité une adaptation de celui-ci en ce qui concerne l'accouplement et l'alignement de la machine.

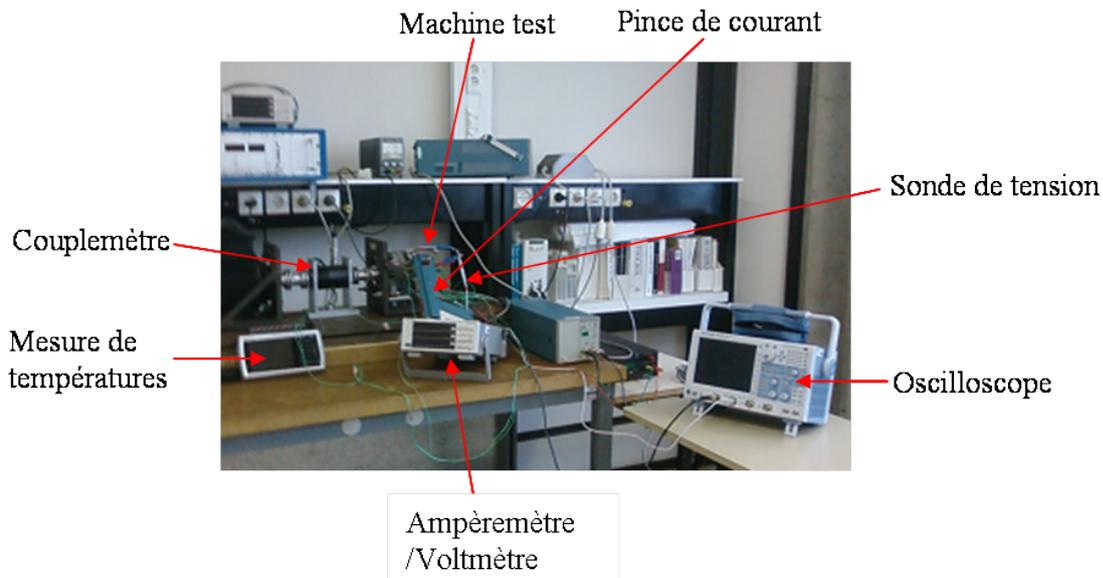


FIGURE 3.1 – Banc N°1

Ce banc ne permet pas de réaliser une étude de pertes séparées pour de moyennes ou fortes charges, ni d'étudier le comportement de la machine à hautes vitesses.

### 3.2.1.2 Banc 100Nm - 10000tr/min (Banc N°2)

Ce deuxième banc (Banc N°2, illustré Figure 3.2) permet d'atteindre des vitesses allant jusqu'à 10000tr/min pour un couple maximal de 100Nm et une précision de 0,1Nm. La mise en oeuvre de ce banc a nécessité la réalisation d'une pièce d'accouplement afin d'adapter l'alternateur sur la sortie d'arbre du banc.



FIGURE 3.2 – Banc N°2

Ce banc ne permet pas de caractériser l'alternateur pour des vitesses de fonctionnement supérieures à 10000tr/min.

### 3.2.1.3 Banc 25Nm - 40000tr/min (Banc N°3)

Enfin, le troisième banc (Banc N°3, illustré Figure 3.3) permet d'atteindre des vitesses allant jusqu'à 40000tr/min pour un couple maximal de 25Nm et une précision de 0,1Nm (cf. Annexe B). Ce dernier banc est une "extension" du Banc N°2 et a été entièrement développé au cours de cette thèse.

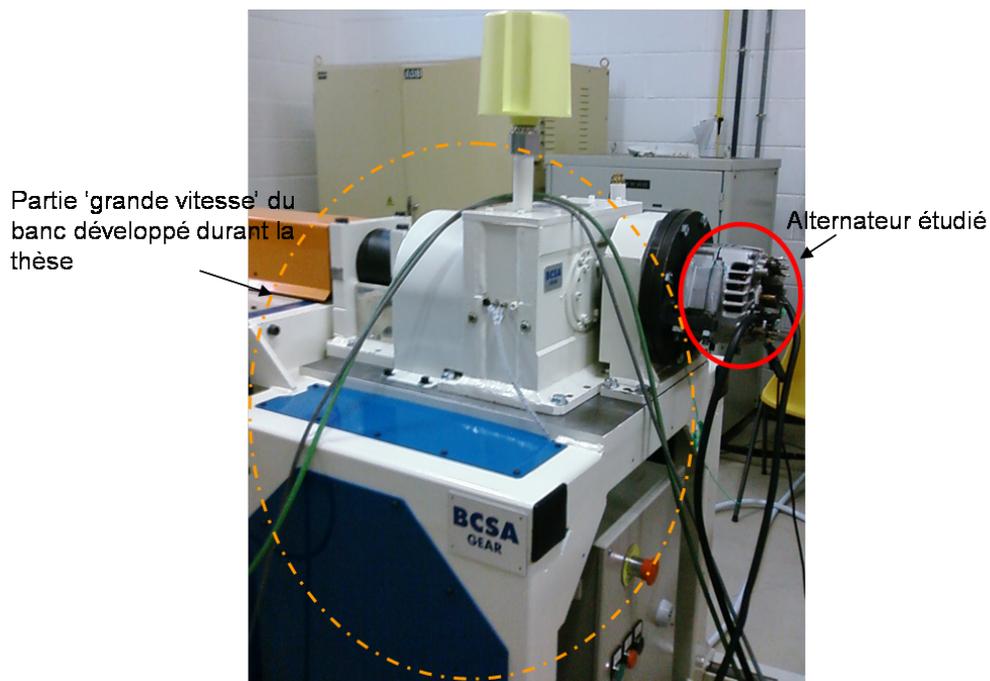


FIGURE 3.3 – Banc N°3

### 3.2.2 Alternateur étudié

La machine étudiée est un alternateur à griffes de forte puissance (alternateur "A"). Cette machine comporte des aimants interpolaire et présente la particularité de débiter sur la batterie par l'intermédiaire d'un redresseur double triphasé.

Deux systèmes triphasés sont bobinés au stator. Chacun d'entre eux est couplé en triangle et sont déphasé de  $30^\circ$  électrique l'un par rapport à l'autre. Ces deux systèmes débitent ensuite en parallèle sur la batterie, comme présenté dans le chapitre 1 (cf. Figure 1.7). Le choix d'un couplage triangle est donné par le process (pas de point neutre à sortir lors du bobinage).

Cette machine est instrumentée comme illustré Figure 3.5.

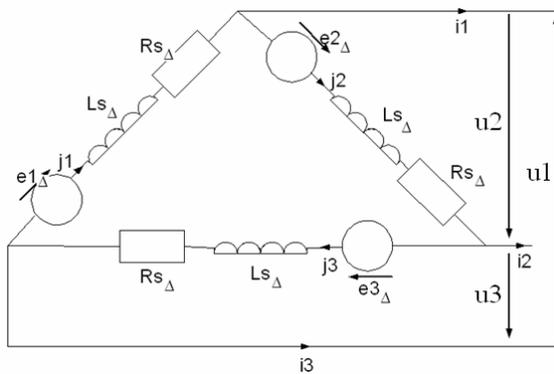


FIGURE 3.4 – Illustration du couplage triangle

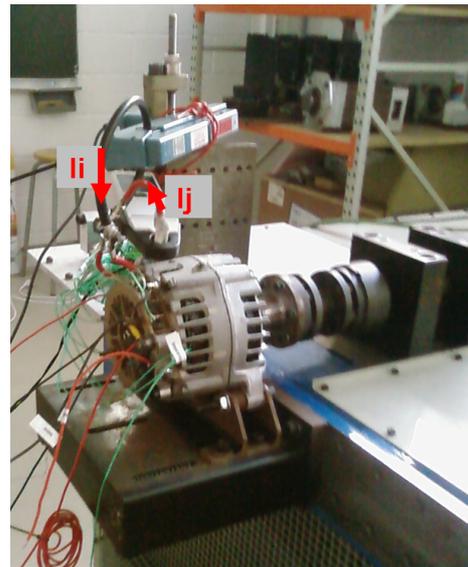


FIGURE 3.5 – Machine d'essais

Afin d'avoir une bonne visualisation des pertes Joule, nous avons thermocouplé le stator et ajouté un dispositif permettant de mesurer le courant dans une phase de la machine ( $I_j$ ). Les thermocouples sont implantés au niveau des chignons avant et arrière ainsi que dans les extrémités de la culasse stator.

Afin d'avoir une parfaite connaissance du courant d'excitation, nous avons modifié le régulateur afin de "prendre la main" sur le courant d'excitation fourni à l'alternateur. Ce courant est donc contrôlé par une alimentation à courant continu, que nous régulons en fonction du point de fonctionnement considéré.

Cette puissance électrique externe sera donc à prendre en compte au niveau de la puissance fournie à l'alternateur au cours des différents essais (contrairement à un fonctionnement conventionnel où la machine est auto-excitée).

### 3.3 Méthode des pertes séparées sur un fonctionnement à charges partielles

#### 3.3.1 Description du dispositif

Le dispositif expérimental utilisé pour l'étude des différentes pertes présentes lors du fonctionnement de l'alternateur est détaillé ci-après. La machine débite (au travers du redresseur) sur une charge électronique régulée en tension à 13,7V (tension batterie). Ces essais ont été réalisés sur le Banc 3.

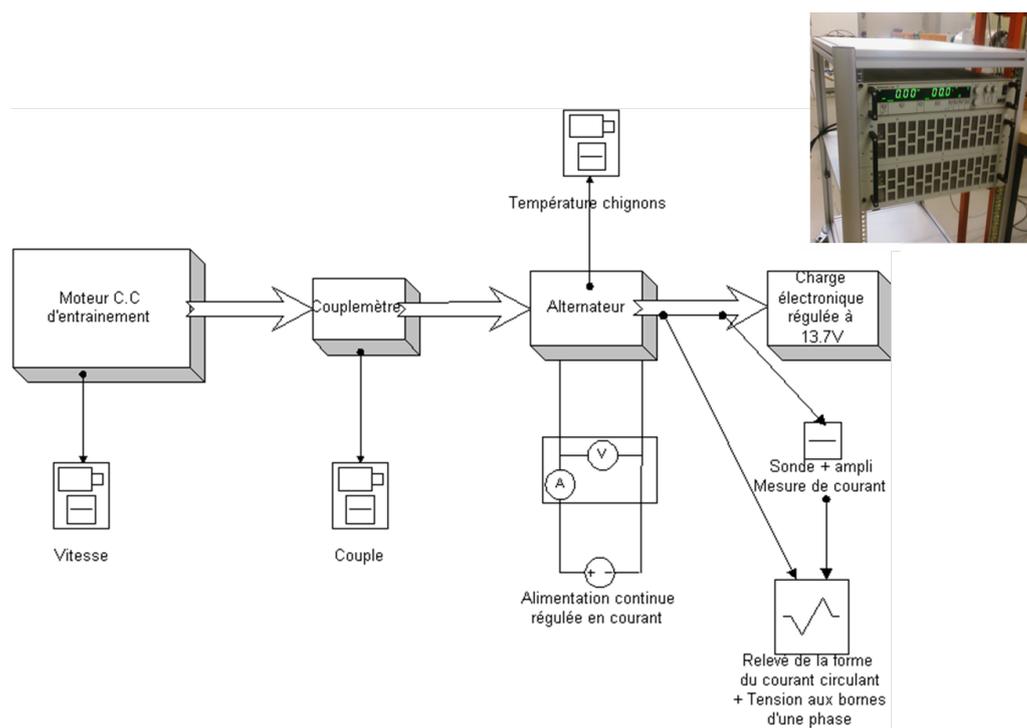


FIGURE 3.6 – Dispositif expérimental

Au cours de ces différents essais, nous avons étudié l'évolution des pertes pour différentes charges de l'alternateur. L'ensemble des paramètres nécessaires à l'établissement du modèle de pertes séparées (cf. Chapitre 2) a été relevé.

La mesure du courant qui circule dans les enroulements au stator ( $I_j$ ) est rendue possible grâce aux modifications apportées à la machine test (cf. Figure 3.5). En effet, sur cette machine le couplage des phases est réalisé en triangle (cf. Figure 3.4) et la mesure du courant dans ces enroulements n'est pas réalisable sans une modification de la machine à tester.

Par rapport au modèle de pertes séparées analytique présenté au cours du Chapitre 2, les pertes fer dans cette partie ont été déterminées en connaissant l'ensemble des puissances et pertes mises en jeu (cf. Equation 3.1 ci-après).

Nous détaillons par la suite les puissances permettant l'obtention des valeurs de pertes fer.

. **Pertes fer**

Comme signalé précédemment, ces pertes sont déduites expérimentalement de la valeur des autres pertes de la machine.

$$P_{fer} = P_{abs} - P_u - P_{js} - P_{jr} - P_m - P_{jd} \quad (3.1)$$

Avec :

– **Puissance fournie :**

Cette puissance ( $P_{abs}$ ) est déterminée en connaissant :

- Le couple ( $C$ ) prélevé par la machine (valeur relevée par le couplemètre monté sur l'arbre du banc à entraînement direct). La précision de cette valeur va dépendre évidemment de la précision du couplemètre.
- La puissance électrique fournie pour exciter la machine. Contrairement à un fonctionnement classique de l'alternateur sur véhicule, sur notre machine, l'excitation est séparée. Cette puissance est déterminée en connaissant le courant d'excitation ( $I_r$ ) ainsi que la tension ( $U_b$ ) aux bornes de la bobine rotorique. La Figure 3.7 illustre le schéma électrique de la bobine d'excitation.

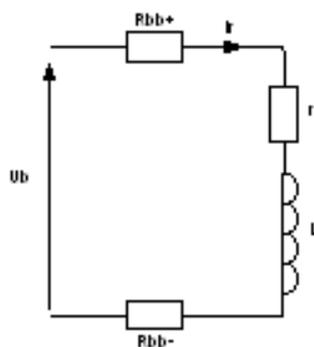


FIGURE 3.7 – Illustration des grandeurs mesurées

Avec  $R_{bb+}$ ,  $R_{bb-}$  et  $r$  les résistances correspondant respectivement au contact bague/balais+, bague/balais- et à la bobine rotorique.  $L$  représente la valeur de l'inductance de cette bobine.

La puissance fournie est alors donnée par la relation suivante :

$$P_{abs} = C * \Omega + U_b * I_r \quad (3.2)$$

– **Puissance utile :**

Cette puissance ( $P_u$ ) correspond à la puissance électrique fournie par l'alternateur, c'est-à-dire, à la valeur du courant redressé ( $I_{deb}$ ) aux bornes de la batterie (de tension  $U_{batt}$ )(Equation 3.3) :

$$P_u = I_{deb} * U_{batt} \quad (3.3)$$

– **Pertes Joule stator :**

Ces pertes ( $P_{js}$ ) sont calculées en mesurant la température dans les chignons avant et arrière du stator. Cette mesure va nous permettre de calculer la résistance par phase des enroulements statoriques ( $R_s$ ) en fonction de la température (cf. Equation 2.3 présentée

dans le chapitre 2).

– Pertes Joule rotor :

Ces pertes correspondent à la puissance électrique fournie pour exciter la machine ( $U_b \cdot I_r$ ). Si on prend en compte cette puissance électrique fournie à l'alternateur dans la puissance absorbée, il faut alors aussi la prendre en compte dans les pertes qu'elle va engendrer dans la machine.

Dans un fonctionnement sur véhicule, cette puissance électrique d'excitation est comprise dans la puissance mécanique prélevée par l'alternateur sur le moteur thermique.

– Pertes Joule dans les diodes :

Ces pertes ( $P_{jd}$ ) sont déterminées grâce à un abaque (modèle expérimental de pertes, développé chez Valeo) en connaissant le courant débité par l'alternateur dans la batterie, ainsi que la température des diodes. On se reporte alors aux mesures expérimentales réalisées dans cet abaque et on obtient ainsi les pertes dans les composants.

### 3.3.2 Résultats des essais

Nous présentons dans cette partie, les résultats obtenus au cours de ces essais, pour deux courants débités dans la batterie.

–  $I_{deb}=40A$  ( $P=550W$ )

–  $I_{deb}=180A$  ( $P=2470W$ )

Ces 2 essais ont été réalisés à une température ambiante, en suivant le même processus pour chaque mesure. Mesures prises en régime stabilisé (palier de 10 min à chaque fois). Nous avons représenté Figures 3.8 et 3.9 les résultats obtenus au cours de ces 2 essais.

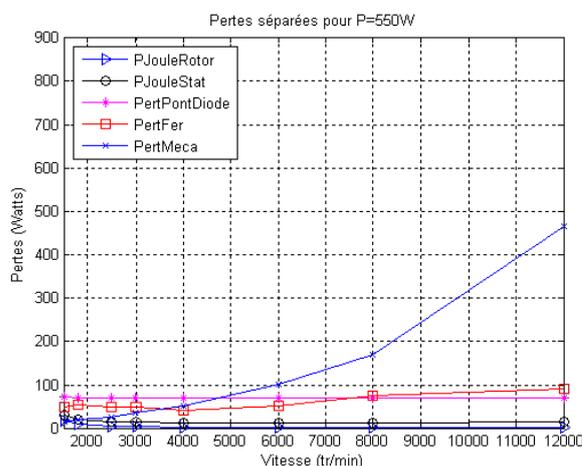


FIGURE 3.8 – Répartition des différentes pertes à 40A ( $P=550W$ )

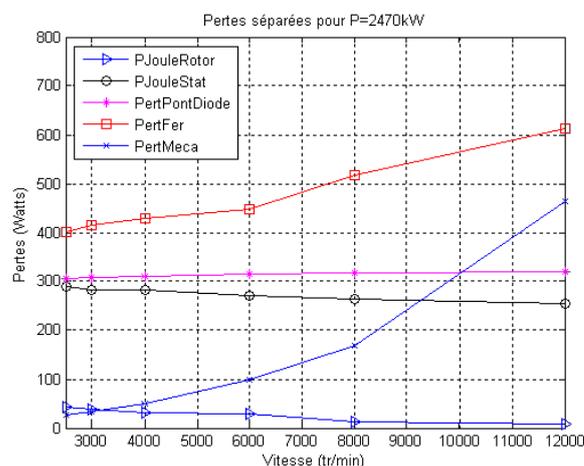


FIGURE 3.9 – Répartition des différentes pertes à 180A ( $P=2470W$ )

### 3.3.3 Analyse des résultats et choix de l'orientation de la suite de l'étude

Les résultats expérimentaux obtenus au cours de ces essais confortent les résultats obtenus analytiquement (cf Figures 2.12 et 2.13, Chapitre 2).

Ces résultats soulignent en revanche une mauvaise approximation des pertes fer (approximativement un facteur 2 entre les pertes fer analytiques et expérimentales).

La figure 3.10 reprend les résultats obtenus expérimentalement en ce qui concerne l'évolution des pertes fer pour les 2 puissances considérées.

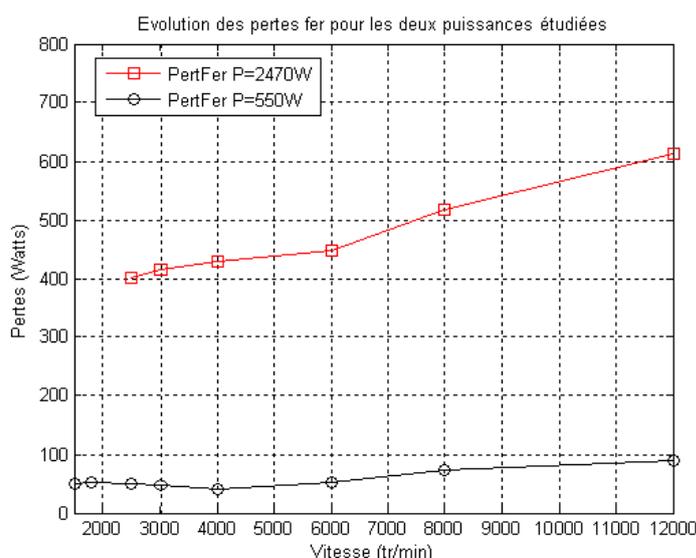


FIGURE 3.10 – Evolution des pertes fer en charge à  $I_{deb}=40A$  et  $I_{deb}=180A$  ( $P_u=550W$  et  $P_u=2470W$ )

L'analyse des résultats est essentiellement portée sur l'évolution des pertes fer. Le tableau 3.1 résume l'évolution des pertes fer en pourcentage de la puissance utile délivrée par l'alternateur pour 3 vitesses dimensionnantes.

	3000tr/min	6000tr/min	12000tr/min
550W	9%	10%	16%
2470W	17%	18%	25%

TABLE 3.1 – Evolution du pourcentage de pertes fer dans la machine pour 2 puissances en fonction de la vitesse de rotation

On constate ainsi que même à faible puissance, les pertes fer représentent déjà entre 10% et 15% de la puissance électrique de la machine.

De plus, pour une puissance de sortie augmentée dans un rapport de 4.5, les pertes fer sont quand à elles augmentées d'un rapport 7-8 (en fonction de la vitesse considérée).

Cette évolution n'est pas cohérente avec les modèles classiques de Bertotti (cf. Equation 1.3). En effet, lors du passage d'une puissance de 550W à 2470W, pour une même vitesse de rotation, l'induction maximale dans l'entrefer est multipliée dans un rapport 2 (donc les pertes fer selon le modèle de Bertotti devraient évoluer dans un rapport 4).

Ce constat nous conforte donc dans le choix de l'étude expérimentale de l'évolution des pertes fer et des phénomènes qui les engendrent.

En ce qui concerne les pertes dans le redresseur, ces essais confirment l'intérêt de passer à un redressement synchrone sur cette machine. En effet, cette modification entrainerait un gain à faible charge où les pertes dans le pont de diodes sont prépondérantes, ainsi qu'un gain important à fortes charges où ces pertes ne sont plus prépondérantes, mais représentent une source de pertes non négligeable.

## 3.4 Vers une meilleure compréhension de l'évolution des pertes fer

### 3.4.1 Introduction

Cette étude se veut contribuer à une meilleure compréhension de l'évolution des pertes fer dans la machine.

Pour cela, nous avons réalisé dans un premier temps une étude de pertes séparées, afin d'obtenir l'évolution des pertes fer dans la machine lors d'un fonctionnement à vide. Ce type de fonctionnement correspond au cas où la machine est entraînée à une vitesse de rotation donnée, avec un courant d'excitation fixé, mais ne débite pas (pas de charge reliée à l'alternateur).

Au cours de cette étude, nous avons relevé l'évolution des pertes fer lorsque la machine est couplée en triangle au stator (cas correspondant au couplage "normal" de la machine), puis lorsque la machine n'a aucun couplage de ces phases au stator (cas que nous appelons dans la suite de l'étude "couplage" triangle ouvert).

Ce travail est réalisé pour étudier l'influence des courants de circulation sur l'évolution des pertes fer. Nous quantifions également les pertes Joule supplémentaires apportées par la présence de ce courant.

Il est à noter qu'un câblage étoile, par définition, supprimerait ce courant de circulation. Néanmoins, des raisons industrielles conduisent à privilégier le câblage triangle sur ce type d'alternateur.

Dans la suite de notre étude, nous appelons  $i_{Jvide}$ , le courant à vide correspondant aux harmoniques du courant générés dans la machine.

L'évolution des pertes fer expérimentales est ensuite comparée à celle des pertes déterminées par éléments finis.

Cette étude est réalisée de la manière suivante :

- Nous présentons tout d'abord le dispositif expérimental mis en place.
- Nous expliquons l'origine des différentes harmoniques de courant dans la machine couplée en triangle.
- Nous réalisons une étude sur l'évolution du courant circulant à vide en fonction du niveau d'induction dans la machine pour une vitesse donnée. Cet essai est ensuite complété par des mesures de courant circulant en charge, pour différentes vitesses de rotation.
- Nous réalisons ensuite des essais nous permettant de pouvoir comparer l'évolution des pertes fer dans l'alternateur à vide (ne débitant aucun courant dans la batterie).  
Dans un premier temps pour une machine comportant un couplage triangle, puis cette même machine avec le circuit triangle ouvert.

Ces essais nous permettent une première analyse de l'influence du couplage stator sur les pertes fer.

- Enfin, nous proposons à l'aide d'un couplage calculs éléments finis et approche expérimentale, une répartition des pertes fer stator/rotor à vide.

Ce travail nous permet d'avoir une bonne visualisation de l'évolution des courants circulant, et une analyse de ce phénomène.

Cette approche expérimentale est complétée par une approche par éléments finis afin de visualiser les niveaux et forme de l'induction dans l'entrefer, ainsi que de calculer les pertes fer.

### 3.4.2 Dispositif expérimental

Ces essais ont été réalisés sur les bancs 1 et 3 présentés précédemment. Le premier banc permet d'avoir une bonne précision en ce qui concerne les valeurs de couples mesurés à faibles vitesses. Le deuxième banc permet d'atteindre les 10000tr/min sans être en limite de fonctionnement (ce qui aurait été le cas avec l'utilisation du Banc N°2).

La figure ci-dessous (et la Figure 3.1) illustre le montage réalisé, ainsi que les différents appareils utilisés pour les mesures.

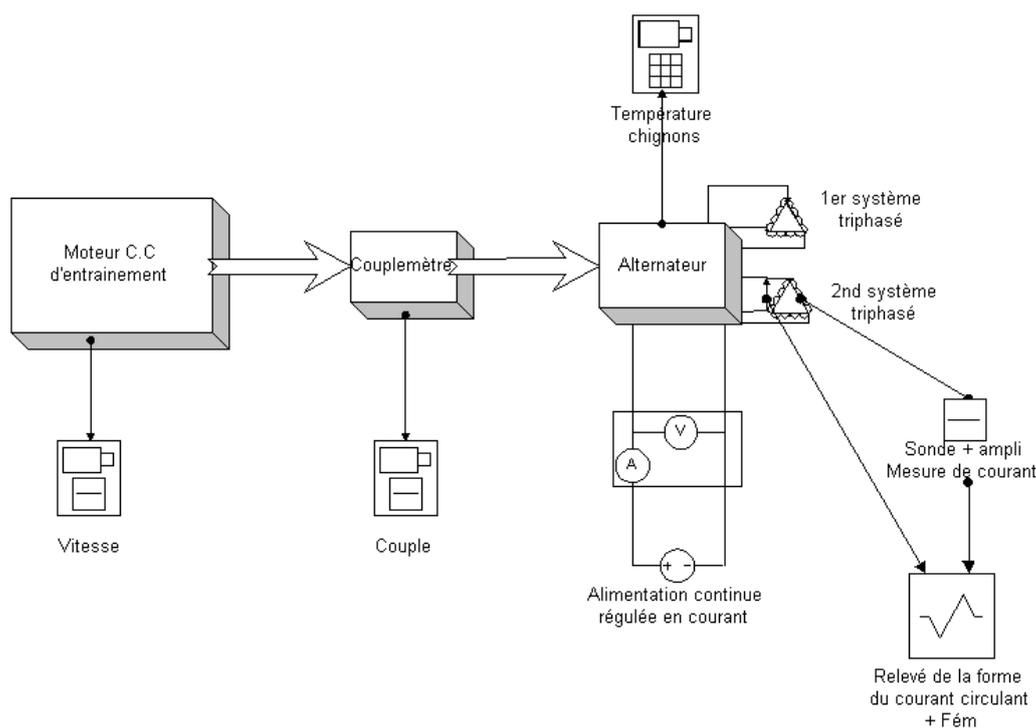


FIGURE 3.11 – Illustration du montage

Les différents appareils représentés permettent de :

- Mesurer le courant circulant dans le couplage triangle stator, ainsi que la tension aux bornes d'une phase de la machine (pince de courant, sonde et oscilloscope). Nous appellerons dans cette partie cette tension F.E.M, par simplicité, car elle correspond à une tension à vide (même si on note la présence d'un courant circulant).

- Mesurer le courant et la tension aux bornes de la bobine d'excitation.
- Mesurer la température des conducteurs stator (chignons avant et arrière thermocouplés).
- Mesurer le couple prélevé sur l'arbre de la machine (couplemètre).

La précision des différents appareils de mesures a été prise en compte afin de connaître les incertitudes sur les grandeurs mesurées. Les noms ainsi que les données techniques des différents appareils sont regroupés en Annexe C.

Au cours de ces deux essais (à vide, en couplage triangle et triangle ouvert), nous avons fait varier la vitesse d'entraînement de l'alternateur pour différents courants d'excitation.

Les différents paramètres relevés nous ont permis de déterminer :

- La puissance électrique fournie à l'alternateur.
- La puissance mécanique fournie à l'alternateur.
- Les pertes Joule statorique (dans le cas du couplage triangle).
- Les pertes mécaniques (aéroulques, roulements...) qui ont été mesurées sur cette machine lors d'un précédent essai.

L'ensemble du dispositif nous permet ainsi d'obtenir une bonne caractérisation des pertes fer et du courant circulant dans la machine à vide.

### 3.4.3 Notion de courants circulant dans un couplage triangle au stator

Pour connaître l'évolution des différentes harmoniques de courant dans la machine, il faut remonter à la création de la force électromotrice par phase dans une machine électrique (Equation 3.4).

$$e = Ns * \frac{d\phi}{dt} \quad (3.4)$$

Avec  $Ns$  le nombre de spires par phase et  $\phi$  le flux vu par une spire.

Si on veut obtenir une F.E.M ( $e$ ) purement sinusoïdale, il faut que :

- Le champ dans l'entrefer soit purement sinus (critère lié à la géométrie des pôles rotor).
- La réluctance d'entrefer soit constante (critère lié à la géométrie du stator, présence des encoches...)
- L'enroulement soit à répartition spatiale purement sinusoïdale, c'est-à-dire qu'en injectant un courant au stator, le champ généré dans l'entrefer soit purement sinusoïdal (critère lié au bobinage).

D'après l'analogie d'Hopkinson (parallèle entre les circuits magnétiques et électriques), pour un entrefer constant et de faible épaisseur, le flux dans l'entrefer est l'image de la force magnéto-motrice (Equation 3.5).

$$FMM = NI = R * \phi \quad (3.5)$$

$$R * \frac{d\phi}{dt} = N * \frac{di}{dt} \quad (3.6)$$

Par conséquent, si la variation du flux dans l'entrefer vu par un bobinage au stator n'est pas purement sinusoïdal, le courant généré dans cette bobine ne le sera pas non plus (cf. Equation 3.6).

Ces conditions sont nécessaires, mais pas suffisantes à la génération d'un courant sinusoïdal au stator. L'électronique de puissance associée a aussi un impact sur le taux d'harmoniques dans

ce courant.

Pour un fonctionnement à vide, on a alors :

$$i1_t = i2_t = i3_t = 0 \text{ et } j1 = j2 = j3 = i_{Jvide}.$$

La Figure 3.4 présentée précédemment illustre les grandeurs électriques de cette étude. Nous avons montré dans les précédents chapitres que la machine à griffes peut être considérée comme une machine à pôles lisses. Cette machine peut donc être modélisée à l'aide du modèle de Behn-Eschenburg pour un fonctionnement en régime linéaire.

L'équation 3.7 modélise le courant à vide  $i_{Jvide}$ , à partir de la F.E.M ( $e$ ), de la résistance par phase ( $Rs$ ), de l'inductance synchrone ( $Ls$ ) et de la pulsation électrique ( $\omega$ )

$$\overline{I_{Jvide}} = (\overline{e1} + \overline{e2} + \overline{e3}) / [3(Rs + jLs\omega)] \quad (3.7)$$

La force électromotrice n'étant pas sinusoïdale, elle est composée d'un certain nombre d'harmoniques :

$$e1(t) = e1_{H1} * \sin(\omega t) + e1_{H2} * \sin(2\omega t) + e1_{H3} * \sin(3\omega t) + e1_{H4} * \sin(4\omega t) + e1_{H5} * \sin(5\omega t) + \dots \quad (3.8)$$

$$e2(t) = e2_{H1} * \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) + e2_{H2} * \sin(2\omega t - \frac{4\pi}{3}) + e2_{H3} * \sin(3\omega t - \frac{6\pi}{3}) + e2_{H4} * \sin(4\omega t - \frac{8\pi}{3}) + e2_{H5} * \sin(5\omega t - \frac{10\pi}{3}) + \dots \quad (3.9)$$

$$e3(t) = e3_{H1} * \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3}) + e3_{H2} * \sin(2\omega t - \frac{8\pi}{3}) + e3_{H3} * \sin(3\omega t - \frac{12\pi}{3}) + e3_{H4} * \sin(4\omega t - \frac{16\pi}{3}) + e3_{H5} * \sin(5\omega t - \frac{20\pi}{3}) + \dots \quad (3.10)$$

Pour la raison mentionnée auparavant (F.E.M non sinusoïdale), les courants de phase ( $j1$ ,  $j2$ ,  $j3$ ) sont aussi composés d'harmoniques.

Pour un fonctionnement à vide, si chaque courant était sinusoïdal,  $i_{Jvide}$  serait nul.

Dans notre cas, en considérant le système comme étant équilibré, ( $e1_{H1} = e2_{H1} = e3_{H1} = e_{H1}$  et  $e1_{H2} = e2_{H2} = e3_{H2} = e_{H2} \dots$ ), et en considérant chaque rang d'harmoniques, on peut exprimer les différentes harmoniques composant  $i_{Jvide}$  :

$$i_{JvideH1}(t) = \frac{e_{H1} * [\sin(\omega t) + \sin(\omega t) * \cos(\frac{2\pi}{3}) - \sin(\frac{2\pi}{3}) * \cos(\omega t) + \sin(\omega t) * \cos(\frac{4\pi}{3}) - \sin(\frac{4\pi}{3}) * \cos(\omega t)]}{[3(\sqrt{Rs^2 + (Ls\omega)^2})]} = 0 \quad (3.11)$$

$$i_{JvideH2}(t) = \frac{e_{H2} * [\sin(2\omega t) + \sin(2\omega t) * \cos(\frac{4\pi}{3}) - \sin(\frac{4\pi}{3}) * \cos(2\omega t) + \sin(2\omega t) * \cos(\frac{8\pi}{3}) - \sin(\frac{8\pi}{3}) * \cos(2\omega t)]}{[3(\sqrt{Rs^2 + (Ls2\omega)^2})]} = 0 \quad (3.12)$$

$$i_{JvideH3}(t) = \frac{e_{H3} * [\sin(3\omega t) + \sin(3\omega t) * \cos(2\pi) - \sin(2\pi) * \cos(3\omega t) + \sin(3\omega t) * \cos(4\pi) - \sin(4\pi) * \cos(3\omega t)]}{[3(\sqrt{Rs^2 + (Ls3\omega)^2})]} \quad (3.13)$$

$$i_{JvideH3}(t) = 3 * e_{H3} * \sin(3\omega t) / [3(\sqrt{Rs^2 + (Ls3\omega)^2})] \quad (3.14)$$

Nous avons ainsi rappelé, de manière analytique, que pour un fonctionnement à vide le courant dans le triangle est composé d'harmoniques impaires, essentiellement de l'harmonique 3.

L'équation 3.15 modélise le courant à vide  $i_{Jvide}$  grâce à l'harmonique de rang 3 de la F.E.M ( $e_{H3}$ ), au flux magnétique ( $\phi_{H3}$ ), au nombre de spires par phase ( $Ns$ ), à la résistance par phase ( $Rs$ ) et à l'inductance synchrone ( $Ls$ ).

$$\begin{aligned} i_{Jvide}(t) &= (e_{H3} * \sin(3\omega t)) / (\sqrt{Rs^2 + (Ls3\omega)^2}) \\ &= (Ns\phi_{H3}3\omega)(\sin(3\omega t)) / (\sqrt{Rs^2 + (Ls3\omega)^2}) \end{aligned} \quad (3.15)$$

On remarque que si on néglige la résistance par phase devant l'inductance synchrone, l'amplitude du courant est indépendante de la vitesse de rotation de l'alternateur.

### 3.4.3.1 Résultats expérimentaux

Les figures ci-dessous donnent une illustration des formes d'ondes obtenues pour le courant circulant, dans le cas simulé et expérimental.

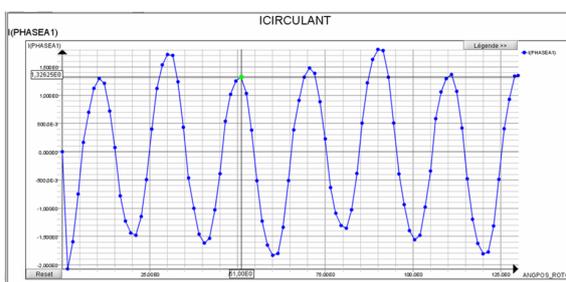


FIGURE 3.12 – Courant circulant obtenu par simulation à 1800tr/min et 1A d'excitation

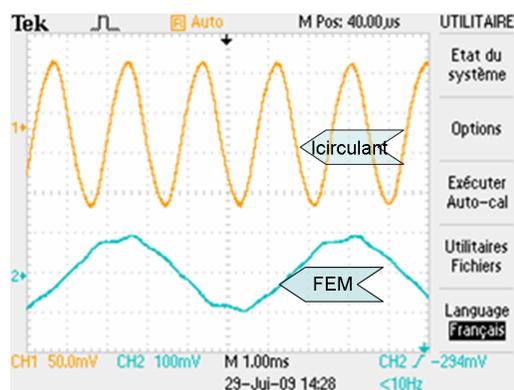


FIGURE 3.13 – Courant circulant obtenu par expérimentation à 1800tr/min et 1A d'excitation

Le tableau ci-dessous (Tableau 3.2) regroupe les valeurs d'amplitude du courant circulant ( $i_{Jvide}$ ) relevées à 1800tr/min dans le cas expérimental et simulé :

$I_r$	$I_{Jvide\ exp}$	$I_{Jvide\ simu}$	%
1A	4,2A	1,8A	57
2A	8,25A	4A	50
3A	10A	11A	10
5A	19A	24A	26

TABLE 3.2 – Comparaison entre les résultats de courant circulant simulations/expérimentations pour une machine couplée en triangle au stator et une vitesse de rotation de 1800tr/min

Ces résultats montrent la présence d'un courant circulant (expérimental comme simulé) pratiquement sinusoïdal. Présence uniquement de l'harmonique de rang 3.

En revanche, en ce qui concerne la quantification de ce phénomène, on constate que l'écart entre la simulation et l'expérimentation est significatif.

Les simulations sont réalisées en considérant les conducteurs statoriques comme étant à température ambiante (25°C). Cela dit, l'échauffement observé au cours de cet essai reste relativement faible (cf. Annexe D). La prise en compte de l'échauffement des conducteurs réduirait l'amplitude du courant circulant à forts courants d'excitation mais ne changerait pas l'écart significatif observé à plus faibles excitations.

La simulation ne semble donc que peu précise pour l'approximation des harmoniques.

### 3.4.4 Etude de l'évolution des harmoniques de courant en charge

Au cours de ces mesures, nous avons cherché à connaître l'évolution de l'harmonique de rang 3 du courant dans les enroulements au stator, en fonction de la charge et de la vitesse de rotation de l'alternateur. Nous avons donc relevé le courant  $i_j$  de la machine, puis ensuite traité ces données afin de connaître la décomposition en série de Fourier de ce courant.

La Figure 3.5 situe les grandeurs considérées.

L'évolution de l'amplitude de l'harmonique de rang 3 du courant a été représentée ensuite :

- En fonction de la vitesse de rotation de la machine (Figure 3.14). Sur ce graphique est représentée l'évolution de l'amplitude de l'harmonique de rang 3 du courant par phase dans le triangle (ij), en fonction de la vitesse, pour différentes valeurs de courant débité dans la batterie (tracés de différentes couleurs).
- En pourcentage de l'amplitude de l'harmonique de rang 3 du courant  $i_j$  par rapport à l'amplitude du fondamental de ce courant (Figure 3.15). Nous avons représenté cette évolution pour différentes vitesses (axe des abscisses) et en fonction du courant débité dans la batterie (tracés de différentes couleurs).

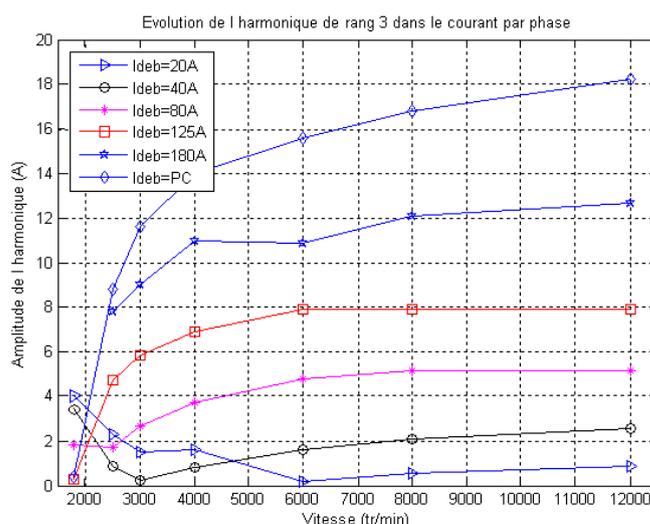


FIGURE 3.14 – Evolution de l'amplitude de l'harmonique de rang 3

On peut ainsi voir sur ce graphique que pour un fonctionnement à  $I_{deb}=180A$ , les pertes Joule apportées par l'harmonique de rang 3 s'élèvent à 25W ( $2*3*Rs*I_{jH3}^2$ , avec  $I_{jH3}=13/\sqrt{2}$

et  $R_s = 50m\Omega$ ).

Une autre manière de représenter l'évolution du courant H3 est donnée Figure 3.15.

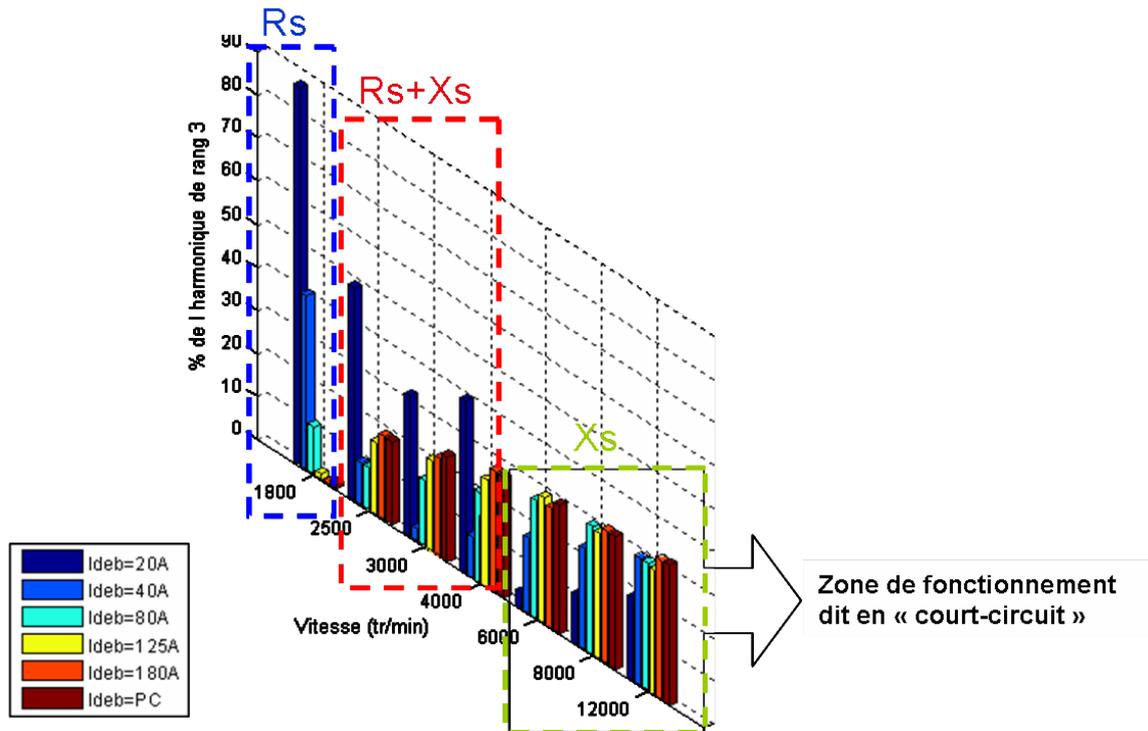


FIGURE 3.15 – Evolution du pourcentage de l'harmonique de rang 3

Sur cette figure, on remarque ainsi que lors du fonctionnement dit en "court-circuit", l'harmonique 3 du courant s'établit autour de 30% de la valeur du fondamental.

On analyse ainsi sur ce graphique (Figure 3.15) 3 zones de fonctionnement :

- . Pour un courant débité supérieur à 20A :
  - Pour de faibles vitesses (1800tr/min), c'est  $R_s$  qui limite l'évolution de l'harmonique 3 (plus le courant débité est important, plus les conducteurs statorique chauffent et plus  $R_s$  augmente, donc plus l'amplitude de l'harmonique 3 diminue).
  - De 2500tr/min à 4000tr/min, c'est  $R_s+L_s$  qui limite l'amplitude de cette harmonique 3. Plus le niveau d'induction augmente dans la machine, plus  $L_s$  diminue et donc plus l'amplitude de l'harmonique 3 est importante.
  - A hautes vitesses (6000tr/min à 12000tr/min), c'est  $L_s$  qui limite l'amplitude de l'harmonique 3 de courant (zone de fonctionnement dit en "court-circuit"). Pour des courants débités dans la batterie plus grands que 80A, la machine étant globalement saturée,  $L_s$  reste constante et l'amplitude de l'harmonique 3 du courant ne varie plus.
- . Pour un courant de 20A :
  - Pour de faibles valeurs de l'induction dans la machine (cas correspondant à  $I_{deb}=20A$ ),  $L_s$  étant grand, c'est  $R_s+X_s$  qui va limiter l'évolution du courant. Plus la vitesse de rotation de la machine est élevée et plus la valeur de l'harmonique de rang 3 va diminuer.

### 3.4.5 Evolution des pertes fer à vide et influence du couplage stator

Ce travail est réalisé en effectuant une séparation des pertes sur la même machine, couplée en triangle et en "triangle ouvert". Cet essai est réalisé à vide pour différentes vitesses de rotations et différentes valeurs du courant d'excitation (1, 3 et 5A).

Le montage réalisé est celui illustré Figure 3.11.

Ces essais sont réalisés sur les bancs N°1 et N°3 (en fonction des vitesses de rotation envisagées).

#### 3.4.5.1 Résultats des essais

Nous présentons dans cette partie, les résultats obtenus pour l'évolution des pertes fer dans le cas d'un couplage triangle ouvert (cas assimilable à un couplage étoile lors de l'essai à vide), ainsi que lors de l'essai avec un couplage triangle.

Ces résultats sont présentés pour 2 valeurs du courant d'excitation (2A et 5A) (respectivement Figure 3.16 et Figure 3.17)

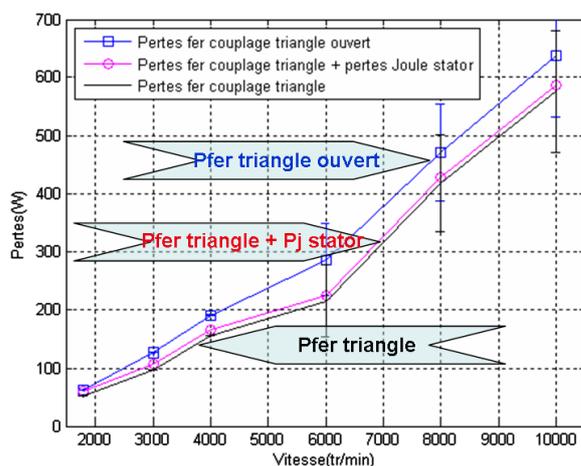


FIGURE 3.16 – Pertes fer pour un courant d'excitation de 2A

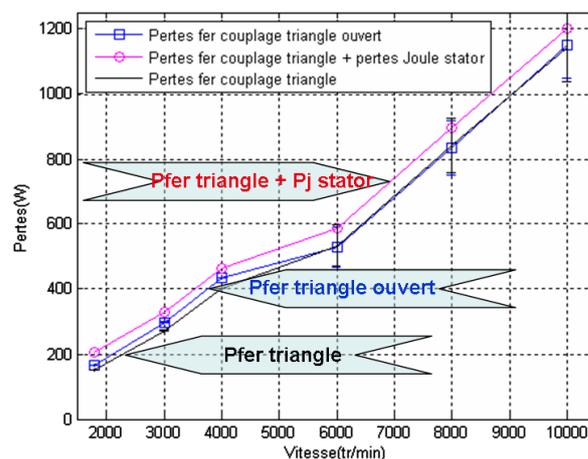


FIGURE 3.17 – Pertes fer pour un courant d'excitation de 5A

Sur ces 2 figures sont représentées :

- . L'évolution des pertes fer globales dans la structure lorsque que les phases au stator sont dessoudées (tracé "carrés bleus").
- . L'évolution des pertes fer globales dans la structure lorsque que les phases ne sont pas dessoudées, circulation d'un courant  $i_{jvide}$  (tracé "noir").
- . L'évolution de la somme des pertes fer globale dans la structure lorsque que les phases ne sont pas dessoudées, circulation d'un courant  $i_{jvide}$  ainsi que des pertes Joule engendrées par ce courant (tracé "ronds rouges").

Nous avons reporté les incertitudes de mesures liées aux appareils afin de connaître la précision de ces résultats.

Nous attirons l'attention sur le fait que pour des vitesses supérieures à 4000tr/min, nous avons utilisé le banc plus grande vitesse (Banc N°3) où la mesure du couple est réalisée avec une moins bonne précision, ce qui explique la différence sur les incertitudes à basses et à hautes vitesses.

Au delà de 4000tr/min, les résultats sont donnés à  $\pm 100W$  alors qu'en dessous ces résultats sont donnés à  $\pm 1.5W$ .

Ces résultats soulignent que :

- Figure 3.16 : Pour une faible valeur de l'excitation, le couplage stator a un impact sur l'évolution des pertes fer.  
En effet, nous montrons que dans le cas d'un couplage triangle, les pertes fer dans la machine sont moins importantes que dans le cas d'un couplage triangle ouvert. Cet écart est de l'ordre de 30W.  
La présence d'un courant circulant à vide a donc un impact sur la propagation des pertes fer.  
On remarque, de plus, qu'en ajoutant les pertes Joule supplémentaires apportées par la présence de ce courant circulant, ces pertes (fer+Joule stator, tracé "ronds rouges") restent inférieures aux pertes fer observées dans le cas d'un couplage "triangle ouvert" (tracé "carrés bleus"). Cette remarque est vraie pour de faibles valeurs du courant d'excitation. Les incertitudes de mesures rendent plus difficiles la conclusion quant au gain obtenu à haute vitesse (10000tr/min). Néanmoins, ce gain semblerait être approximativement de 60W.
- Figure 3.17 : Pour des valeurs du courant d'excitation plus importantes, l'influence du couplage stator est toujours présente.  
Néanmoins, dans ce cas, les pertes Joule supplémentaires engendrées par le couplage triangle dépassent le gain observé en terme de pertes fer.
- Pour cette machine, les pertes Joule dues au 3ième harmonique du courant sont au maximum de 50W.
- Il est clair que pour de forts courants d'excitation, le couplage triangle semble pénalisant en terme de pertes fer+Joule stator. En revanche, durant un cycle VDA la puissance considérée est la moitié de la puissance max que l'alternateur peut générer.  
Dans ce contexte, l'influence du couplage triangle sur la réduction des pertes fer peut alors s'avérer être utile.

On montre ainsi que l'évolution des pertes fer en fonction de la vitesse et du courant d'excitation dépend aussi du couplage stator de la machine.

Si on ne considère que l'évolution des pertes fer, celles-ci sont toujours inférieures dans le cas où la machine est couplée en triangle. Le courant circulant dans le triangle a donc une influence sur l'évolution des pertes fer dans la machine.

La suite de l'étude consiste à faire intervenir les éléments finis pour obtenir une répartition des pertes fer stator/rotor dans la structure, pour un fonctionnement à vide.

### 3.4.6 Répartition des pertes fer stator/rotor à vide

Afin d'aboutir à cette séparation des pertes fer stator/rotor, nous réalisons 2 hypothèses :

- Les logiciels éléments finis calculent les pertes fer au stator avec une précision suffisante pour les essais à vide (environ 20%, [LI et al., 2010]).
- Les données expérimentales sont les plus précises possibles (cf. Annexes C, pour le calcul des incertitudes) .

La figure ci-après illustre le raisonnement suivi pour la séparation des pertes fer stator/rotor.

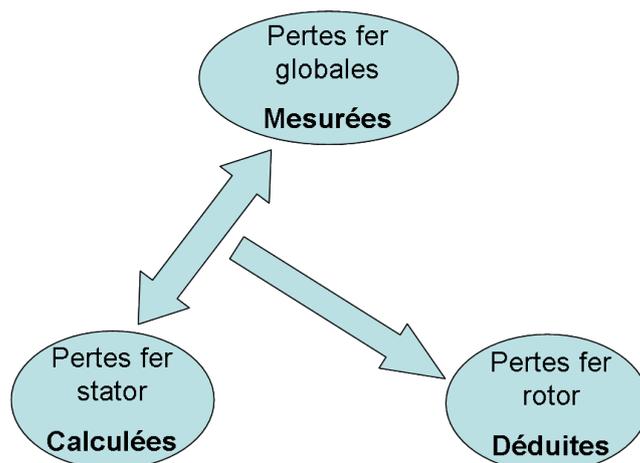


FIGURE 3.18 – Démarche suivie pour aboutir à une séparation des pertes fer stator/rotor

Ces pertes sont calculées dans un premier temps, par éléments finis via le modèle de Bertotti. Les coefficients nécessaires à ce calcul par éléments finis sont déterminés à l'aide des courbes réelles (cf. méthode présentée Chapitre 2). Ces pertes fer sont aussi calculées à l'aide du modèle LS de FLUX 3D (cf. Chapitre 2 [GAUTREAU, 2005]). Ces 2 méthodes conduisent à des résultats similaires.

Dans la suite de l'étude, les pertes fer au stator dans la machine sont calculées via le modèle LS. Ce modèle a été validé sur plusieurs machines pour différents points de fonctionnement. Dans la plus part des cas, la précision des résultats est donnée inférieure à 20% près [LI et al., 2010].

Le rotor d'une machine à griffes est massif. La propagation des courants de Foucault n'est donc pas limitée uniquement à l'épaisseur de la tôle. Les pertes fer au rotor sont essentiellement dues à la propagation de ces courants de Foucault.

#### 3.4.6.1 Détermination via le modèle LS des pertes fer

Comme nous l'avons signalé, le rotor de la machine étant massif, le calcul par éléments finis des pertes fer dans cette région n'est pas réalisable.

Nous considérons donc que les pertes dans cette région sont données par la différence entre les pertes fer expérimentales (globale pour la structure) et les pertes fer calculées par éléments finis au stator. Les résultats obtenus au cours de cette étude ont été comparés aux résultats obtenus par simulations, pour une vitesse de 1800tr/min.

#### 3.4.6.2 Résultats

Les tableaux ci-après (Tableaux 3.3 et 3.4) regroupent les valeurs, à 1800tr/min, des pertes fer globale de la machine (déterminées expérimentalement), ainsi que la valeur des pertes fer calculées uniquement dans le stator par éléments finis.

Ir	Pfer exp	Pfer simu	Pertes fer "rotor"
1A	15W	9,4W	5,6W
2A	50W	27,3W	22,7W
3A	86.5W	41W	45.5W
5A	150.5W	52W	98.5W

TABLE 3.3 – Séparation pertes fer stator/rotor pour une machine couplée en triangle au stator et une vitesse de rotation de 1800tr/min

Le tableau ci-dessous regroupe ces mêmes résultats dans le cas de la machine "câblée" en triangle ouvert :

Ir	Pfer exp	Pfer simu	Pertes fer "rotor"
1A	24,9W	9,37W	15,53W
2A	61,4W	27,3W	34,1W
3A	94,7W	42,28W	52,42W
5A	164,1W	53W	111,1W

TABLE 3.4 – Séparation pertes fer stator/rotor pour une machine couplée en "triangle ouvert" au stator et une vitesse de rotation de 1800tr/min

On note que l'écart entre les pertes fer simulées au stator et les pertes fer globales de la machine déterminées expérimentalement, dans le cas où le triangle est ouvert, est le même que dans le cas où le triangle est fermé (de l'ordre de 2 à 3 fois inférieures aux pertes fer globales de la machine).

A l'aide de ces résultats, nous combinons dans cette partie l'étude expérimentale et celle par éléments finis afin d'obtenir une répartition des pertes fer stator/rotor dans la structure.

Les Figures 3.19 et 3.20 présentent les résultats obtenus.

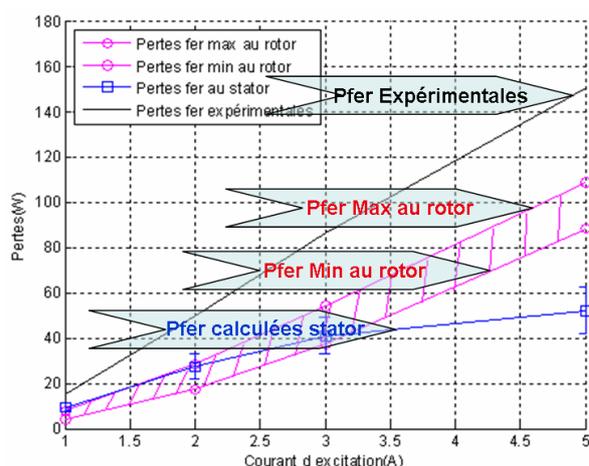


FIGURE 3.19 – Estimation des pertes fer au rotor dans la structure à 1800tr/min

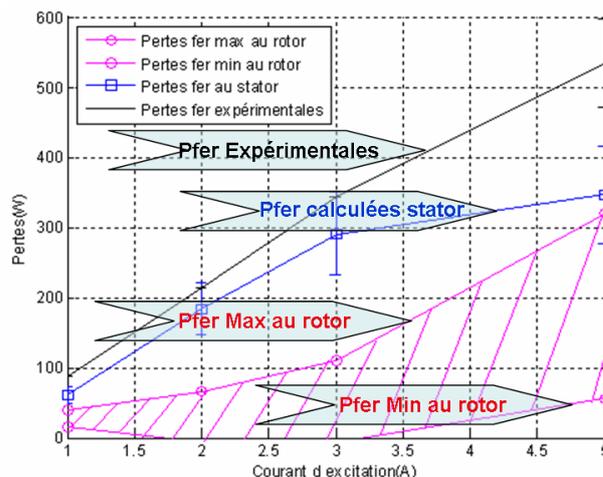


FIGURE 3.20 – Estimation des pertes fer au rotor dans la structure à 6000tr/min

En considérant toutes les incertitudes de mesures et la précision du calcul de pertes fer par éléments finis, nous pouvons alors déterminer une zone où seront comprises les pertes fer rotor (zone hachurée).

On constate que pour de faibles vitesses (Figure 3.19), le ratio entre pertes fer rotor et stator est de 2 :1.

En revanche, pour des vitesses plus élevées (Figure 3.20), les pertes fer au rotor sont moins importantes qu'au stator.

### 3.4.7 Conclusion

Les résultats présentés dans cette partie montrent que les pertes fer dans la machine à griffes constituent une source importante de pertes.

Nous montrons ainsi que :

- Le courant circulant (dans le cas d'une connexion triangle) est difficile à calculer avec précision même par une méthode numérique.
- Ces courants circulant génèrent des pertes Joule supplémentaires, mais réduisent la propagation des pertes fer.
- Ces pertes Joule sont au maximum de 50W.
- Pour de faibles valeurs de courants d'excitation, la somme des pertes Joule provoquées par la circulation du courant circulant et des pertes fer, reste inférieure aux pertes fer correspondant au même essai en couplage triangle ouvert.
- Avec les incertitudes de mesures et de calculs considérées, les pertes fer au rotor pour un fonctionnement à vide, sont comprises entre 15% et 60% des pertes fer globales de la machine.

### 3.5 Impact du redresseur sur l'évolution des pertes fer

La plupart des études réalisées jusqu'à présent s'intéressent à l'impact de la structure et de la géométrie de la machine, sur l'évolution des pertes fer ([KÜPPERS and HENNEBERGER, 1997], [HENNEBERGER and BLOCK, 1992],...).

Au cours de cette étude, nous étudions l'influence du redresseur de l'alternateur en ce qui concerne les pertes fer dans la machine électrique.

Cette étude est réalisée sur le Banc N°3 et consiste en une étude de pertes séparées lorsque la machine débite :

1. Via le redresseur sur la charge électronique (qui simule le réseau de bord et la batterie).
2. Sur une charge purement résistive (sans redresseur).

La présence du redresseur provoque l'apparition d'harmoniques dans la machine. L'idée est donc de quantifier l'effet éventuel de ces harmoniques sur la propagation des pertes fer dans l'alternateur.

Pour ce faire, il a fallu réaliser un prototype de machine permettant de débiter directement dans un système de résistances triphasé.

Nous présentons par la suite le dispositif expérimental ainsi que les 2 types d'essais réalisés.

#### 3.5.1 Dispositif expérimental

Afin de réaliser cette étude, nous avons dimensionné un système triphasé purement résistif, de manière à se situer proche de la puissance maximale de l'alternateur (3,5kW).

Nous avons choisi d'étudier les pertes fer de la machine dans la zone de fonctionnement illustrée sur la figure suivante :

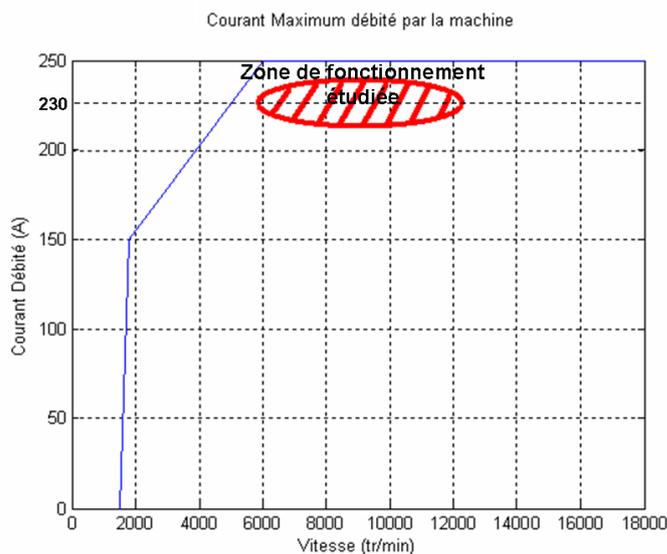


FIGURE 3.21 – Zone de fonctionnement étudiée

Le choix d'étudier l'évolution des pertes fer pour cette charge ( $I_{deb}=230A$ ), à différentes vitesses (6000tr/min, 8000tr/min, 10000tr/min et 12000tr/min) est guidé par la présence de

pertes fer importantes pour ces points de fonctionnement.

Afin d'être dans des gammes de puissances similaires au cours des 2 études (sur redresseur et sur charge purement résistive), nous avons dimensionné le système de résistances comme suit :

- Nous avons réalisé un essai à  $P_u=3,2\text{kW}$  (soit  $I_{deb}=230\text{A}$ ), au cours duquel nous avons relevé le courant  $i_j$  dans les enroulements statoriques.

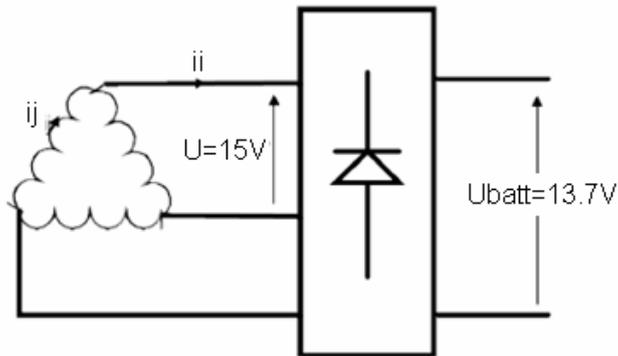


FIGURE 3.22 – Couplage stator d'un système triphasé sur le pont de diodes

- Connaissant la tension aux bornes d'un enroulement au cours de l'essai ( $U$ ) (cf. Figure 3.22), nous avons déterminé ensuite la valeur de la résistance ( $R$ ) à placer aux bornes d'une phase ( $R=0.3\Omega$ ).

La figure ci-dessous (Figure 3.23), illustre le dispositif expérimental réalisé, et définit les grandeurs mesurées.

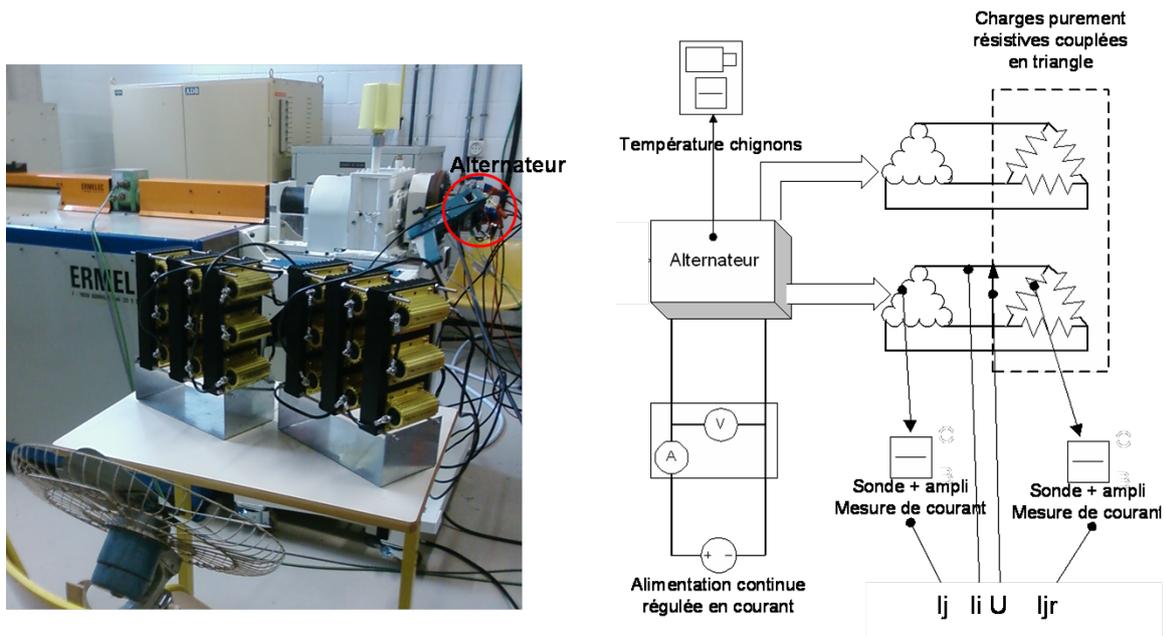


FIGURE 3.23 – Dispositif expérimental et illustration des variables mesurées

### 3.5.1.1 Essai sur charge purement résistive

Les deux systèmes triphasés purement résistifs dimensionnés sont illustrés Figure 3.24



FIGURE 3.24 – Dispositif expérimental de l'essai sur système triphasé résistif

On cours de cet essai, on fait débiter la machine directement dans les 2 systèmes triphasés couplés en triangle.

Une fois la machine en régime stabilisé, on réalise une étude de pertes séparées afin d'obtenir pour ce point de fonctionnement, une valeur de pertes fer dans la structure.

On se place successivement aux différentes vitesses mentionnées précédemment en conservant le courant débité dans les résistances constant (et correspondant à un courant  $I_j=48A$  (valeur de courant relevée lors de l'essai sur redresseur à  $P_u=3,2kW$ )).

Pour les 4 vitesses étudiées, on relève les valeurs efficaces des signaux suivant :

- Courant  $I_{jr}$
- Courant  $I_j$
- Courant de ligne  $I_i$
- Tension  $U$

Nous présentons dans la partie Résultats les différentes formes d'ondes observées.

Le modèle de pertes séparées est celui qui a été utilisé pour réaliser l'étude des pertes séparées pour un fonctionnement à charge partielle (cf. Equation 3.1).

Sur ce modèle, on redéfinit le calcul de la puissance utile comme étant  $P_u = 2 * 3 * R * I_{jr}^2$ .

### 3.5.1.2 Essai sur charge électronique

Au cours de cet essai, on réalise une étude de pertes séparées lorsque la machine débite sur la charge électronique via le redresseur.

On conserve le courant  $I_{deb}$  constant ( $I_{deb}=230A$ ), et on fait varier la vitesse de rotation de l'alternateur.

Comme précédemment, on réalise les mesures une fois la machine en régime stabilisé (plus d'élévation de température).

Le montage réalisé est le même que celui utilisé pour l'étude des pertes séparées présentée dans la partie 3.3 (cf. Figure 3.6).

### 3.5.2 Résultats

Nous présentons ici les résultats obtenus pour ces 2 études pour les 4 vitesses de fonctionnement considérés.

Sur le tracé Figure 3.25 sont représentées les incertitudes de mesures, essentiellement liées à l'incertitude concernant la mesure du couple.

Sur ce tracé, les puissances de sortie (P) considérées sont :

- La puissance dissipée dans les résistances (pour l'essai sur charge purement résistive).
- La puissance avant le redresseur (puissance obtenue en connaissant la puissance de sortie sur la charge à laquelle on ajoute les pertes dans les diodes déterminées via l'abaque de pertes expérimentales).

Le détail des mesures est donné en Annexe G.

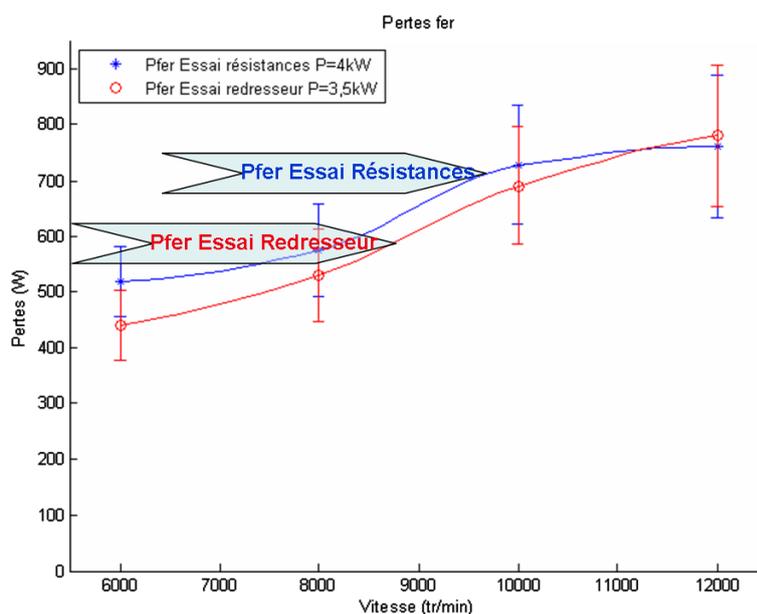


FIGURE 3.25 – Impact du redresseur sur l'évolution des pertes fer

On constate ainsi sur ce tracé, qu'en tenant compte des incertitudes de mesures, il est difficile de conclure quant à l'impact du redresseur sur l'évolution des pertes fer.

Cela dit, les puissances de sortie n'étant pas exactement les mêmes, nous avons représenté Figure 3.26 le pourcentage de pertes fer dans l'alternateur par rapport à la puissance P, pour les différentes vitesses.

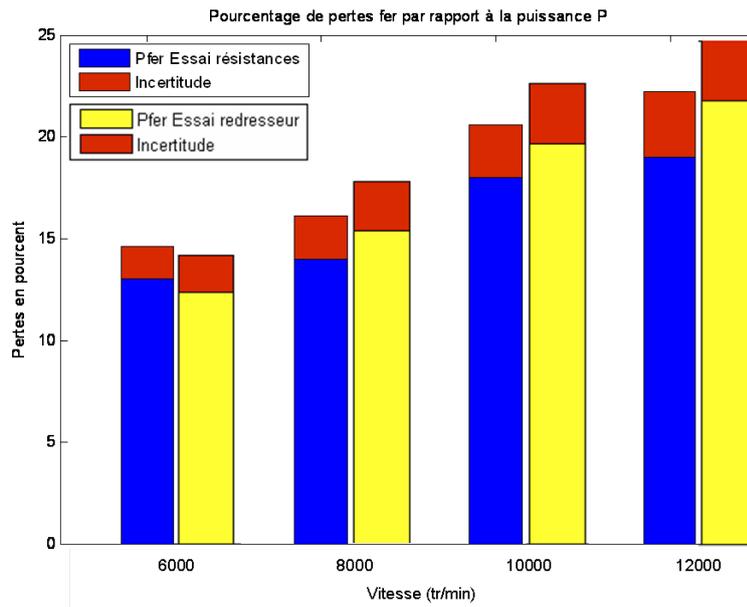


FIGURE 3.26 – Proportion des pertes fer au cours des 2 types d'essais

On montre ainsi au cours de ces 2 essais (sur redresseur et sur résistances pures) que l'évolution des pertes fer dans la machine reste sensiblement la même. Cette analyse varie cependant quelque peu à haute vitesse (12000tr/min) où les pertes fer dans la structure avec redresseur semblent plus importantes.

Afin d'expliquer cette faible influence du redresseur sur l'évolution des pertes fer (dans cette zone de fonctionnement de l'alternateur), nous illustrons sur la Figure 3.27 les formes d'ondes obtenues lorsque l'alternateur débite dans la charge (avec le redresseur) à 10000tr/min.

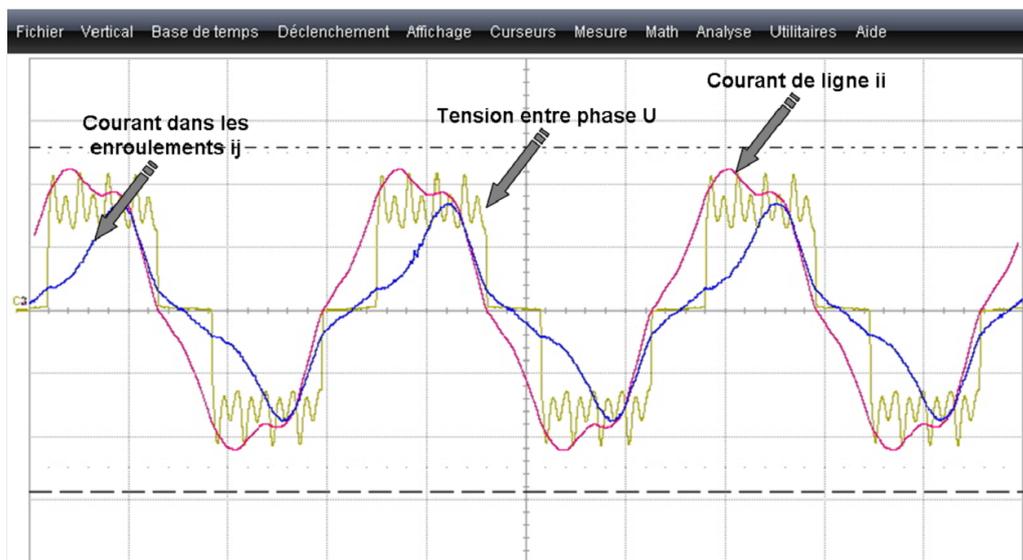


FIGURE 3.27 – Formes d'ondes relevées au cours de l'essai sur redresseur à 10000tr/min

Nous effectuons ce même relevé lorsque l'alternateur débite sur la charge purement résistive à 10000tr/min.

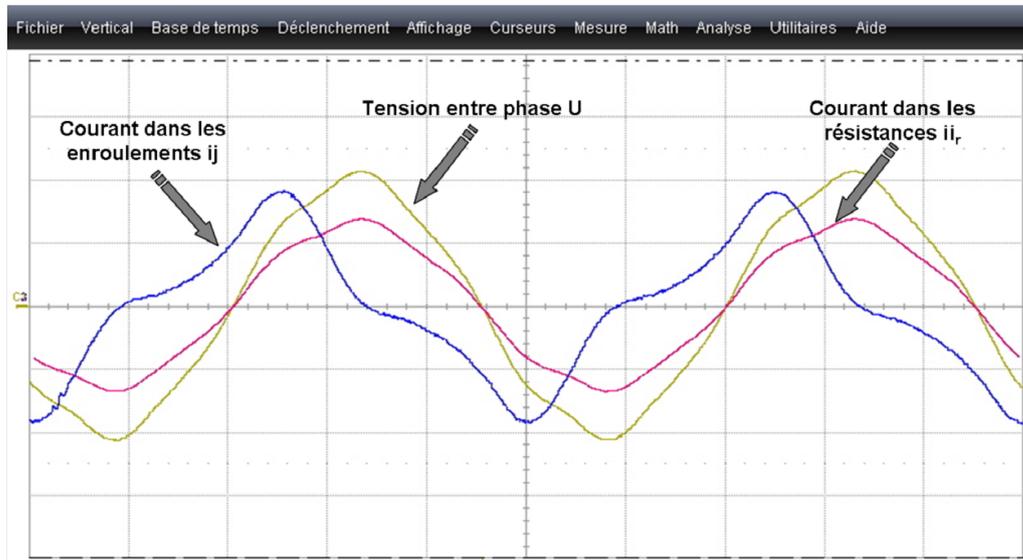


FIGURE 3.28 – Formes d’ondes relevées au cours de l’essai sur résistances pures à 10000tr/min

L’étude harmonique de ces différents relevés va nous permettre de comprendre la faible influence du redresseur sur les pertes fer dans cette zone de fonctionnement de l’alternateur.

### 3.5.3 Influence du redresseur sur le niveau d’harmoniques de courant dans la machine

De par sa conception (géométrie, bobinage...), le courant généré dans les enroulements de l’alternateur est proche de la sinusoïde.

Dans cette partie, nous étudions le contenu harmonique des formes d’ondes relevées précédemment afin de comprendre les résultats obtenus.

Les figures ci-dessous (Figures 3.29, 3.30, 3.31 et 3.32) illustrent les formes d’ondes observées ( $U$ ,  $I_j$ ,  $I_i$ ,  $I_{jr}$ ) ainsi que leur transformée de Fourier dans le cas où la machine débite sur une charge purement résistive (pas de redresseur).

Les grandeurs mentionnées sont illustrées précédemment (Figure 3.23).

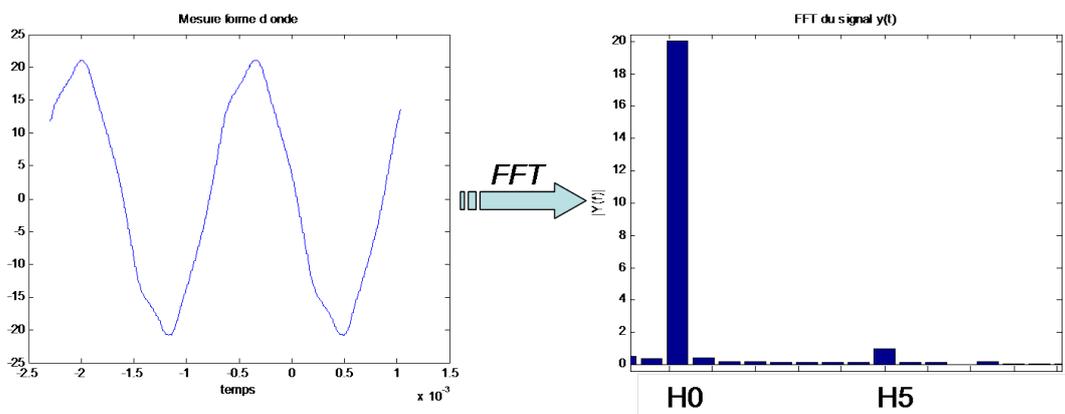


FIGURE 3.29 – Tension entre phase ( $U$ ) et FFT pour un essai sur charge purement résistive

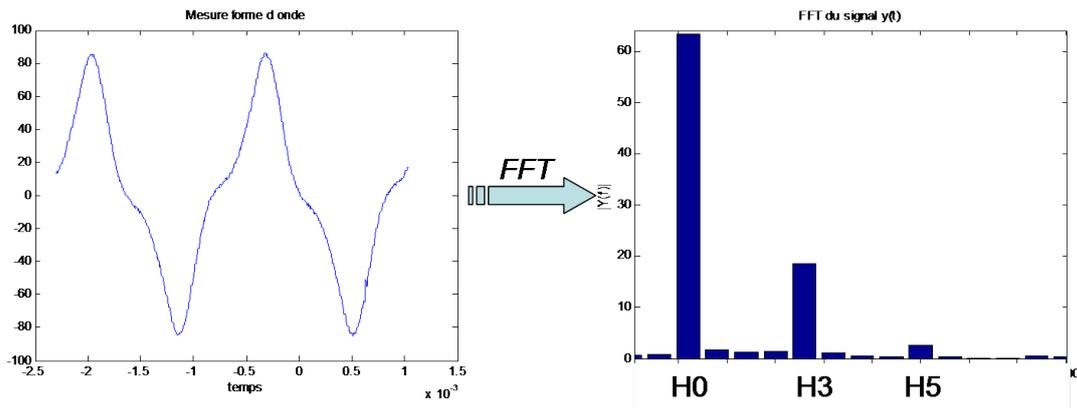


FIGURE 3.30 – Courant par phase ( $I_j$ ) et FFT pour un essai sur charge purement résistive

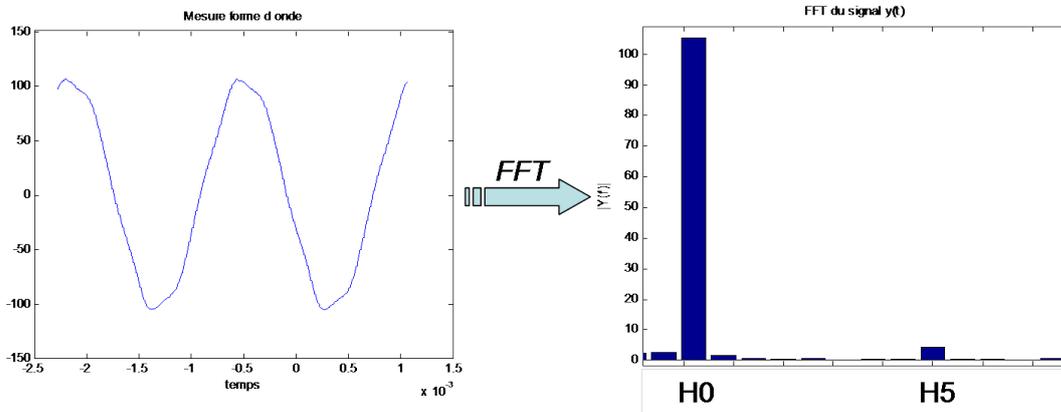


FIGURE 3.31 – Courant de ligne ( $I_i$ ) et FFT pour un essai sur charge purement résistive

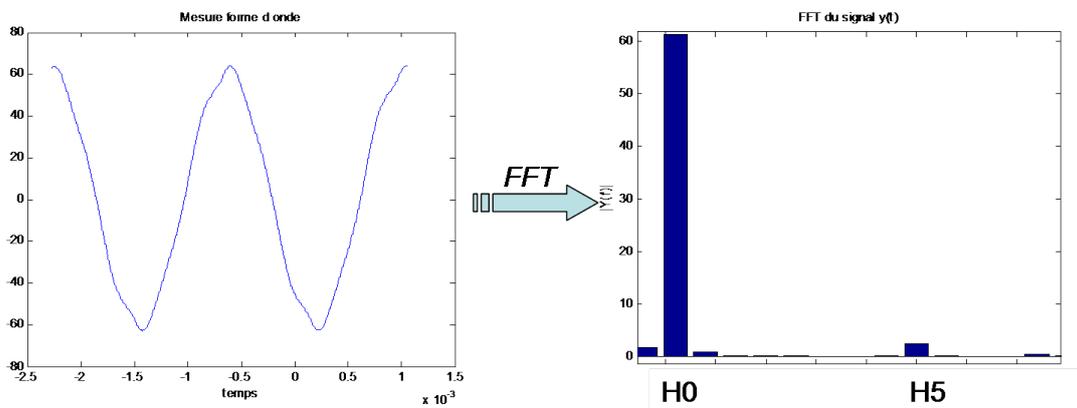


FIGURE 3.32 – Courant dans les résistances ( $I_{jr}$ ) et FFT pour un essai sur charge purement résistive

Nous présentons maintenant l'allure de ces mêmes signaux ( $U$ ,  $I_j$  et  $I_i$ ), ainsi que leur FFT, mais cette fois-ci pour un fonctionnement classique (sur redresseur).

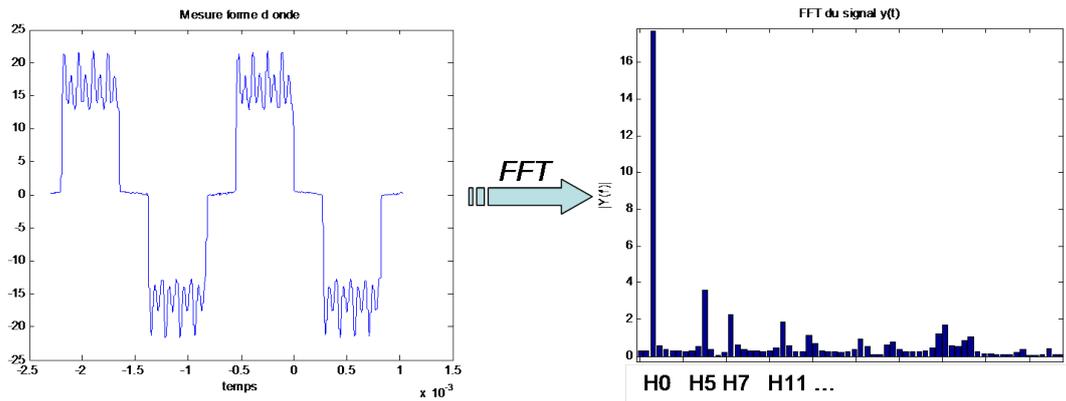


FIGURE 3.33 – Tension entre phase (U) et FFT pour un essai sur redresseur

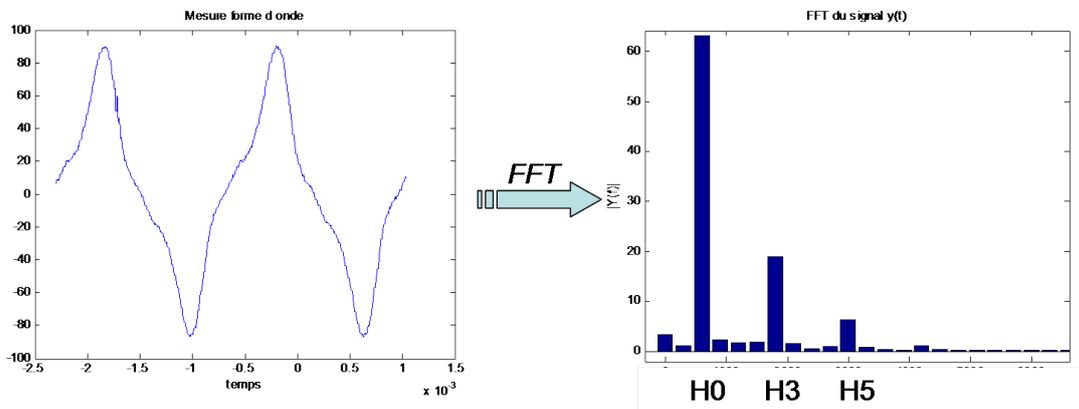


FIGURE 3.34 – Courant par phase ( $I_j$ ) et FFT pour un essai sur redresseur

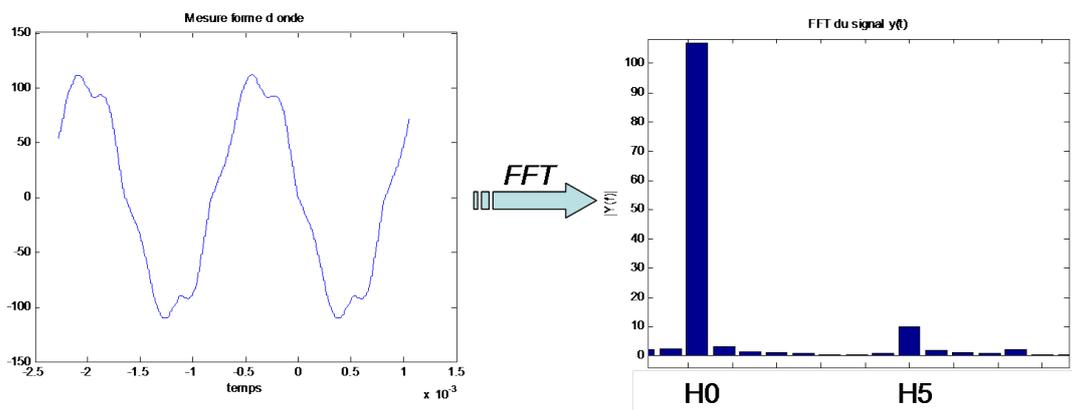


FIGURE 3.35 – Courant de ligne ( $I_i$ ) et FFT pour un essai sur redresseur

On constate ainsi que :

- Le courant dans les enroulements ( $I_j$ ) comporte une harmonique de rang 3 égale à 30% de l'amplitude du fondamentale (cf. Figures 3.30 et 3.34).

- Le courant qui circule dans les résistances ne possède pas cette harmonique 3 qui va rester dans le triangle (cf. section 3.4.3)(cf. Figure 3.32).
- L'harmonique de rang 5 se retrouve au niveau du courant de ligne et ne reste pas dans le triangle (poursuivre jusqu'au rang 5 les calculs analytiques réalisés précédemment (section 3.4.3))(cf. Figures 3.31 et 3.35).
- Lors d'un fonctionnement sur redresseur, cette harmonique 3 a la même amplitude (pour une puissance donnée) que lors d'un fonctionnement sur résistances. Le redresseur n'a d'influence que sur l'harmonique de rang 5, qui est environ 2 fois supérieur lors d'un fonctionnement sur redresseur (3A contre 7A)(cf. Figures 3.30 et 3.34).
- Le redresseur introduit un fort taux d'harmoniques sur la tension entre phase (par rapport à l'essai sur charge résistive)(cf. Figure 3.33).

L'étude harmonique du courant ( $i_j$ ) dans les enroulements montre une faible différence entre le cas où la machine débite sur le redresseur et celui où elle débite directement sur la charge purement résistive.

Cela dit, une même étude pourra être réalisée pour des vitesses de rotation plus faibles (où les pertes fer sont moins importantes), mais où le signal  $i_j$  sera plus impacté par la présence du redresseur. La figure ci-après illustre l'influence du redresseur sur les courants dans l'alternateur pour une vitesse de 1800tr/min et un courant débité dans la batterie de 80A.

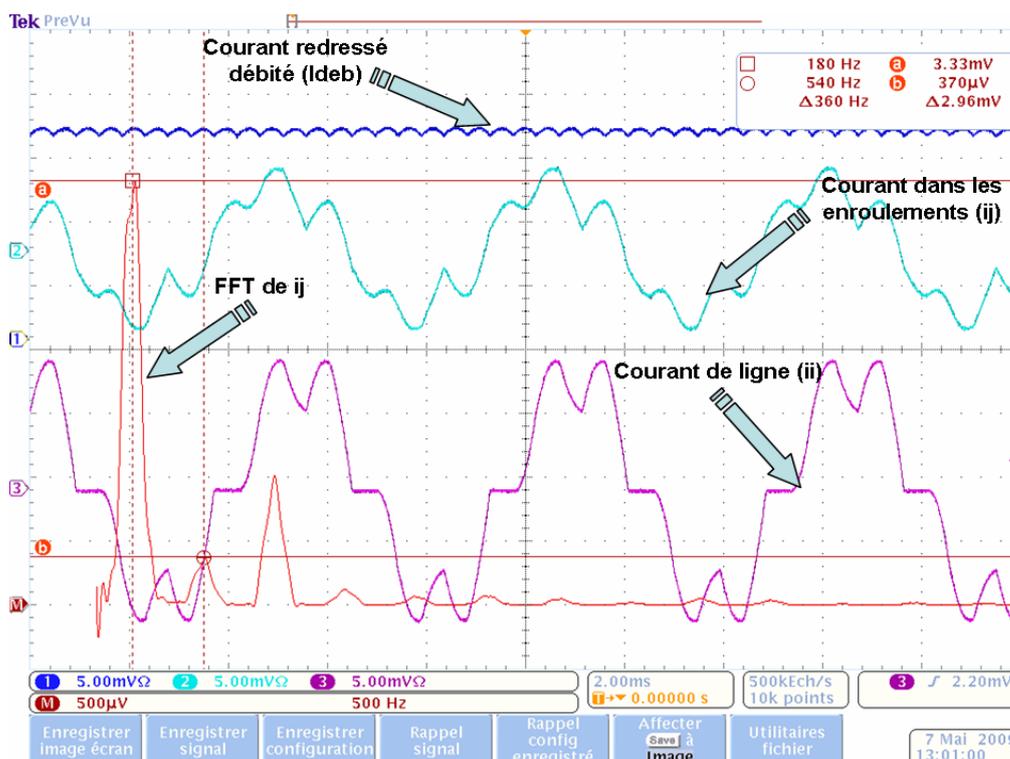


FIGURE 3.36 – Influence du redresseur à 1800tr/min

On constate ainsi qu'à plus faible vitesse, le courant  $i_j$  présente un taux de distorsion harmonique plus important qu'au cours des essais réalisés à hautes vitesses.

### **3.5.4 Conclusion partielle sur l'influence du redresseur**

Au cours de cette étude, nous avons pu déterminer les pertes fer dans la machine pour 4 points de fonctionnement. Les résultats de pertes fer déterminés montrent que le redresseur n'a pas ou peu d'influence sur la propagation des pertes fer dans la structure (pour les points de fonctionnement considérés).

En effet, l'étude harmonique du courant dans les enroulements du stator souligne la similitude de ce signal au cours des 2 essais et explique les résultats obtenus en ce qui concerne l'évolution de pertes fer dans la machine.

## 3.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons :

- Mis en évidence l'importance des pertes fer dans la machine à griffes.
- Montré l'influence du couplage statorique sur l'évolution de ces pertes dans la machine. Selon le point de fonctionnement, ce gain est compris entre 30W et 50W (cf. Figure 3.16). Cela dit, pour de forts courants d'excitation, ce gain en pertes fer engendré par un couplage triangle est compensé par les pertes Joule supplémentaires engendrées par ce même couplage (cf. Figure 3.17).
- Montré que les éléments finis sont peu précis en ce qui concerne le calcul des courants circulant.
- Quantifié les pertes Joule supplémentaires apportées par un couplage triangle. Ces pertes sont essentiellement liées à l'harmonique 3 du courant dans les enroulements (ij). L'amplitude de cette harmonique est de 18A en fonctionnement "plein champ" (cf. figure 3.14), ce qui correspond à 33% de la valeur du fondamental (cf. figure 3.15) et engendre 50W de pertes Joules supplémentaires par rapport à un couplage étoile.
- A l'aide d'une association étude expérimentale et éléments finis, pu aboutir à une première répartition de pertes fer stator/rotor à vide dans la machine. Nous avons ainsi montré que les pertes fer au rotor sont 2 fois supérieures aux pertes fer au stator à faible vitesse (cf. Figure 3.19). A grande vitesse, les pertes fer rotor sont moins importantes qu'au stator mais contribuent à une part importante des pertes fer globales (environ 150W, cf. Figure 3.20).
- Etudié le faible impact du redresseur sur l'évolution des pertes fer pour les points de fonctionnement considérés.

# Chapitre 4

## Proposition d'une nouvelle structure

### Sommaire

---

<b>4.1</b>	<b>Introduction</b>	<b>91</b>
<b>4.2</b>	<b>Cahier des charges de l'alternateur "A"</b>	<b>91</b>
<b>4.3</b>	<b>Structure retenue et premier dimensionnement</b>	<b>93</b>
4.3.1	Introduction	93
4.3.2	Dimensionnement analytique	94
4.3.3	Barrière de flux au rotor	94
4.3.3.1	Validation du concept par plans d'expériences	95
4.3.4	Interprétation des résultats du plan	97
4.3.4.1	Conclusion	99
<b>4.4</b>	<b>Optimisation de la structure</b>	<b>99</b>
4.4.1	Dimensionnement du pont magnétique	99
4.4.2	Détermination du nombre optimal de paires de pôles	101
4.4.3	Optimisation par plans d'expériences	104
4.4.4	Machine proposée	108
<b>4.5</b>	<b>Détermination des performances de la structure</b>	<b>109</b>
4.5.1	Hypothèses utilisées	109
4.5.2	Modèle de pertes	111
4.5.3	Calcul des paramètres du modèle	112
4.5.4	Validation des paramètres déterminés	117
<b>4.6</b>	<b>Résultats et interprétations</b>	<b>119</b>
4.6.1	Cartographie de rendement	119
4.6.2	Cartographie des différentes pertes	120
4.6.3	Rendement VDA	121
<b>4.7</b>	<b>Comparaison des performances avec une machine existante</b>	<b>122</b>
4.7.1	Comparaison des cartographies de rendement	122
4.7.2	Comparaison du rendement VDA	123
4.7.3	Comparaison de l'encombrement à iso-puissance	124
<b>4.8</b>	<b>Conclusion</b>	<b>125</b>

---

## 4.1 Introduction

Au cours du précédent chapitre, nous avons étudié les différentes pertes de la machine à griffes, et notamment les pertes fer. Cette étude a été réalisée en vue d'une meilleure compréhension de leur évolution, et ainsi concevoir une amélioration de rendement de l'alternateur par une modification de la structure existante.

Dans ce chapitre, nous abordons l'amélioration de rendement de la fonction alternateur à l'aide du dimensionnement d'une structure originale, pour ce type d'application.

Le choix du dimensionnement de cette structure découle des études de pertes présentées dans les précédents chapitres.

Ce dernier chapitre décrit ainsi le dimensionnement d'une nouvelle structure, permettant d'espérer une réduction substantielle des pertes par rapport aux machines existantes.

Nous proposons de décomposer ce chapitre de la manière suivante :

- Nous présentons tout d'abord le cahier des charges de l'alternateur à dimensionner, avec les principales caractéristiques transmises par l'industriel.
- Nous décrivons dans un second temps la machine proposée.
- Nous présentons ensuite une première analyse permettant d'évaluer la pertinence des choix effectués, et réalisons une étude de sensibilité de certains paramètres de construction.
- Sur la base de plans d'expériences et d'un cahier des charges spécifique, nous traitons de manière dissociée le choix du nombre de paires de pôles (paramètre discret) et le dimensionnement des éléments géométriques et électriques.
- Sur la machine ainsi dimensionnée, nous établissons un schéma équivalent analytique, permettant d'obtenir une première évaluation des performances énergétiques de l'alternateur.
- Enfin, dans une dernière partie, nous comparons les estimations de performances de la machine proposée avec celles d'une machine similaire actuellement en production (l'alternateur "A").

Les modèles de pertes et modèles analytiques présentés dans ce chapitre ont été détaillés dans les précédentes parties. Nous introduisons donc uniquement les différences de modélisation liées à la structure de la machine dimensionnée.

## 4.2 Cahier des charges de l'alternateur "A"

Le cahier des charges transmis est basé sur celui d'un alternateur "A" de forte puissance développé chez Valeo. L'objectif étant à la fin de cette étude de pouvoir comparer les performances de la machine développée avec la machine existante.

Il est à noter que les contraintes transmises ont évoluées au cours de cette étude.

- . Dans un premier temps, le cahier des charges nous impose 2 puissances à fournir pour les 2 points de fonctionnement dimensionnants de la machine :
  1. 2kW à 1800tr/min (soit 150A débité dans la batterie)
  2. 3,5kW à 6000tr/min (soit 250A débité dans la batterie)

Ces puissances sont à fournir sous une tension batterie de 13,7V.

La Figure 4.1 illustre ce cahier des charges.

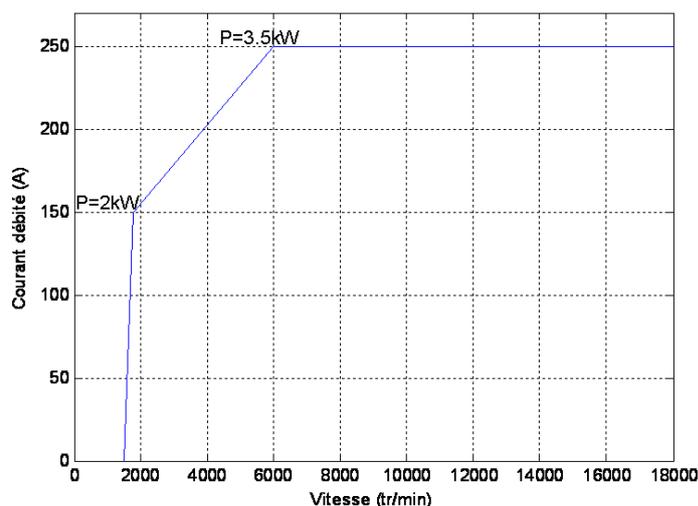


FIGURE 4.1 – Courbe de débit caractéristique de l'alternateur

Les autres contraintes de ce cahier des charges sont données ci-dessous :

- Densité de courant rotorique maximum :  $6\text{A}/\text{mm}^2$
- Densité de courant statorique maximum :  $20\text{A}/\text{mm}^2$
- Diamètre extérieur : 137mm
- Courant d'excitation maximum :  $I_{rmax}=5\text{A}$
- Redressement par pont de diodes :
  - . Résistance passante de la diode  $R_{dson} = 0,68\text{m}\Omega$
  - . Résistance bloquée de la diode  $R_{dsoff} = 10\text{k}\Omega$
  - . Tension seuil de la diode  $V_{ds} = 0,55\text{V}$

Ces caractéristiques de diodes sont rappelées en Annexe E.

- . Dans un deuxième temps, cette étude doit être réalisée pour un encombrement fixé :
  - Une longueur paquet de 60mm (longueur correspondant à la longueur dite "utile" de la machine, c'est-à-dire la longueur de fer du stator) et un diamètre extérieur de 137mm. Cette machine ainsi dimensionnée est comparée ensuite avec l'alternateur "A".

Les figures ci-après regroupent les dimensions géométriques des deux machines (la machine que nous devons dimensionner (Figure 4.2) et l'alternateur "A" (Figure 4.3) :

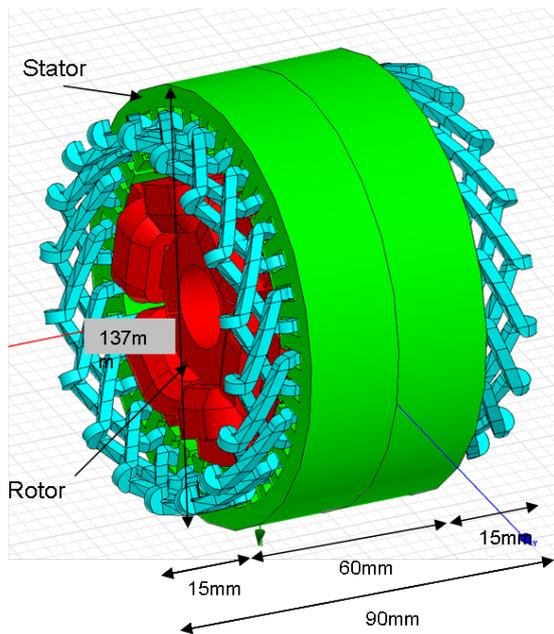


FIGURE 4.2 – Dimensions de la machine étudiée

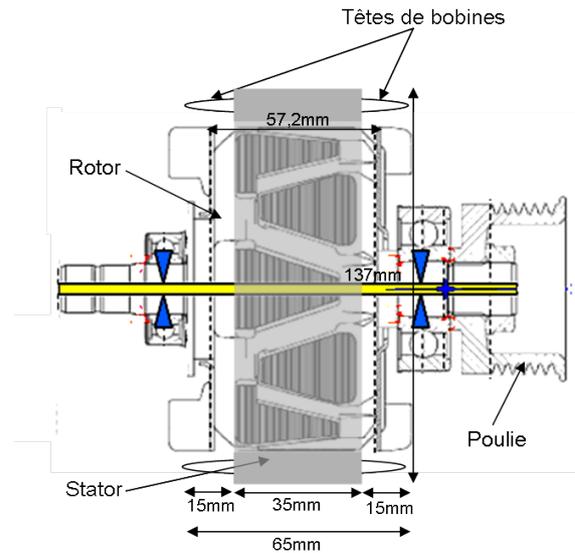


FIGURE 4.3 – Dimensions d'une machine de puissance similaire (alternateur "A")

## 4.3 Structure retenue et premier dimensionnement

### 4.3.1 Introduction

A la lumière des résultats observés dans les précédents chapitres, nous avons orienté notre choix de structure vers une machine présentant un trajet du flux en 2 dimensions, et un nombre de paires de pôles moins important.

Ce premier choix provient du fait que dans une machine à griffes, le flux évolue selon un trajet en trois dimensions. Ce trajet selon un axe  $z$  (axial) engendre des courants de Foucault dans le sens du laminage des tôles, et donc des pertes supplémentaires.

D'autre part, le rotor n'étant composé que de pièces massives (cf. Figure 4.4), aucune "barrière" ne va s'opposer à la propagation des courants de Foucault dans l'épaisseur dite de peau du matériau.

La deuxième remarque (réduction du nombre de paires de pôles), provient du fait que les pertes fer sont proportionnelles à la fréquence de fonctionnement de la machine (cf. Equation 1.3). Donc, si on diminue le nombre de paires de pôles de la machine, on diminue la vitesse électrique ( $\omega_{el} = p * \omega_{Meca}$ ) et donc la fréquence de fonctionnement.

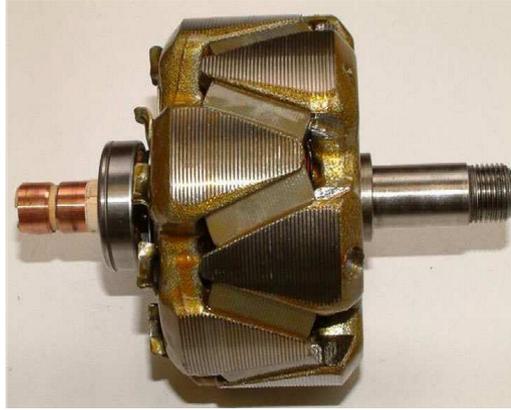


FIGURE 4.4 – Rotor d'une machine à griffes avec aimants interpolaire

A la suite de cette analyse, nous orientons notre étude sur une machine synchrone à rotor bobiné.

### 4.3.2 Dimensionnement analytique

Ce dimensionnement est réalisé à l'aide d'un logiciel (à base de réseaux de réluctances) développé au sein du L.E.C (Laboratoire d'Electromécanique de Compiègne). Il s'appuie sur une modélisation analytique de la machine en régime linéaire avec des contraintes sur les niveaux d'induction, de densité de courant...

Le choix de ce type de machine est basé sur la caractéristique de trajet en 2D du flux, ainsi que sur la possibilité d'injecter un nombre d'Ampères-tours important par pôle. Cette caractéristique nous permet de réduire ce nombre de paires de pôles, et donc la fréquence de fonctionnement.

En effet, le courant débité par la machine dépend de la F.E.M générée.

Plusieurs possibilités existent pour augmenter cette F.E.M ( $E$ ) pour une vitesse donnée (cf. Equation 4.1) :

- Augmenter le nombre de spires par phase de la machine ( $N_s$ )
- Augmenter le nombre de paires de pôles ( $1/dt$ )
- Augmenter l'amplitude du flux par pôle  $\phi$  (donc le nombre d'ampère-tours)

$$E = N_s * d\phi/dt \quad (4.1)$$

### 4.3.3 Barrière de flux au rotor

Dans le but de pouvoir améliorer les performances de cette structure, nous cherchons à compléter l'excitation électrique par une excitation magnétique. Pour cela, nous étudions une structure dite à double excitation avec implantation d'aimants dans une structure à concentration de flux.

Afin d'éviter que le flux ne se reboucle directement par le rotor, nous associons à cette implantation d'aimants interpolaire une barrière de flux permettant de canaliser le flux généré par les aimants vers le stator.

Cette structure devenant relativement complexe pour être modélisée finement de manière analytique (par réseaux de réluctances), nous optons pour une étude par EF (cf. Figure 4.6).

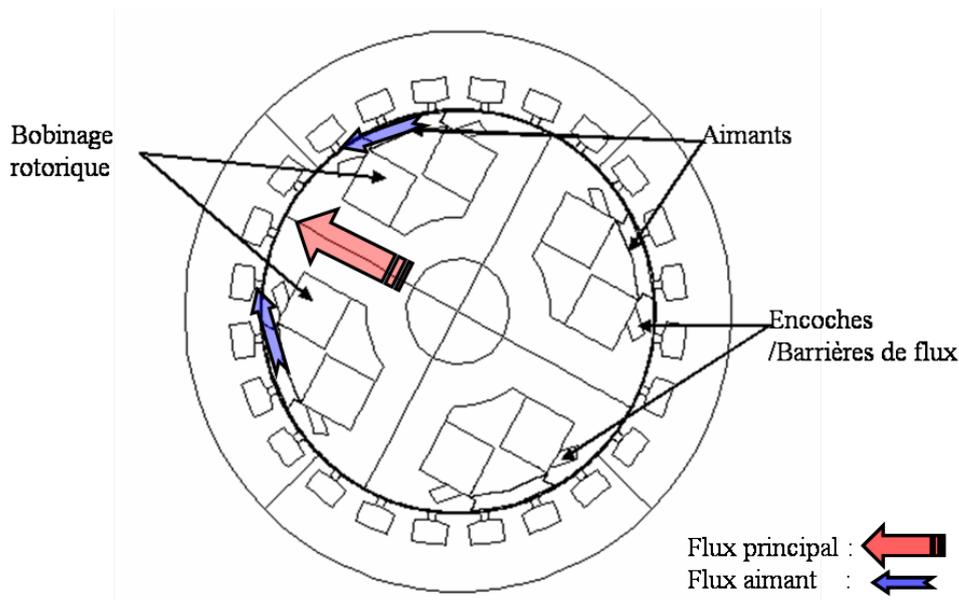


FIGURE 4.5 – Géométrie de la machine pour l'étude de l'influence de la barrière de flux

La géométrie représentée Figure 4.6 provient du logiciel de dimensionnement analytique, à laquelle nous ajoutons des aimants interpolaire et une barrière de flux. Cet ajout est réalisé sans aucune autre modification de la géométrie. Elle constitue donc le modèle initial nécessaire à l'optimisation présentée dans la suite du chapitre.

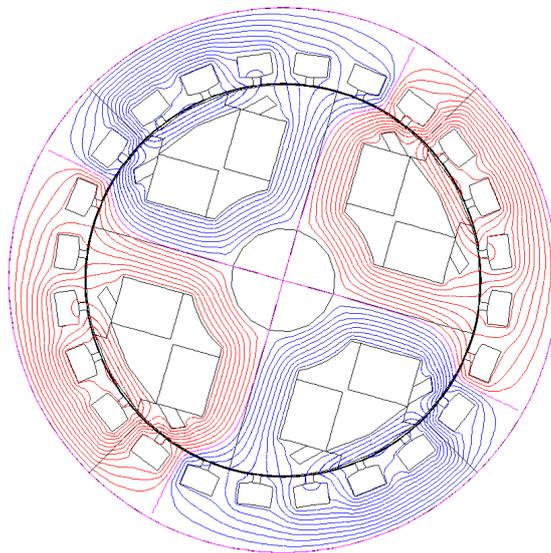


FIGURE 4.6 – Lignes de champs dans la machine

L'étude de l'influence éventuelle de cette barrière de flux sur le courant débité par la machine constitue la suite de notre travail.

#### 4.3.3.1 Validation du concept par plans d'expériences

La méthode des plans d'expériences est une méthode qui consiste à établir un plan d'expérimentation, comportant le minimum d'expériences compte tenu des résultats souhaités. Ce plan

d'expérimentation est choisi de telle manière qu'il assure une "précision" connue, en général la meilleure possible.

Nous allons définir le vocabulaire employé :

- **Facteur**(Entrée)  
Un facteur est une variable, ou un état, qui agit sur le système étudié. Un facteur peut être de type continu (température, mesure d'une longueur), ou discret (nombre de paires de pôles), voir qualitatif (par exemple un type de tôle).
- **Réponse**(Sortie)  
La réponse du système est la grandeur que l'on mesure pour connaître l'effet des facteurs sur le système. La réponse peut être de type quantitatif ou qualitatif.
- **Facteur influent**  
Un facteur influent est un facteur qui, lorsqu'il est modifié, a une influence statistiquement non négligeable sur la réponse du système. Evidemment, un facteur non influent sera un facteur qui sera considéré comme n'ayant aucun effet sur la réponse du système.
- **Niveaux d'un facteur**  
Les niveaux d'un facteur indiquent les valeurs que prend ce facteur au cours des essais.

Les deux principales utilisations de la méthode des plans d'expériences sont :

- **La technique du Screening**  
Dans ce cas, on cherche à déterminer les facteurs influents. Cette étude va nous conduire implicitement à une simplification du problème. On va chercher pourquoi la réponse varie, et en fonction de quels facteurs. Cette étude repose sur une hypothèse de variation linéaire de la sortie entre 2 états.
- **La méthodologie des Surfaces de réponses**  
Les variations de la réponse sont calculées en fonction des facteurs jugés précédemment influents. Cette étude est davantage quantitative, le but étant de déterminer comment la réponse varie.

Afin de connaître l'influence éventuelle de la barrière de flux sur la réponse, nous utilisons la technique du Screening.

Lors de la réalisation de ce plan d'expériences, nous étudions le comportement de la sortie lors de l'évolution de 3 facteurs. Chaque facteur évolue d'un état bas à un état haut, ce qui nous conduit à la réalisation d'un plan de 3 facteurs à 2 niveaux, soit 8 simulations.

On rappelle que le dimensionnement d'un alternateur automobile est régi par 2 points de fonctionnement (à 1800tr/min et à 6000tr/min) pour un courant d'excitation ( $I_r$ ) maximum (fonctionnement dit "plein champ"), cf. Figure 4.1.

Nous réalisons cette étude pour ces 2 points de fonctionnements. Ce travail est réalisé à l'aide d'un logiciel éléments finis (E.F). A chaque fois, la réponse relevée est le courant débité par la machine dans la batterie ( $I_{deb}$ ) et les facteurs étudiés sont les suivants (cf. Figure 4.7) :

- Hauteur d'entrefer (Ent)
- Position de l'encoche par rapport au bord du pôle (Penc)
- Epaisseur de l'aimant (Aim)

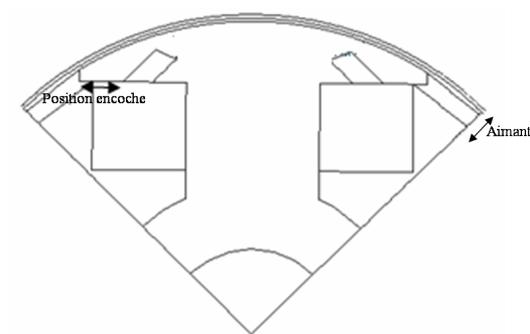


FIGURE 4.7 – Facteurs étudiés

Dans chaque cas, on travaille dans le domaine de variation suivant :

Facteur	Description	Etat bas (0)	Etat haut (1)
Ent	Hauteur d'entrefers	0.325mm	0.650mm
Aim	Hauteur d'aimant	2mm	4mm
Penc	Position de l'encoche	4.5mm	8.5mm

TABLE 4.1 – Descriptif des facteurs étudiés

Le choix des bornes est issu de la connaissance de "l'homme de l'art", à l'aide de valeurs observées sur l'alternateur "A". On obtient ainsi les plans et les vecteurs de réponses suivants, pour les 2 vitesses considérées :

Penc	Aim	Ent	Penc(mm)	Aim(mm)	Ent(mm)	$I_{deb1800}$ (A)	$I_{deb6000}$ (A)
0	0	0	4.5	2	0.325	204	224
0	0	1	4.5	2	0.650	200	224
0	1	0	4.5	4	0.325	215	226
0	1	1	4.5	4	0.650	204	225
1	0	0	8.5	2	0.325	170	226
1	0	1	8.5	2	0.650	166	225
1	1	0	8.5	4	0.325	175	225
1	1	1	8.5	4	0.650	168	225

TABLE 4.2 – Plans réalisés

Ces 2 vecteurs de réponses ainsi obtenus nous permettent de comprendre l'influence de chacun des facteurs sur la variation de la sortie, pour les 2 vitesses considérées.

#### 4.3.4 Interprétation des résultats du plan

Cette interprétation peut être réalisée sous forme de plusieurs graphiques qui permettent d'observer l'effet des facteurs sur la sortie.

La première forme de visualisation consiste en une représentation sous forme d'histogramme de l'influence de chacun des facteurs sur la sortie (Figures 4.8 et 4.9).

Cette visualisation peut être complétée par l'étude du couplage entre ces facteurs sur la sortie ou bien encore en obtenant une représentation statistique de cette influence (graphique de Daniel, Figures 4.10 et 4.11)[VIVIER, 2002].

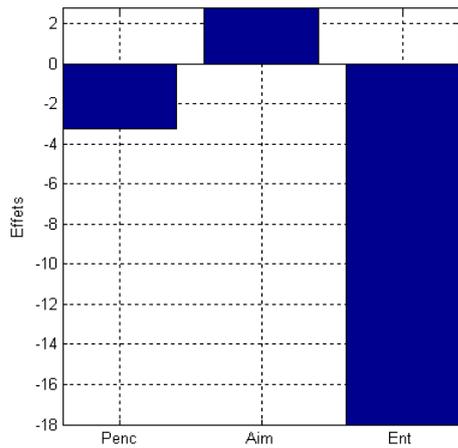


FIGURE 4.8 – Effets de la variation des différents facteurs à 1800tr/min

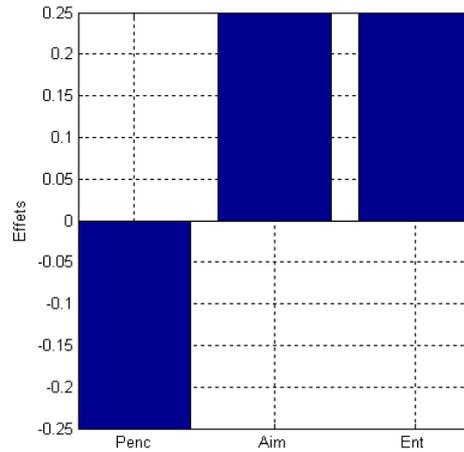


FIGURE 4.9 – Effets de la variation des différents facteurs à 6000tr/min

On voit ainsi (cf. Figure 4.8) que les facteurs les plus influents sont :

- La hauteur d'entrefer (comme on pouvait le prévoir, plus celui-ci est faible, et plus le courant débité est important).
- La position de l'encoche sur le pôle (plus l'entaille est située près de l'aimant et plus elle est positivement influente sur le courant débité). Cette constatation provient du fait que la zone laissée pour le passage du flux de l'aimant est plus faible, donc sature plus tôt et canalise davantage le flux vers le stator.

La Figure 4.9 illustre ces effets à 6000tr/min. On constate qu'à cette vitesse, la réaction magnétique d'induit étant importante, la variation des différents facteurs n'a que peu d'influence sur la sortie (il est à noter que l'échelle entre ces 2 figures n'est pas la même).

Une autre manière de visualiser l'importance de la variation des différents facteurs sur la sortie, consiste en une interprétation statistique de ces résultats.

Cette dernière interprétation est réalisée à l'aide d'un graphique appelé graphe de Daniel ou half normality plot (Figures 4.10 et 4.11). Cette approche est basée sur une hypothèse de variation selon une loi normale des variables de bruit.

Ainsi, comme l'axe des ordonnées est gradué selon une échelle gaussienne (de la forme  $e^{-x^2}$ ), l'ensemble des variations des facteurs faisant évoluer la sortie selon une variation de type gaussien sera situé sur une droite. Ces facteurs pourront alors être considérés comme ayant une influence négligeable sur la sortie (car provoquant une variation de la sortie assimilable à du bruit).

Sur ce graphe, pour des raisons de lisibilité, les noms des différents facteurs ont été remplacés par des lettres, selon la correspondance suivante :

Nom de la variable	Penc	Aim	Ent
Lettre correspondante sur le graphe	a	b	c

TABLE 4.3 – Correspondance entre les variables utilisées

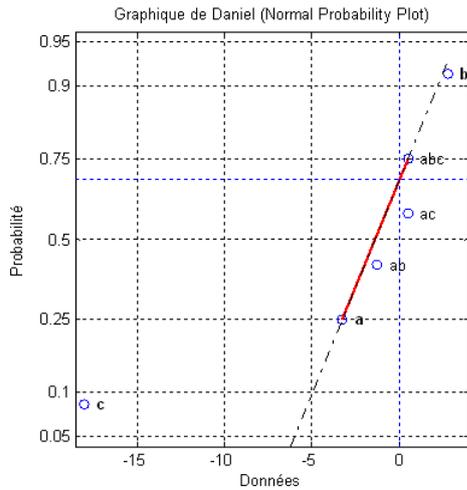


FIGURE 4.10 – Graphique de Daniel à 1800tr/min

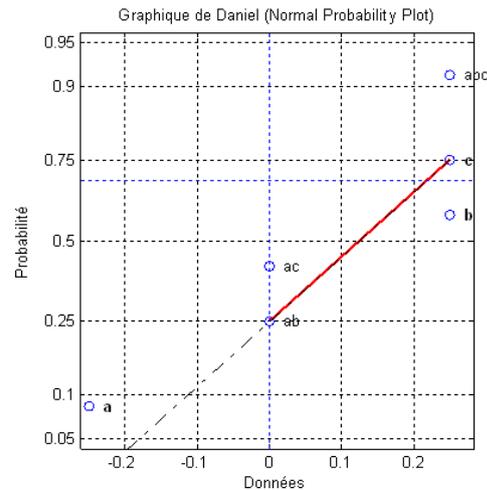


FIGURE 4.11 – Graphique de Daniel à 6000tr/min

Sur ces 2 graphes, on retrouve les constatations réalisées précédemment, à savoir :

- . A 1800tr/min, le facteur le plus influent est l'entrefer. Son influence est telle que sur ce graphe, la position de l'encoche et la hauteur de l'aimant deviennent alors assimilables à du bruit.
- . A 6000tr/min, les facteurs a et b ne se situent plus sur la droite correspondant aux facteurs ayant un effet négligeable sur les variations de la sortie. A cette vitesse, les facteurs a et b sont tout aussi influents (voir même plus influents) que la hauteur d'entrefer (l'échelle entre les 2 figures n'est pas la même).

#### 4.3.4.1 Conclusion

Cette étude nous permet de montrer l'intérêt de l'implantation d'une barrière de flux au rotor dans le cadre de l'étude d'une structure à double excitation de type concentration de flux.

Ce travail nous permet aussi d'illustrer la complémentarité entre une étude analytique et une étude par plans d'expériences.

En effet, il nous aurait été difficile de démontrer de manière analytique l'influence de cette barrière de flux sur le courant débité par la machine, tout comme il nous aurait été difficile de dimensionner uniquement une machine par plans d'expériences. Dans la suite de notre travail, nous utilisons ainsi la complémentarité entre ces 2 types de modélisations.

## 4.4 Optimisation de la structure

### 4.4.1 Dimensionnement du pont magnétique

Pour ce premier calcul de Résistance Des Matériaux (RDM), on considère que toute la masse apportée par l'aimant, la tôle et le cuivre du bobinage rotorique est ramenée au point de cisaillement (cf. parties hachurées sur la Figure 4.12) :

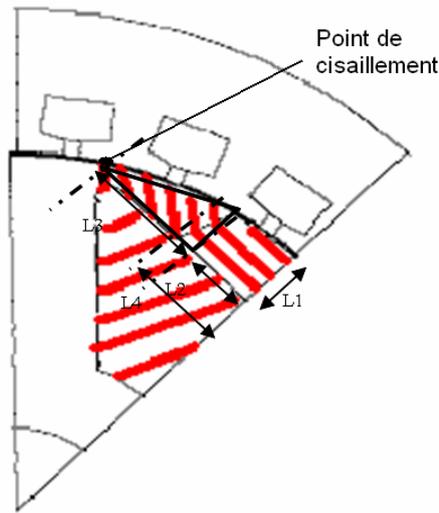


FIGURE 4.12 – Illustration du calcul de RDM

Une fois les valeurs de ces différentes forces déterminées, on se reporte à la résistance mécanique (en  $N/mm^2$ ) de la tôle utilisée (cf. Annexe F.1). On trouve ainsi la surface minimale, à laquelle on applique ensuite un coefficient de sécurité.

$R_m = 420 MPa$  soit  $R_m = 420 N/mm^2$

$$S_{limite} = H_{limite} * L_{fer} = \frac{F}{R_m} \quad (4.2)$$

$$H_{limite} = \frac{F}{R_m * L_{fer}} \quad (4.3)$$

En règle générale, sur des applications industrielles, ce coefficient de sécurité est pris égal à 4.

Les simplifications réalisées, notamment la non prise en compte de la force exercée par les têtes de bobines sur le point de cisaillement nous conduisent à prendre un coefficient de sécurité égal à 6.

On doit alors avoir pour chaque configuration (2, 3 et 4 paires de pôles) une hauteur  $H_{limite}$  respectivement de : 3,3mm ; 2,4mm et 1,8mm.

Le détail de ces calculs ainsi que l'illustration de ces différentes grandeurs sont donnés Annexe F.

Dans la suite de notre travail, nous avons pris en compte la hauteur limite du pont magnétique imposée par la tenue mécanique de la machine, mais aussi la hauteur à laisser pour le passage du flux, qui est imposée par la notion de débit talon de l'alternateur.

Cette valeur de débit talon correspond au courant maximal que l'alternateur doit débiter à haute vitesse (21000tr/min) sans excitation électrique. Cette contrainte est imposée pour des raisons de sécurité de fonctionnement.

Quoi qu'il en soit, cette hauteur doit bien sûr être supérieure à la hauteur limite de tenue mécanique de cette partie de la machine.

#### 4.4.2 Détermination du nombre optimal de paires de pôles

On présente ci-après (cf. Equations 4.4, 4.5...) les relations permettant d'obtenir un ordre de grandeur de la F.E.M par phase et du courant débité par l'alternateur. Ces relations sont issues du modèle de Behn-Eschenburg (modèle relativement simple de la machine, basé sur des hypothèses de comportement linéaire du matériau magnétique, et de machine à pôles lisses). Le modèle d'une phase selon Behn-Eschenburg et le diagramme vectoriel associé sont rappelés Figures 4.13 et 4.14

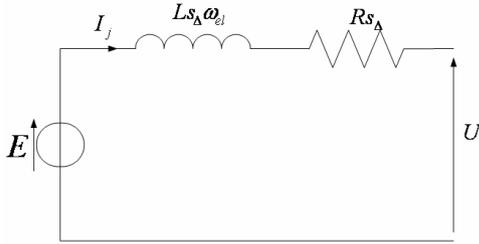


FIGURE 4.13 – Modèle ramené à un schéma monophasé équivalent

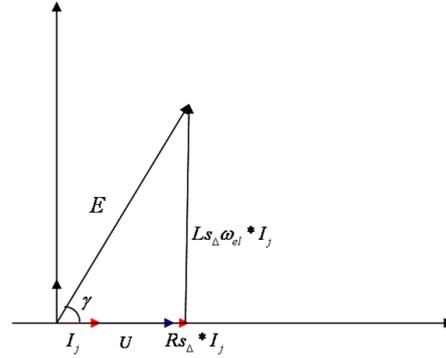


FIGURE 4.14 – Diagramme vectoriel de Behn-Eschenburg pour un fonctionnement sur pont de diodes

Nous rappelons les équations issues de ce modèle :

$$\bar{I}_j = \frac{\bar{E} - \bar{U}}{R_s + jL_s\omega_{el}} \quad (4.4)$$

$$\bar{E} = N_s * \omega_{el} * \bar{\phi} \quad (4.5)$$

$$\bar{E} = N_s * p * \omega_{meca} * \bar{\phi} \quad (4.6)$$

$$\bar{I}_j = \frac{N_s * p * \omega_{meca} * \bar{\phi} - \bar{U}}{R_s + j * L_s * p * \omega_{meca}} \quad (4.7)$$

On voit ainsi (Equation 4.6) que la F.E.M est proportionnelle au nombre de spires par phase stator et au nombre de paires de pôles de la machine.

Si on travaille à 2 spires par pôle et par phase au stator (avec 2 encoches par pôle et par phase, cf. Figure 4.15), l'augmentation du nombre de paires de pôles va donc provoquer une augmentation du nombre de spires par phase de la machine.

Il est donc nécessaire de trouver un compromis entre le nombre de paires de pôles de la machine, l'augmentation de la résistance stator engendrée par cette augmentation, la place laissée au rotor pour injecter les ampères-tours, et la surface des pôles correspondant.

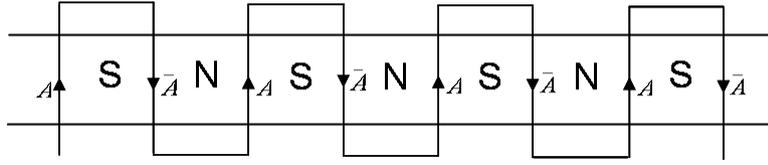


FIGURE 4.15 – Illustration du bobinage d'un système triphasé de l'alternateur pour une machine 4 paires de pôles (1 spire par pôle et par phase)

Les dimensions géométriques retenues pour les machines à 3 et 4 paires de pôles sont issues du dimensionnement analytique de la MRB à 2 paires de pôles. L'augmentation du nombre de paires de pôles de la machine va permettre de réduire la hauteur de culasse stator, ainsi que la largeur des pieds de pôles et la hauteur de culasse rotor.

Dans un premier temps, nous avons multiplié par  $\frac{2}{3}$  les dimensions géométriques (largeur de pieds de pôles et hauteur de culasses stator et rotor) lors du passage d'une machine à 2 paires de pôles à une machine à 3 paires de pôles (cf. Equations 4.8 et 4.9).

Ce facteur provient du fait que si nous travaillons à iso Ampères-tours rotor afin de comparer ces différentes structures, on a NI Ampères-tours total au rotor, donc :

- Pour une machine à 2 paires de pôles, ce nombre est à diviser par 4 pour obtenir le nombre d'Ampères-tours par pôle.
- Lors du passage à 3 paires de pôles, le nombre d'Ampère-tours par pôle sera alors :  $NI_{tot}/6$ .

On trouve un rapport 2/3 (diminution d'un tiers du flux par pôle) utilisé pour passer d'une géométrie 2 à 3 paires de pôles.

Lors du passage à une machine à 4 paires de pôles, ces valeurs seront divisées par deux, par rapport à une machine à 2 paires de pôles.

$$NI_{tot} = 4 * NI_{2pp} = 6 * NI_{3pp} \quad (4.8)$$

$$NI_{3pp} = \frac{2}{3} * NI_{2pp} \quad (4.9)$$

Nous présentons dans la suite de ce document les résultats obtenus (courant débité dans la batterie,  $I_{deb}$ ), en modifiant le nombre de paires de pôles de la machine ainsi que le nombre de spires stator par pôle et par phase.

Cette étude est réalisée en fonctionnement dit "plein champ", c'est à dire pour une excitation rotorique maximum ( $I_r = 5A$ ).

Evidemment, l'augmentation du nombre de pôles de la machine nous permettra de réduire le nombre de spires stator par pôle et par phase. Les résultats de courant débité dans la batterie pour chaque vitesse (1800, 6000 et 18000tr/min) sont regroupés dans le tableau 4.4.

Lorsque la première valeur de courant simulée est trop basse, nous n'avons pas jugé utile de réaliser les simulations à plus hautes vitesses. On travaille dans la suite de l'étude à iso densité de courant rotor (critère plus réaliste).

	7 Spires	6 Spires	5 Spires	4 Spires	3 Spires	2 Spires
2PP	<i>7/270/265</i>	0	0	0	0	0
3PP		<i>150/240/247</i>	5/...	0	0	0
4PP			200/230/235	<i>100/280/290</i>	0	0
5PP				<i>180/240/245</i>	0	0
6PP				<i>150/190/195</i>	5/...	0

TABLE 4.4 – Essais simulés : Courant débité pour 3 vitesses de rotation en fonction du nombre de paires de pôles (PP) et du nombre de spires par pôle et par phase

Nous réalisons les tracés suivants correspondant aux cas en italiques dans le Tableau 4.4

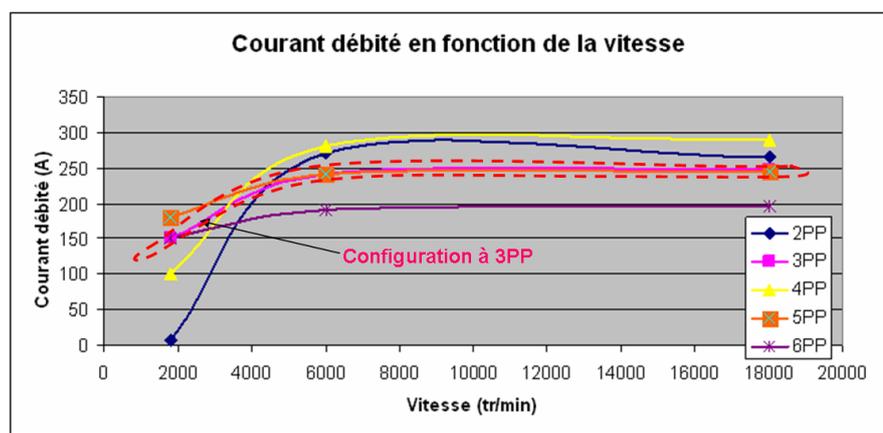


FIGURE 4.16 – Courant débité par la machine pour différentes configurations (simulations par Eléments Finis)

Ces résultats obtenus avec un redresseur double triphasé triangle, nous donnent une configuration qui semble être optimale en termes de courant débité par la machine.

Ce choix s'est fait en fonction d'un critère qui veut que le courant débité à 6000tr/min soit environ égal à 5/3 de la valeur du courant débité à 1800tr/min (critère transmis par l'industriel). Le respect de ce critère permet de pouvoir comparer directement cet alternateur avec l'alternateur de puissance similaire de la gamme Valeo.

Nous avons ensuite réalisé des calculs avec un pont double triphasé étoile afin de balayer plus de configurations possibles en termes de nombre de spires au stator.

Les résultats obtenus nous ont guidé vers une structure optimale :

⇒ **Machine 3 paires de pôles à 6 spires par pôle et par phase en couplage double triphasé triangle** (tracé "rose/carré" Figure 4.16).

Une fois la structure et les dimensions géométriques déterminées par un couplage analytique/éléments finis, nous cherchons alors à déterminer les dimensions optimales des aimants qui composent notre machine.

### 4.4.3 Optimisation par plans d'expériences

Cette optimisation est réalisée pour un seul point de fonctionnement dimensionnant ( $I_{rMax}=5A$ , Vitesse=1800 tr/min) et devra donc être réalisée par la suite pour le second point de fonctionnement dimensionnant ( $I_{rMax}=5A$ , Vitesse=6000tr/min).

Afin d'optimiser cette structure, nous cherchons à étudier l'influence de l'épaisseur et de la longueur de l'aimant.

⇒ *Epaisseur*( $e$ )

⇒ *Longueur*( $l$ )

Cette étude est menée toujours à iso-densité de courant rotor ( $6A/mm^2$ ) et pour une forme d'aimant rectangulaire (cf. Figure 4.18). Lors de la réalisation de la machine, les aimants devront être trapézoïdals (cf. Figure 4.17) afin d'éviter les problèmes de centrifugation.

Afin d'aboutir à une structure optimale, compromis entre la dimension de l'aimant et la place laissée pour injecter les ampères-tours rotor, on réalise une optimisation par plans d'expériences et tracés de surfaces de réponses.

Dans le cadre de cette optimisation, on s'intéresse au débit talon de l'alternateur. Pour cela, la hauteur de passage du flux au-dessus de l'entaille doit être calculée de manière à ne pas s'opposer au cahier des charges Valeo, et devra être plus importante que la valeur calculée dans la première partie, lors de l'étude de RDM.

Dans le cadre de ce plan d'expériences, on réalise une étude à trois niveaux. Pour chacun des facteurs, on considère trois états. Cette étape nous permet de tracer l'évolution de la réponse (courant débité) en fonction du domaine de variation des différents facteurs (cf. Tableau 4.5 et Figure 4.19).

On cherche dans un second temps à affiner notre recherche dans la zone où semble se situer l'optimum (cf. Figure 4.21).

Afin de ne pas modifier d'autres facteurs, nous conservons constant le niveau d'induction observé au-dessus de l'entaille rotor. On doit donc conserver le coefficient  $B_r/B_{sat}$  (cf. Equation 4.12) constant :

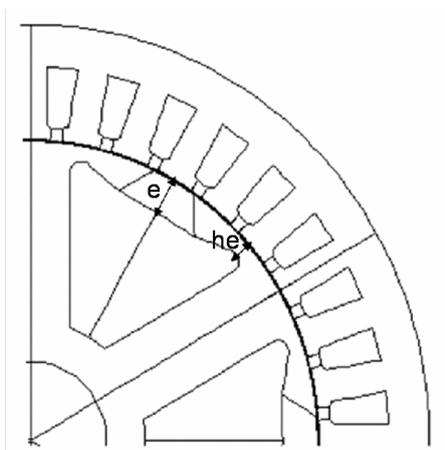


FIGURE 4.17 – Illustration du calcul de la hauteur de passage du flux

$$\phi = B_r * e * Lfer \quad (4.10)$$

$$\phi = B_{sat} * h_e * Lfer \quad (4.11)$$

$$h_e = \frac{B_r * e}{B_{sat}} = 0,6 * e \quad (4.12)$$

Avec :

- $B_r$  : Induction rémanente de l'aimant=1,17T (aimants inter griffes montés sur les alternateurs Valeo)
- $B_{sat}$  : Induction maximum de la tôle utilisée (cf. Annexe F.1)

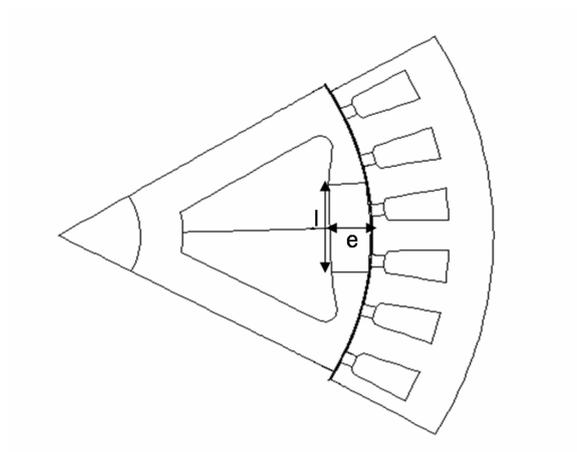


FIGURE 4.18 – Illustration des différents facteurs étudiés

On réalise un plan complet grille à 3 niveaux par facteur, on obtient à 1800tr/min :

e	l	e(mm)	l(mm)	$I_{deb}$ (Ampères)
-1	-1	3	10	117
-1	0	3	15	126
-1	1	3	20	130
0	-1	6.5	10	160
0	0	6.5	15	150
0	1	6.5	20	150
1	-1	10	10	135
1	0	10	15	125
1	1	10	20	115

TABLE 4.5 – Réponse observée

Ces résultats nous conduisent aux tracés ci-après.

Sur le tracé Figure 4.19 sont représentées :

- . La surface de réponse passant par les résultats des simulations réalisées.
- . La surface de réponse approximée par un polynôme  $P(x)$ , de la forme :  

$$P(x) = a_0 + a_1 * x(1) + a_2 * x(2) + a_{12} * x(1) * x(2) + a_{11} * x(1)^2 + a_{22} * x(2)^2$$
avec  $x(1)$  et  $x(2)$  correspondant aux facteurs  $e$  et  $l$ .

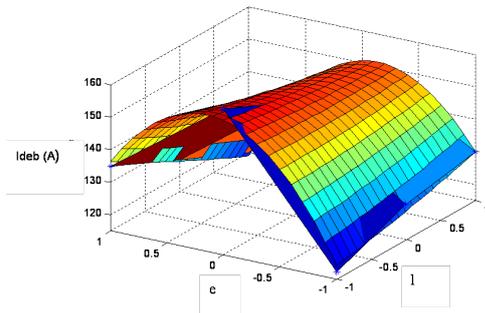


FIGURE 4.19 – Surface de réponse "réelle" et approximée

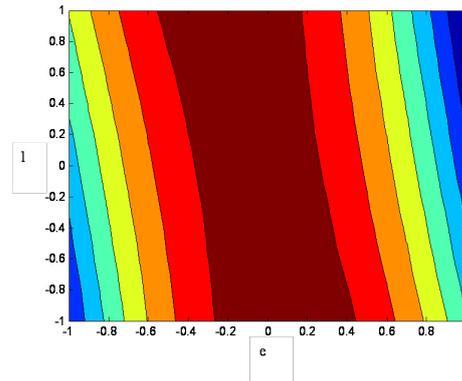


FIGURE 4.20 – Surface de réponse (Isosurface)

Le deuxième tracé (Figure 4.20) nous permet de mieux appréhender les variations de la sortie en fonction de l'évolution des différents facteurs.

Ce tracé nous donne une information sur la zone où se situent les conditions optimales. Celles-ci semblent se situer sur une frontière, pour  $l$  au niveau bas ( $l=10\text{mm}$ ).

Afin de vérifier l'évolution de la sortie en fonction de la longueur de l'aimant, nous procédons à la réalisation d'un deuxième plan d'expériences dans la zone définie ci-dessous :

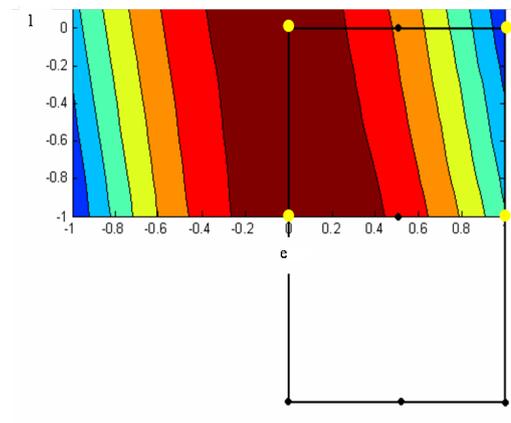


FIGURE 4.21 – Zoom sur l'isosurface où semble se situer l'optimum

La réalisation de ce deuxième plan d'expériences nous permet de récupérer des simulations déjà réalisées (en jaune sur la Figure 4.21). Pour la longueur de l'aimant, la borne inférieure ne peut être atteinte pour des raisons magnétiques.

En effet, si la longueur de l'aimant devient inférieure à la longueur d'une dent statorique, on aura alors de nombreuses fuites au niveau de l'aimant (lignes de flux qui vont se reboucler directement dans une dent).

On prendra donc comme borne inférieure une longueur d'aimant de 7mm. Ce choix influera sur l'optimalité du plan d'expériences, mais nous permettra de conserver 4 simulations déjà effectuées. On relève alors le vecteur de réponses suivant (toujours à 1800tr/min) :

e	l	e(mm)	l(mm)	$I_{deb}$ (Ampères)
-1	-1	6.5	7	115
-1	0	6.5	10	<i>160</i>
-1	1	6.5	15	<i>150</i>
0	-1	8.25	7	160
0	0	8.25	10	150
0	1	8.25	15	145
1	-1	10	7	145
1	0	10	10	<i>135</i>
1	1	10	15	<i>125</i>

TABLE 4.6 – Réponse observée

Les valeurs en italique dans le Tableau 4.6 correspondent aux simulations déjà effectuées.

Ces valeurs nous conduisent aux tracés ci-après. Comme réalisé précédemment, nous avons représenté le tracé de la surface de réponse passant par les résultats des différentes simulations, ainsi que la surface obtenue par l'approximation de cette réponse à l'aide d'un polynôme  $P(x)$ .

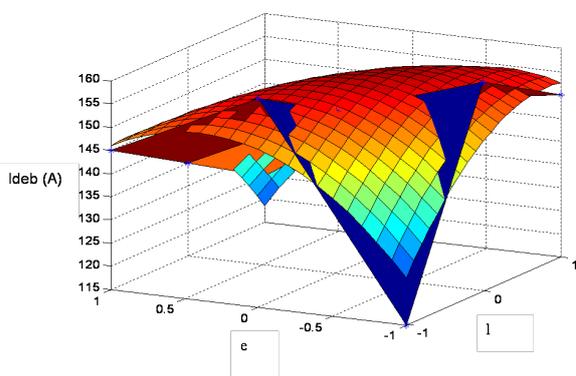


FIGURE 4.22 – Deuxième surface de réponse "réelle" et approximée

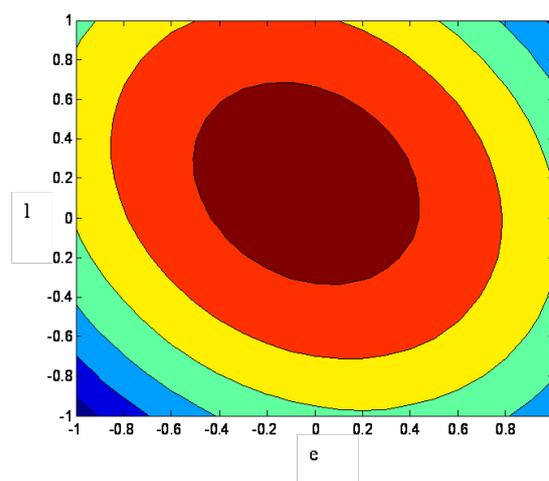


FIGURE 4.23 – Surface de réponse (Isosurface de la zone d'optimum trouvée)

Ces 2 tracés soulignent :

- . L'erreur d'approximation importante pour les réponses correspondants aux cas  $(e^-, l^0)$  et  $(e^0, l^-)$  (cf. Figure 4.22)
- . La mauvaise interprétation (liée à la non optimalité du plan) qui peut en découler (cf. Figure 4.23), puisque l'approximation réalisée renvoie alors une zone optimale pour le cas  $(e^0, l^0)$ .

Après analyse des résultats obtenus par ces plans d'expériences, nous aboutissons aux dimensions géométriques de l'aimant suivantes (à 1800tr/min) :

⇒ Longueur : 7mm

⇒ *Epaisseur* : 8,25mm

La connaissance de l'ensemble des paramètres électriques et géométriques de la machine, nous permet à présent de tracer la cartographie de rendement de l'alternateur.

#### 4.4.4 Machine proposée

Nous présentons dans cette partie deux cartographies d'induction (Figures 4.24 et 4.26) de la machine ainsi que le tracé du courant débité par la machine pour les deux points de fonctionnement dimensionnants ( $I_{rMax}$  à 1800tr/min et à 6000tr/min)(Figures 4.25 et 4.27). La légende des dégradés d'induction est donnée Figure 4.28.

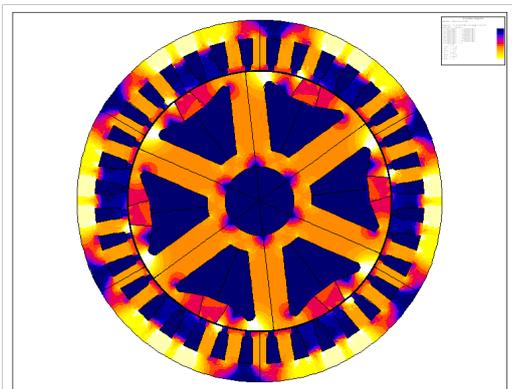


FIGURE 4.24 – Induction observée dans la machine à 1800tr/min

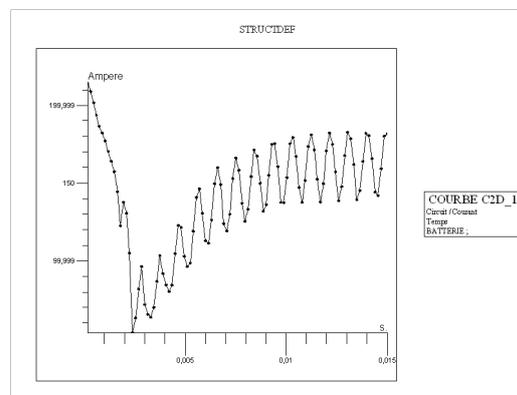


FIGURE 4.25 – Courant débité à 1800tr/min

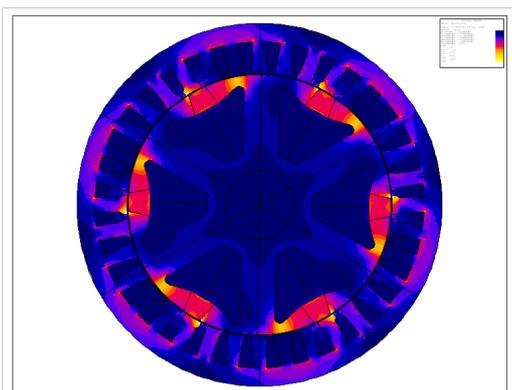


FIGURE 4.26 – Induction observée dans la machine à 6000tr/min

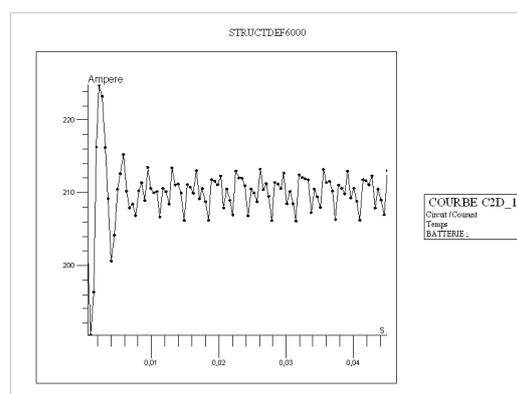


FIGURE 4.27 – Courant débité à 6000tr/min

Sur les cartographies d'inductions, l'échelle est la suivante :

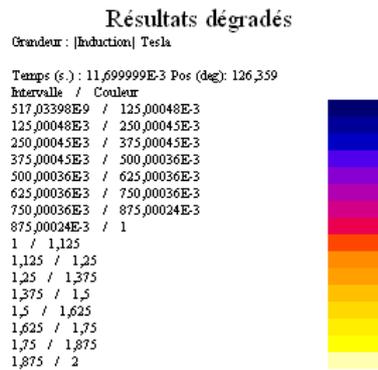


FIGURE 4.28 – Echelle de dégradés d'induction

L'optimisation de la forme de l'aimant n'est réalisée que pour une vitesse de 1800tr/min, on constate alors que la machine présente une forte réaction magnétique d'induit à 6000tr/min. Une étude complémentaire devra être réalisée par la suite pour un fonctionnement à 6000tr/min. On pourra ainsi au cours de cette étude, travailler sur la taille de l'entrefer (entre autre) afin de diminuer la forte réaction magnétique d'induit observée à 6000tr/min.

## 4.5 Détermination des performances de la structure

Cette étude nous conduit à l'établissement d'une cartographie de rendement de la machine ainsi qu'au calcul de son rendement lors d'un cycle VDA.

Pour cela, nous présentons le modèle utilisé pour le calcul de la force électromotrice, ainsi que celui utilisé pour le calcul des pertes.

Dans la suite de l'étude, nous appellerons la structure étudiée machine à rotor bobiné assistée (MRB assistée).

### 4.5.1 Hypothèses utilisées

Pour la détermination des pertes, nous avons considéré notre machine comme une structure à pôles lisses fonctionnent en régime linéaire (Modèle de Behn-Eschenburg). Cette non prise en compte de la saturation est motivée par des raisons de simplifications de notre modèle. La validité de celui-ci sera cependant vérifiée par des calculs éléments finis.

Pour rappel, ce modèle est basé sur la représentation suivante d'une phase de la machine :

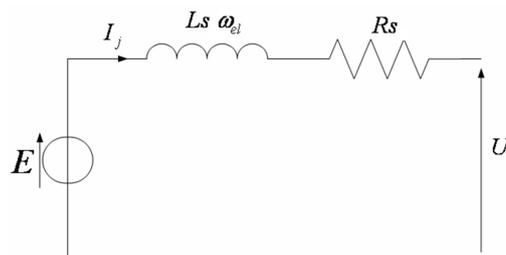


FIGURE 4.29 – Représentation électrique d'une phase de la machine

Ce qui nous conduit à établir l'équation suivante :

$$\bar{E} = R_s * \bar{I}_j + j * L_s * \omega_{el} * \bar{I}_j + \bar{U} \quad (4.13)$$

Un fonctionnement générateur sur un redresseur à pont de diodes impose en convention générateur un courant  $i_j$  et une tension  $u$  en phase.

On introduit à ce modèle, qui se veut valable pour une machine à pôles lisses, la notion d'axes direct et quadrature, on obtient alors la relation suivante (modèle de Blondel) :

$$\bar{U} = \bar{E} - R_s * \bar{I}_j - j * L_d * \omega_{el} * \bar{I}_d - j * L_q * \omega_{el} * \bar{I}_q \quad (4.14)$$

$$\bar{U} = \bar{E} - R_s * \bar{I}_j - j * X_d * \bar{I}_d - j * X_q * \bar{I}_q \quad (4.15)$$

Pour réaliser le tracé vectoriel de la relation 4.15, il nous faut positionner l'axe d, pour cela on effectue le changement suivant :

$$\bar{U} = \bar{E} - R_s * \bar{I}_j - j * X_d * \bar{I}_d - j * X_q * \bar{I}_q + j * X_d * \bar{I}_q - j * X_d * \bar{I}_q \quad (4.16)$$

$$\bar{U} = \bar{E} - R_s * \bar{I}_j + j * (X_d - X_q) * \bar{I}_q - j * X_d * \bar{I}_d - j * X_d * \bar{I}_q \quad (4.17)$$

On pose :

$$\overline{OH} = \bar{E} + j * (X_d - X_q) * \bar{I}_q = \bar{U} + R_s * \bar{I}_j + j * X_d * \bar{I}_q \quad (4.18)$$

Le vecteur  $\overline{OH}$  est aligné sur l'axe d. Avec cette relation, en connaissant les différents paramètres de la machine, on peut en déduire la F.E.M pour un point de fonctionnement donné (c'est à dire un  $I_j$  donné, cf. Figure 4.30).

D'après l'Equation 4.18, le vecteur  $\vec{E}$  est aligné sur l'axe d ( $E=E_d$ ).

La structure étudiée est une machine à double excitation, que nous modélisons en régime linéaire de la manière suivante :

$$\bar{E} = N_s * \frac{d\bar{\phi}}{dt} \quad (4.19)$$

$$\bar{\psi}_d = L_d * \bar{I}_d + M_{af} * \bar{I}_r + \overline{\psi_{aim}} \quad (4.20)$$

$$\bar{E}_d = N_s * \frac{d\bar{\phi}_d}{dt} \quad (4.21)$$

$$\bar{E}_d = j * N_s * \omega_{el} * \bar{\phi}_d \quad (4.22)$$

$$\bar{E}_d = j * \omega_{el} * (L_d * \bar{I}_d + M_{af} * \bar{I}_r + \overline{\psi_{aim}}) \quad (4.23)$$

Avec :

- $N_s$ =Nombre de spires par phase
- $L_d$ =Inductance directe
- $I_d$ =Courant selon l'axe d
- $M_{af}$ =Inductance Mutuelle
- $I_r$ =Courant d'excitation
- $\phi_{aim}$ =Flux créé par les aimants
- $\psi_{aim}=N_s * \phi_{aim}$

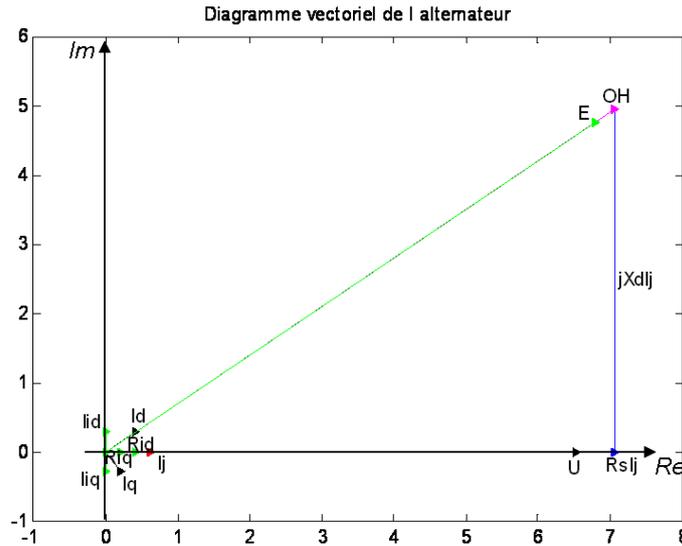


FIGURE 4.30 – Exemple de tracé vectoriel obtenu avec ce modèle

A l'aide du modèle que nous venons d'établir, nous pouvons à présent détailler le modèle des pertes utilisé pour tracer la cartographie de rendement de l'alternateur.

### 4.5.2 Modèle de pertes

Nous présentons dans cette partie le modèle de pertes utilisé pour le calcul du rendement. Ce modèle a déjà été détaillé au cours du chapitre 2, nous évoquons dans cette partie uniquement les différences de modélisation.

Nous considérons les valeurs des paramètres de la machine représentatives d'un fonctionnement sur cycle VDA.

#### . Pertes Joule stator

Pour le calcul de ces pertes, on détermine la résistance d'une phase du stator ( $R_s$ , cf. Annexe H) pour un enroulement connecté à un pont redresseur. Ce calcul est réalisé pour une température de  $100^\circ\text{C}$  et on détermine alors ces pertes Joule en fonction du courant efficace dans une phase de la manière suivante (le facteur 2 provient du fait que la machine est modélisée avec un bobinage double triphasé au stator) :

$$P_{js} = 2 * 3 * I_j^2 * R_s \quad (4.24)$$

Avec :

- $P_{js}$ =Pertes Joule stator
- $R_s$ =Résistance d'une phase stator
- $I_j$ =Courant efficace dans les enroulements, déterminé de manière analytique pour une puissance donnée (cf. Equation 4.25)

$$I_j = \frac{P_{utile}/U_{batt}}{\sqrt{3} * 2 * 1.27 * \sqrt{2}} = \frac{I_i}{\sqrt{3}} \quad (4.25)$$

Avec :

- $P_{utile}$ =Puissance utile en sortie de l'alternateur

- $U_{batt}$ =Tension batterie
- $I_i$ =Courant de ligne

Les pertes dans le pont redresseur sont dues à la chute de tension aux bornes des diodes.

$$V_{diode} = V_{seuil} + r_d * I_d \quad (4.26)$$

Avec  $r_d$  la résistance de la diode en mode passant,  $V_{seuil}$  la tension seuil de la diode et  $I_d$  le courant qui la traverse. Dans le calcul de ces pertes, nous avons adopté comme hypothèse que le courant dans l'enroulement statorique est sinusoïdal, et que le courant qui traverse la diode est une demi sinusoïde.

$$P_{jd} = \frac{1}{T} * \int_0^T (V_{seuil} + r_d * i_d(t)) * i_d(t) * dt \quad (4.27)$$

$$P_{jd} = \frac{1}{2\pi} * \int_0^\pi (V_{seuil} + r_d * i_d(t)) * i_d(t) * d\omega t \quad (4.28)$$

Avec  $i_d(t) = \sqrt{2}I_d \sin(\omega t)$

$I_d$  est la valeur efficace du courant dans la diode.

On a donc, avec  $n_d$  le nombre de diodes qui composent le redresseur [BOUARROUDJ, 2005] :

$$P_{jd} = n_d * I_d * \left( \frac{V_{seuil}\sqrt{2}}{\pi} + \frac{r_d * I_d}{2} \right) \quad (4.29)$$

#### . Pertes Joule rotor

La modélisation de ces pertes a déjà été présentée au cours du Chapitre 2.

#### . Pertes fer

Pour la détermination de ces pertes, on utilise le modèle de Bertotti (cf. Equation 1.3, Chapitre 1)

#### . Pertes aérauliques

Ces pertes sont définies comme étant identiques aux pertes aérauliques observées sur la machine à griffes "A" (cf. Chapitre 2).

Une fois le modèle des pertes réalisé, nous avons déterminé les paramètres du modèle analytique utilisé (résistances, inductances directe et en quadrature, mutuelle inductance).

### 4.5.3 Calcul des paramètres du modèle

La détermination des inductances directe et en quadrature est réalisée par éléments finis comme détaillé ci-après [VIDO, 2007], [TAKORABET, 2008] .

On réalise 7 simulations avec différentes valeurs d'amplitudes de courant statorique, avec dans chaque cas :  $(I_{abc}) = [ I \ -I/2 \ -I/2 ]$ .

Pour ces calculs, l'aimant a été remplacé par de l'air et on n'injecte aucun courant au rotor ( $I_r=0$ ).

Pour chaque simulation, nous avons relevé la valeur du flux dans les bobines a, b et c lorsque

le rotor est en position directe puis en quadrature (cf. illustration ci-après). Ces positions sont repérées à l'aide du tracé du flux à vide dans la bobine a.

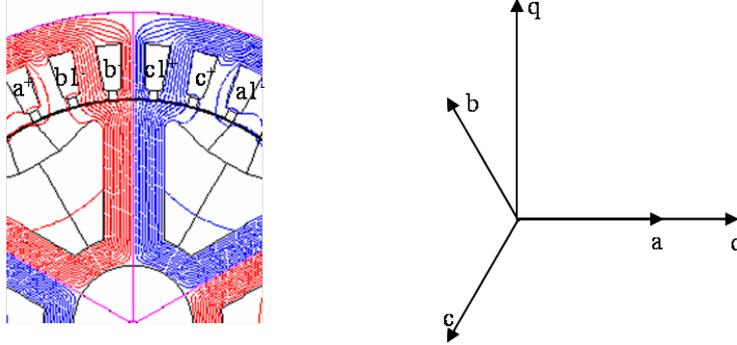


FIGURE 4.31 – Rotor positionné dans l'axe direct de la bobine a

Une fois ces valeurs relevées, on utilise la transformation de Park pour obtenir les flux et les courants selon ces axes.

Lorsque le rotor est positionné selon l'axe direct (axes a et d superposés), on obtient les relations suivantes (matrice de Park) :

$$\psi_d = \frac{2}{3} * (\psi_a - \frac{1}{2} * \psi_b - \frac{1}{2} * \psi_c) \quad (4.30)$$

$$i_d = \frac{2}{3} * (i_a - \frac{1}{2} * i_b - \frac{1}{2} * i_c) \quad (4.31)$$

Avec le choix d'alimentation du stator comme défini précédemment ((Iabc) = [ I -I/2 -I/2]), on aboutit aux simplifications suivantes :

$$\psi_d = \psi_a \quad (4.32)$$

$$i_d = i_a \quad (4.33)$$

Et donc :

$$L_d = \psi_a / i_a \quad (4.34)$$

En gardant la même alimentation au stator et en faisant tourner le rotor d'un angle de 90° électrique, de manière à ce que le flux du stator soit en face de l'axe q du rotor (axes a et q superposés), on obtient de la même manière :

$$L_q = \psi_a / i_a \quad (4.35)$$

On obtient ainsi un tracé des flux ( $\psi_d$  et  $\psi_q$ ) et des inductances en fonction du courant injecté dans la bobine a (cf. Figures 4.32 et 4.33).

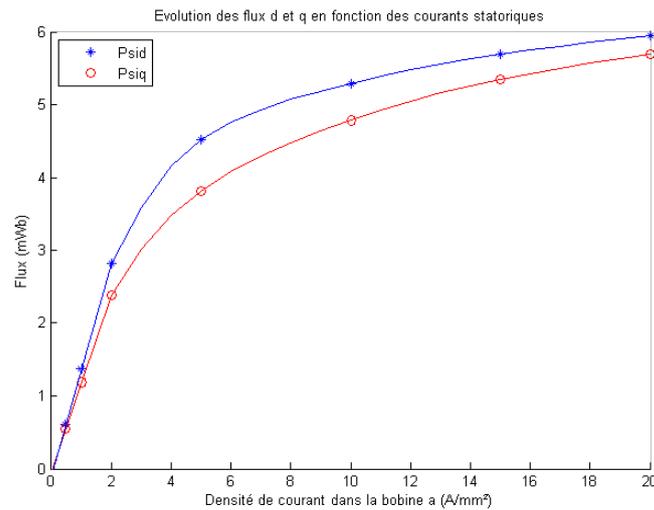


FIGURE 4.32 – Evolution du flux d et q dans la bobine a

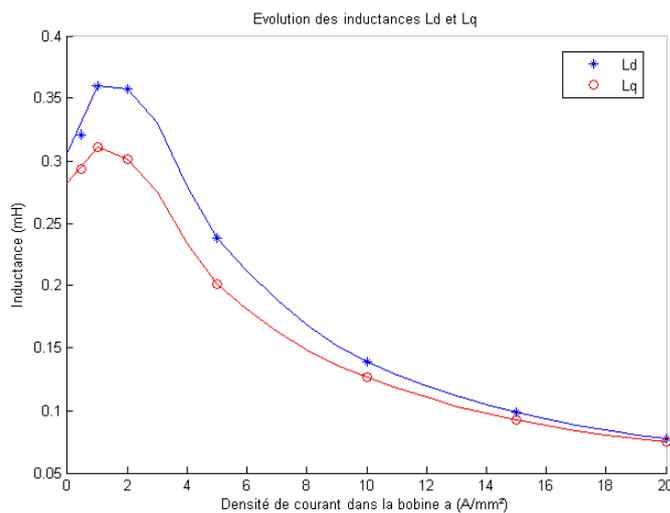


FIGURE 4.33 – Ld et Lq

La détermination de l'inductance mutuelle de notre modèle est réalisée en considérant un fonctionnement à vide de l'alternateur (pas de courant au stator) et sans excitation magnétique (pas d'aimant au rotor).

On positionne le rotor dans l'axe direct, puis on fait alors varier le courant d'excitation ( $I_r$ ) et on relève le flux dans les différentes bobines.

On détermine ainsi  $\psi_a$  (cf. Equations 4.30 et 4.32) et on obtient le tracé suivant :

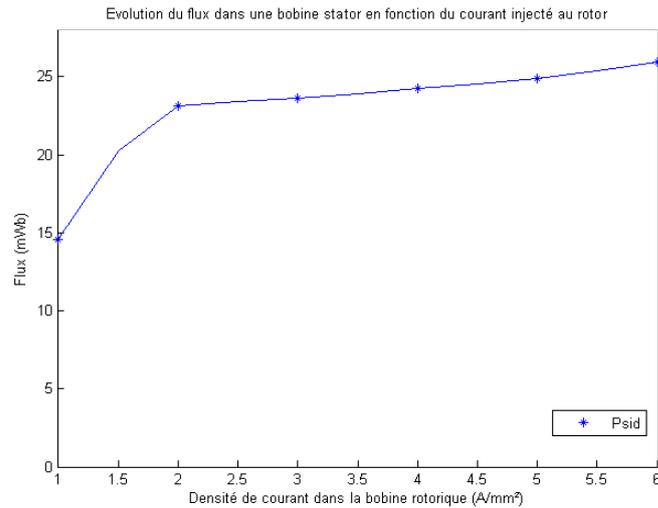


FIGURE 4.34 – Evolution du flux dans l'axe direct en fonction de l'excitation électrique

Les simplifications liées à l'essai réalisé nous conduisent à partir de l'Equation 4.36 à la relation 4.37.

$$\psi_d = L_d * I_d + M_{af} * I_r + \psi_{aim} \quad (4.36)$$

$$M_{af} = \frac{\psi_d}{I_r} \quad (4.37)$$

On obtient ainsi l'évolution de l'inductance mutuelle en fonction du courant d'excitation (sur le tracé Figure 4.35, nous avons remplacé les valeurs de densité de courant par les valeurs de courant d'excitation correspondantes).

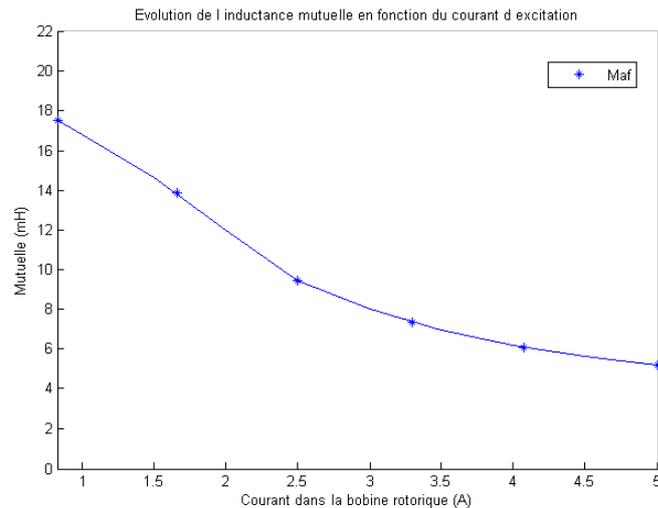


FIGURE 4.35 – Evolution de la mutuelle (Maf)

La dernière étape consiste à quantifier le flux apporté par les aimants dans l'axe direct de la machine.

Pour cela, on réalise une simulation à vide et sans excitation électrique, en positionnant la machine dans l'axe direct. On relève de la même manière que précédemment le flux dans les

différentes bobines (Equations 4.30 et 4.32) et on détermine ainsi  $\psi_d$ .  
On a ainsi  $\psi_d = \psi_{aim}$  (cf. Equation 4.36).

L'ensemble de ces essais nous conduisent à retenir les valeurs suivantes (en régime linéaire) :

- $L_d = 0,350\text{mH}$  (cf. Figure 4.33)
- $L_q = 0,310\text{mH}$  (cf. Figure 4.33)
- $M_{af} = 18\text{mH}$  (cf. Figure 4.35)
- $\psi_{aim} = 6,1\text{mWb}$

Une autre manière de déterminer les valeurs de  $M_{af}$  et  $\psi_{aim}$  consiste à tracer la F.E.M à vide de la machine en fonction du courant d'excitation injecté au rotor, pour une vitesse donnée (Figure 4.36) :

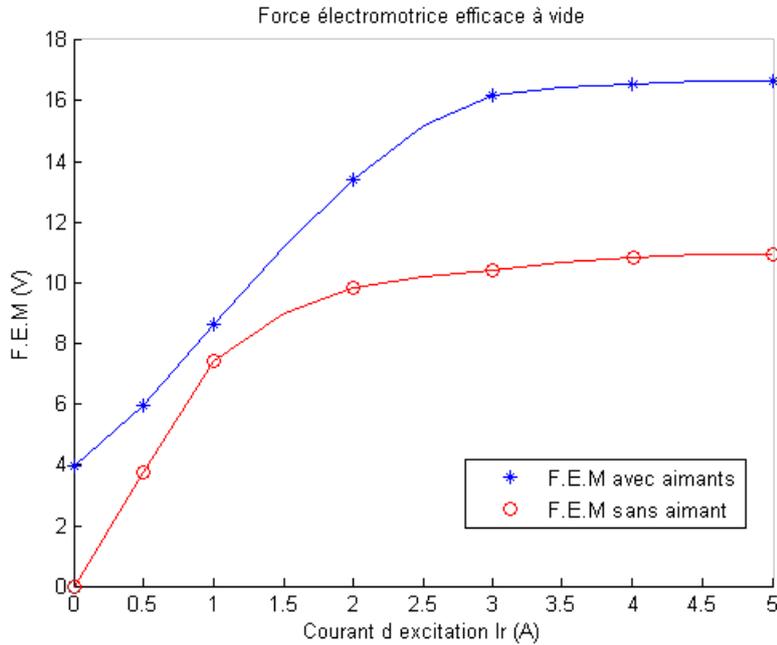


FIGURE 4.36 – Evolution de la F.E.M à vide, pour une machine avec et sans aimant à 1800tr/min

Sur la courbe de F.E.M sans aimant, on peut déterminer la valeur de l'inductance mutuelle (cf. Equation 4.23, rappelée ci-dessous) :

$$E = (L_d * I_d + M_{af} * I_r + \psi_{aim}) * \omega_{el} \quad (4.38)$$

$$E = M_{af} * I_r * \omega_{el} \quad (4.39)$$

On obtient ainsi, pour un courant d'excitation de 1A et une vitesse de 1800tr/min (cf. Figure 4.36) :

$$M_{af} = \frac{E}{I_r * \omega_{el}} \quad (4.40)$$

$$M_{af} = \frac{7.4}{1 * 3 * 188.5} = 13.4\text{mH} \quad (4.41)$$

Avec :  $p=3$

A l'aide de la courbe relevée pour une machine avec aimants (cf. Figure 4.36), on détermine la valeur de  $\psi_{aim}$  pour  $I_{ex} = 0$  :

$$\psi_{aim} = \frac{E}{\omega_{el}} \quad (4.42)$$

$$\psi_{aim} = \frac{3.9}{3 * 188.5} = 6.9mWb \quad (4.43)$$

On trouve ainsi pour  $Maf$  et  $\psi_{aim}$  des valeurs proches de celles déterminées par calculs éléments finis (respectivement 18mH et 6.1mWb).

On cherche maintenant à valider ces résultats issus de simulations éléments finis, en les injectant dans un modèle analytique.

#### 4.5.4 Validation des paramètres déterminés

Afin de valider les valeurs d'inductances, de mutuelles et de flux créé par l'aimant, nous avons cherché à tracer le diagramme vectoriel de la machine.

Cette étape permet de déterminer la valeur de la F.E.M trouvée analytiquement pour un point de fonctionnement et de la comparer à celle déterminée par E.F pour ce même point de fonctionnement.

On choisit de retrouver cette valeur de E, pour le point suivant :

- Pu=2200W
- Vitesse=1800tr/min

On prend pour valeur de l'inductance directe et en quadrature, les valeurs obtenues en régime linéaire (cf. Figure 4.33) :

- . Ld=0,350mH
- . Lq=0,310mH

A l'aide du modèle analytique présenté précédemment (cf. Figure 4.30), on obtient pour la F.E.M une valeur de 14,4V.

Cette valeur est ensuite comparée à celle trouvée par E.F. Pour ce même point de fonctionnement, on trouve à vide une valeur max de 18V (cf. Figure 4.37, en considérant le fondamental), soit 12,7V efficace et donc un écart de 12%.

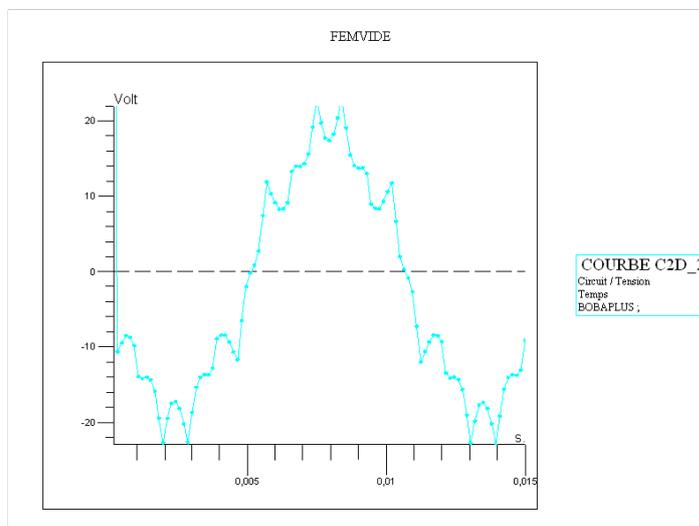


FIGURE 4.37 – Fém relevée sous FLUX 2D à vide

La deuxième étape de cette validation consiste à retrouver la valeur du couple électromagnétique ( $C_{em}$ ) de la machine. Pour cette validation, on compare la valeur du couple calculée de manière analytique (cf. Equations ci-dessous) à celle trouvée par calculs éléments finis.

$$C_{em} = p * [\psi_d * i_q - \psi_q * i_d] \quad (4.44)$$

$$C_{em} = p * [(L_d * i_d + M_{af} * I_r + \psi_{aim}) * i_q - L_q * i_q * i_d] \quad (4.45)$$

$$C_{em} = p * [(L_d - L_q) * i_d + M_{af} * I_r + \psi_{aim}] * i_q \quad (4.46)$$

A l'aide du modèle présenté précédemment, on trouve les valeurs de  $I_d$  et  $I_q$  suivantes (pour le point de fonctionnement à 2,2kW à 1800tr/min) :

- $I_d=21A$
- $I_q=15A$
- $L_d=0,350mH$
- $L_q=0,310mH$
- $M_{af}=18mH$

$$C_{em} = 3 * [(0,350 - 0,310) * 10^{-3} * 21 + 18 * 10^{-3} * 5 + 6,1 * 10^{-3}] * 15 \quad (4.47)$$

$$C_{em} \approx 4,5Nm \quad (4.48)$$

Pour ce point de fonctionnement, on trouve une valeur d'environ 6Nm par calculs E.F (présence de fortes oscillations de couple) (Figure 4.38), soit un écart de 25% entre le calcul analytique et par éléments finis. Il est à noter que la valeur du couple Figure 4.38 est à multiplier par le nombre de pôles de la machine, car le logiciel E.F ne tient compte que de la partie de la machine représentée, en l'occurrence un seul pôle.

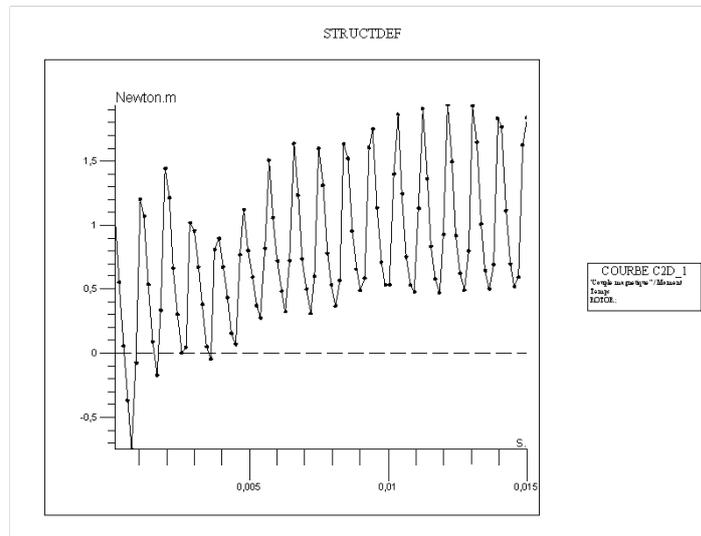


FIGURE 4.38 –  $C_{em}$  relevé par calculs éléments finis

Un écart de l'ordre de 25% (entre un modèle linéaire et saturé) est une valeur que nous considérerons comme étant acceptable compte tenu des hypothèses réalisées sur le modèle analytique.

## 4.6 Résultats et interprétations

Le modèle résultant du couplage entre le modèle analytique et le modèle E.F présenté précédemment nous permet d'aboutir à une série de cartographies de rendement de la machine. Afin d'avoir une vision du fonctionnement de l'alternateur tel qu'il serait observé dans le cadre d'un cycle VDA, les valeurs de  $L_d$ ,  $L_q$  et  $M_{af}$  ont été choisies de manière à se rapprocher de ce fonctionnement (cf. Chapitre 2).

Lorsque la machine fonctionne à un régime égal à la moitié de la puissance utile maximale qu'elle peut délivrer, la densité de courant dans les enroulements statoriques est d'environ  $3A/mm^2$  (calculs E.F).

On considère donc pour les paramètres du modèle, les valeurs suivantes :

- $L_d=0,325mH$  (cf. Figure 4.33)
- $L_q=0,275mH$  (cf. Figure 4.33)
- $M_{af}=8mH$  (cf. Figure 4.35, valeur "moyenne")
- $\psi_{aim}=6,1mWb$

### 4.6.1 Cartographie de rendement

Le modèle implanté sous Matlab permet la visualisation d'une cartographie de rendement de la machine (rendement analytique calculé en fonction de la puissance utile et de la vitesse de l'alternateur, cf. Figure 4.39). Cette cartographie de rendement donne une estimation du rendement sur l'ensemble des points de fonctionnement.

Les valeurs de rendement qui servent de référence dans cette étude sont les rendements VDA.

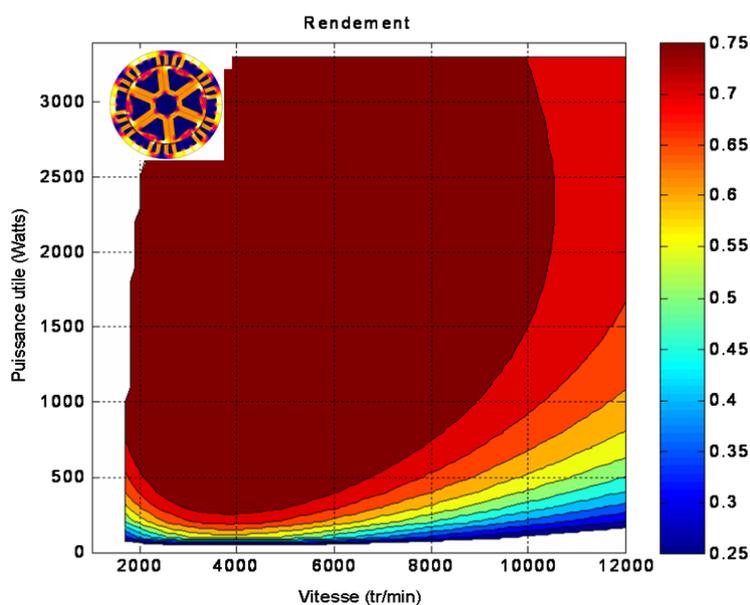


FIGURE 4.39 – Cartographie analytique du rendement de la machine ( $t_{conducteur} = 130^{\circ}C$ )

Le modèle de pertes implanté permet d'obtenir également une visualisation des pertes séparées de la machine.

### 4.6.2 Cartographie des différentes pertes

On représente ici (Figure 4.40), les cartographies du courant d'excitation et de l'induction dans l'entrefer en fonction de la vitesse, et de la puissance délivrée par la machine. On trace aussi, en fonction de ces mêmes paramètres, les cartographies de l'évolution des pertes.

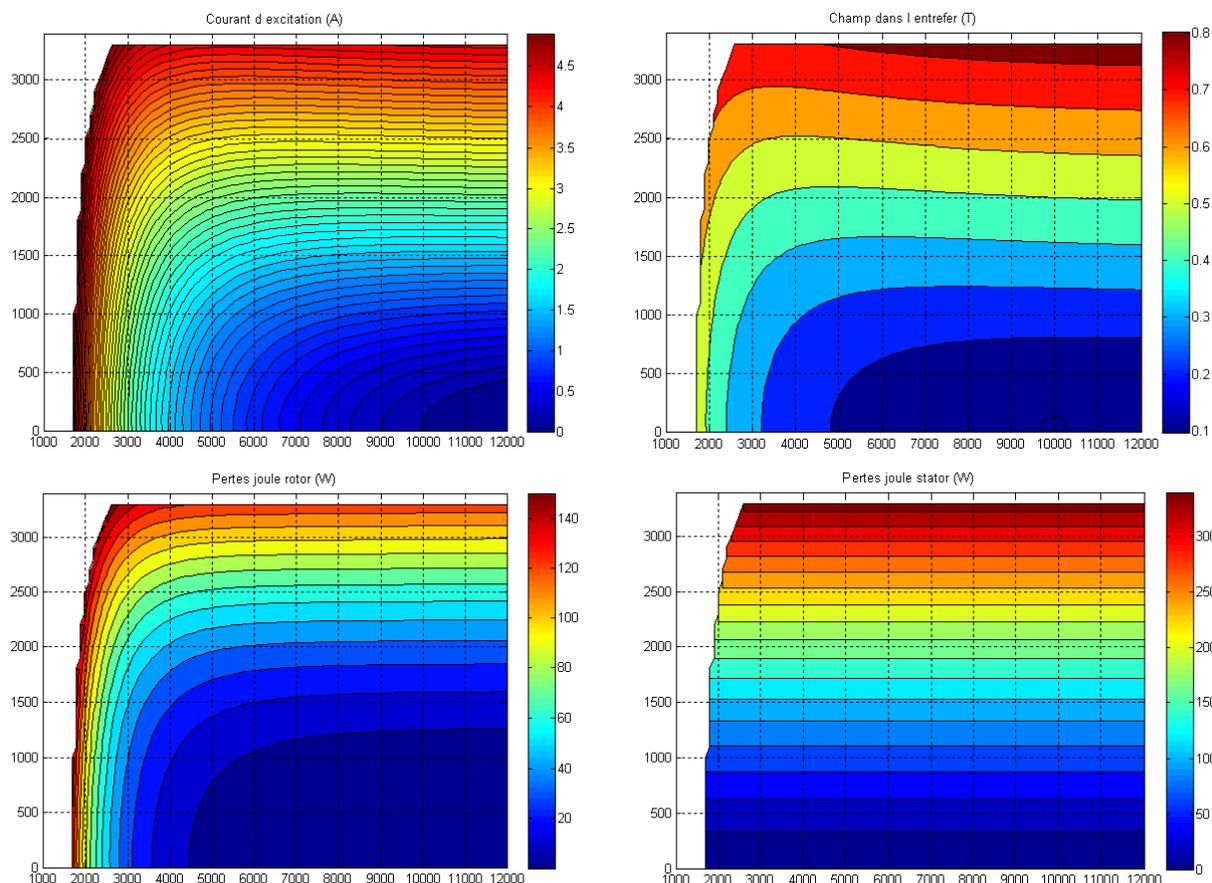


FIGURE 4.40 – Cartographies des différentes pertes et de l'évolution de certains paramètres, en fonction de la vitesse (tr/min, en abscisses) et de la puissance utile délivrée par l'alternateur (Watt, en ordonnées)

Ce tracé nous permet d'avoir une vision détaillée des différentes pertes ainsi qu'une vérification du fonctionnement de l'alternateur (cohérence des différents tracés avec les caractéristiques de machines existantes).

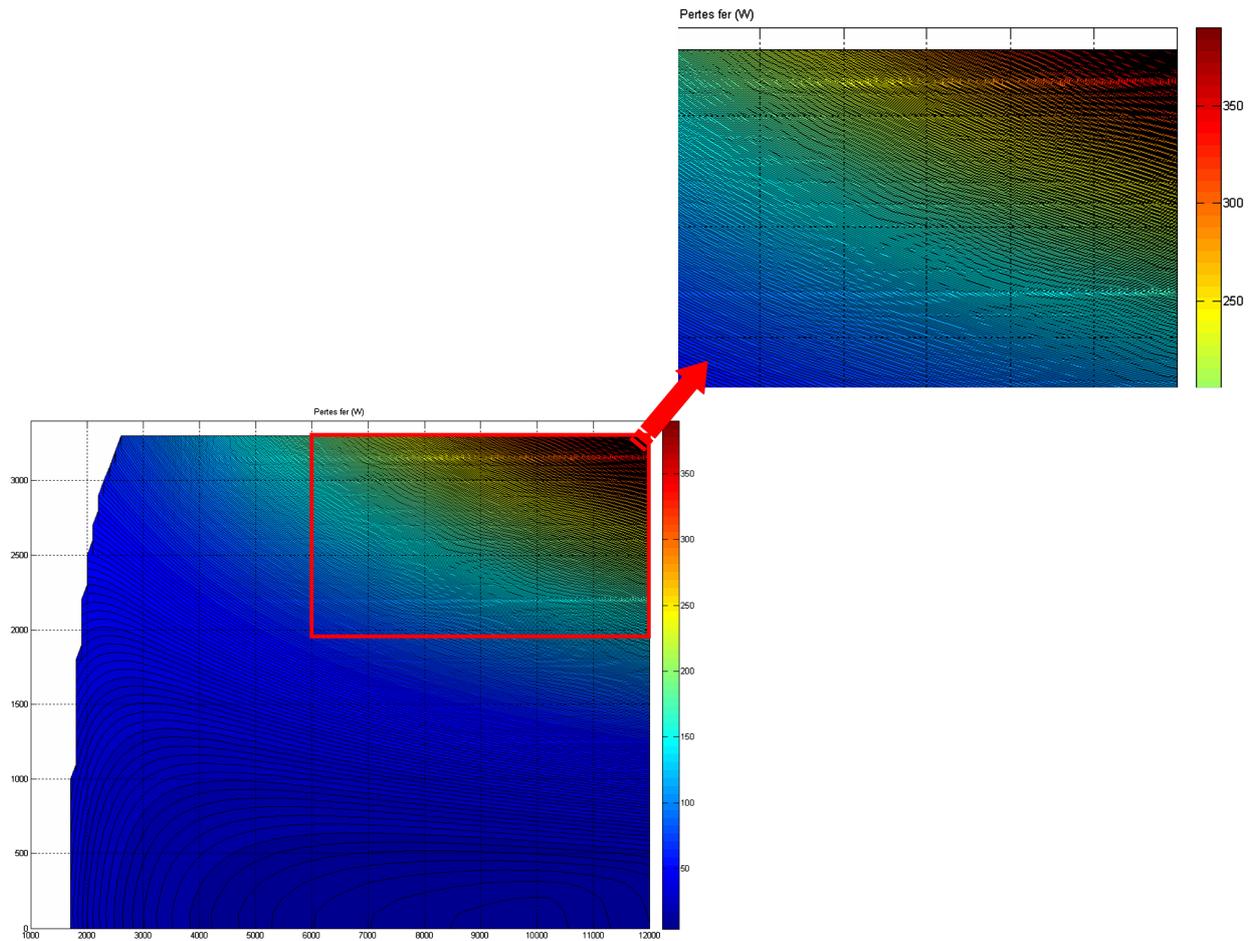


FIGURE 4.41 – Evolution des pertes fer

### 4.6.3 Rendement VDA

Afin d'avoir une vision des pertes correspondant aux pertes observées au cours du fonctionnement "réel" de la machine, nous avons étudié le rendement de l'alternateur au cours d'un cycle VDA (cf. chapitre 2).

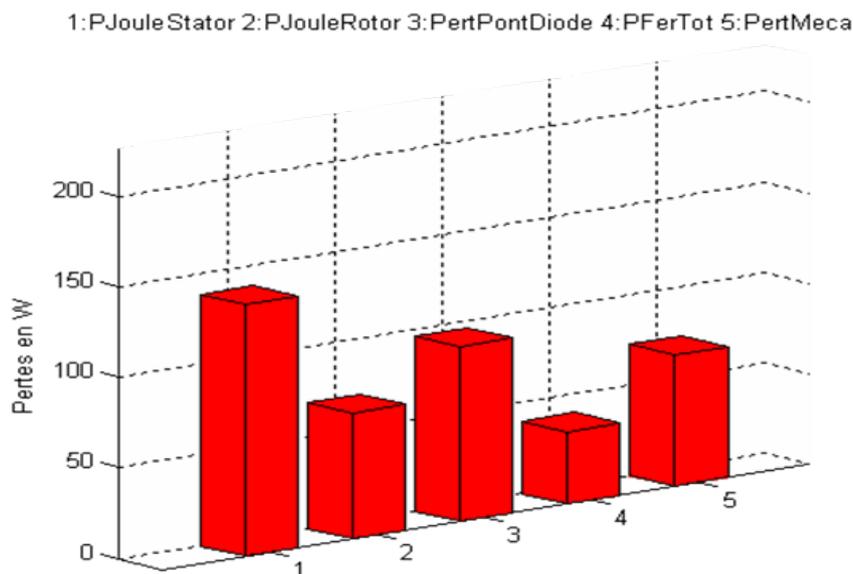


FIGURE 4.42 – Répartition des pertes au cours d'un cycle VDA pour la MRB assistée

Ces différents tracés nous permettent à présent de réaliser une comparaison entre les performances d'une machine à griffes de puissance similaire (alternateur à griffes "A"), et la machine que nous avons étudiée.

## 4.7 Comparaison des performances avec une machine existante

### 4.7.1 Comparaison des cartographies de rendement

Nous allons comparer ici, une cartographie de rendement réalisée de manière analytique (cartographie présentée précédemment, et rappelée Figure 4.43), avec celle expérimentale d'une machine à griffes de puissance similaire (alternateur "A" de la gamme Valeo).

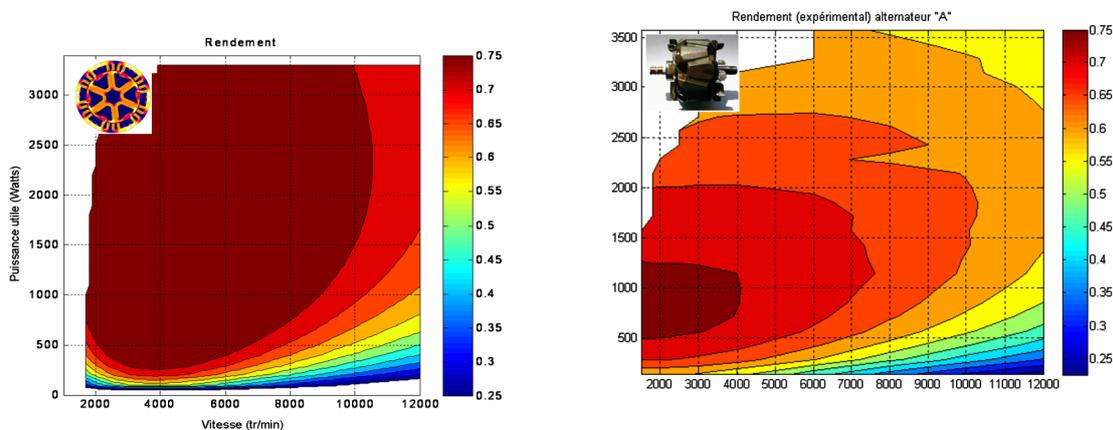


FIGURE 4.43 – Cartographie analytique du rendement de la MRB assistée ( $U_{batt}=14,3V$  à  $T_{conducteurs} = 130^{\circ}C$ )

FIGURE 4.44 – Cartographie expérimentale du rendement de l'alternateur "A" ( $U_{batt}=14,3V$  à  $T_{ambient} = 25^{\circ}C$ )

On considère pour cette comparaison qu'une température des conducteurs de 130°C correspond à un fonctionnement de la machine à une température ambiante de 25°C.

La vision de ces 2 tracés côte à côte permet d'observer le meilleur rendement de la structure étudiée.

Cela dit, cette comparaison est réalisée entre un tracé analytique et un tracé réel, il faudrait donc réaliser cette même cartographie avec des mesures expérimentales afin de conforter notre modèle et aboutir à des valeurs exactes de gain en rendement de la structure.

### 4.7.2 Comparaison du rendement VDA

Afin de quantifier le gain en rendement apporté par cette structure, nous comparons le rendement observé lors d'un cycle VDA sur la MRB assistée à celui observé sur la structure à griffes (Figures 4.45 et 4.46).

Le calcul du rendement VDA sur la structure étudiée est réalisé de manière analytique.

Sur la structure à griffes, ce calcul est réalisé à partir des résultats expérimentaux.

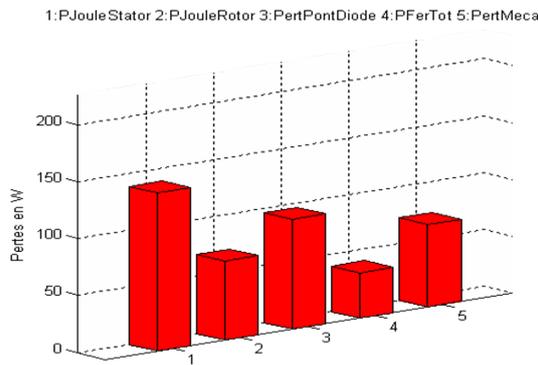


FIGURE 4.45 – Pertes séparées analytiques au cours d'un cycle VDA pour la MRB

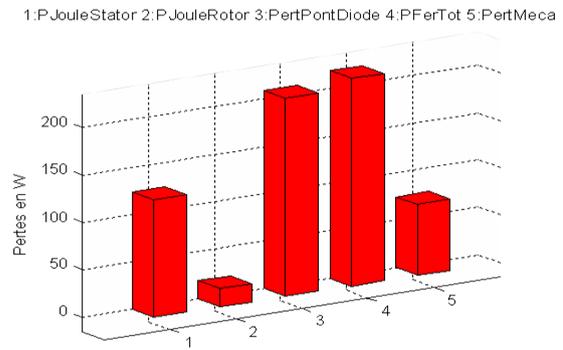


FIGURE 4.46 – Pertes séparées expérimentales au cours d'un cycle VDA pour la machine à griffes

- $\eta_{VDA_{\text{alternateur}''A''}} = 73\%$
- $\eta_{VDA_{MRB}} = 81\%$

Si on veut avoir une vision plus réaliste du rendement observé sur la structure, on peut remplacer les pertes dans les diodes calculées analytiquement par celles observées expérimentalement sur la machine à griffes.

On aboutit alors à un rendement VDA de 78%.

Le passage d'une structure à griffes à une structure à rotor bobiné assisté, engendre un gain de 5 points en rendement VDA. Il est à noter qu'un gain de 10 points de rendement sur un alternateur automobile, engendre une économie de 0,11 à 0,4l de carburant au 100km, selon la puissance de la machine.

Ce gain observé nous conforte donc dans nos choix de structure et positionne positivement cette machine en termes de rendement.

Il est évident que celui-ci dépend de la précision de notre modèle et aurait dû être validé par la réalisation d'un prototype.

### 4.7.3 Comparaison de l'encombrement à iso-puissance

Nous avons dans cette dernière partie, réalisé une comparaison entre les puissances délivrées par la structure à griffes "A", et par la structure présentée.

Les graphiques Figures 4.47 et 4.48 donnent les valeurs du courant débité aux deux points dimensionnants de l'alternateur :

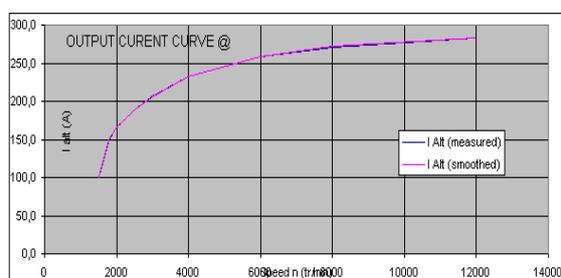


FIGURE 4.47 – Débit de la structure à griffes à  $T_{\text{ambient}} = 25^{\circ}\text{C}$

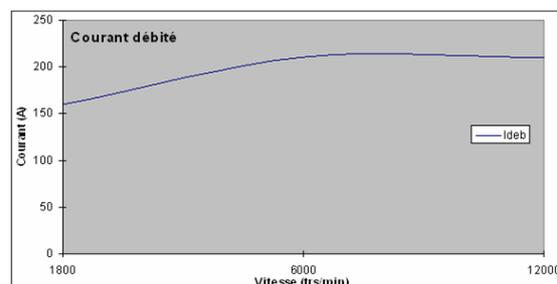


FIGURE 4.48 – Débit de la MRB assistée à  $T_{\text{conducteurs}} = 130^{\circ}\text{C}$

Le courant débité par ces deux machines est assez similaire mais, la longueur totale de ces machines (hors systèmes de refroidissement) est différente. En effet à iso-puissance, la machine à griffes reste un tiers plus compacte que la structure étudiée. Le tableau ci-dessous résume les caractéristiques des deux machines.

	Alternateur « A »	MRB assistée
$D_{\text{ext}}$	137mm	137mm
Longueur	65mm	90mm
D	108mm	99mm
Ent	0,375mm	0,325mm
Rr	$2\ \Omega @ 25^{\circ}\text{C}$	$3,5\ \Omega @ 25^{\circ}\text{C}$
Rs	$45\text{m}\Omega @ 25^{\circ}\text{C}$	$13\text{m}\Omega @ 25^{\circ}\text{C}$
Nr	350	135 (par pôle)
<b>P</b>	<b>6</b>	<b>3</b>
Redresseur	Double triphasé triangle	Double triphasé triangle
$I_{\text{deb}}_{1800}$	<b><math>152\text{A} @ 25^{\circ}\text{C}</math></b>	<b><math>160\text{A} @ 25^{\circ}\text{C}</math></b>
$I_{\text{deb}}_{6000}$	<b><math>250\text{A} @ 25^{\circ}\text{C}</math></b>	<b><math>210\text{A} @ 25^{\circ}\text{C}</math></b>

FIGURE 4.49 – Caractéristiques des 2 machines comparées

## 4.8 Conclusion

Ce chapitre nous a permis, au travers du dimensionnement d'une structure hybride, de souligner l'intérêt de combiner un dimensionnement analytique à une étude éléments finis.

Cette méthodologie de plans d'expériences couplée à une étude par éléments finis, nous a permis d'aboutir à une amélioration rapide de la structure.

Il a ainsi été montré la faisabilité d'une machine à rotor bobiné de forte puissance (pour une application alternateur automobile), dans un encombrement restreint.

Cette structure a été complétée par l'ajout d'aimants interpolaire (à implantation de type concentration de flux), ainsi que d'une barrière de flux au rotor permettant, sans excitation électrique, de régler le couplage magnétique entre le rotor et le stator.

Une étude analytique de rendement de la machine a complétée l'étude et montré un gain de 5 points de rendement VDA attendu lors du passage d'une structure à griffes à la MRB assistée.

Une étude complémentaire devra être réalisée à 6000tr/min afin d'améliorer le débit de cette machine à plus hautes vitesses.

La puissance massique de la MRB assistée demeure plus faible que celle de l'alternateur "A". Néanmoins, la MRB ne connaît pas les mêmes limitations en vitesse maximale que la machine "A" liée à la déformation des griffes due à la force centrifuge. Cette différence de puissance massique pourrait donc être compensée par une augmentation de la vitesse de fonctionnement de la MRB.

# Conclusion générale

Dans ce mémoire de thèse, nous avons présenté une contribution à l'amélioration du rendement de la fonction alternateur automobile.

Le premier chapitre nous a permis de réaliser une rapide présentation de l'alternateur à griffes. Après cette présentation des différentes parties de cette structure, nous avons réalisé un état de l'art des principales topologies de machines électriques. Ce type d'étude ayant déjà été réalisé au cours de précédentes thèses sur l'alternateur à griffes, nous avons uniquement rappelé dans cette partie les principaux points.

La deuxième partie de ce chapitre nous a permis de réaliser une présentation de l'étude. Nous avons ainsi introduit l'idée de l'amélioration de rendement de la machine, ainsi que la possibilité de monter en puissance, à l'aide d'une structure pouvant potentiellement permettre d'atteindre ces objectifs.

Une bibliographie sur les récentes améliorations apportées à la structure à griffes a ensuite été réalisée.

Puis, nous avons décrit les modèles de pertes fer utilisés au cours de l'étude des pertes sur la machine à griffes.

Enfin, nous avons présenté les différents modèles analytiques utilisés pour le dimensionnement et le tracé de cartographies de rendements des différentes structures, ainsi que le gain attendu lors du passage à la structure retenue.

Dans le second chapitre, nous avons introduit la notion de rendement sur cycle VDA.

Le modèle de pertes expérimentales a été présenté, et des cartographies de pertes ont pu être tracées.

Cela dit, les résultats de pertes et de rendements faisant foi sont ceux obtenus à l'aide du cycle VDA. Nous avons donc recalé notre modèle autour des points de fonctionnement définis par la norme, et avons ensuite comparé ces valeurs de pertes avec celles obtenues expérimentalement. Cette étape nous a permis de conforter le choix d'une étude expérimentale de la structure à griffes. En effet, au cours de ce travail, nous avons montré une mauvaise modélisation des pertes fer et des pertes dans les diodes.

Ce chapitre a permis aussi de prendre en compte la saturation dans un modèle analytique utilisé usuellement en fonctionnement linéaire.

Dans le troisième chapitre, nous avons axé notre étude autour des principales pertes de l'alternateur à griffes. Le choix de travailler sur la meilleure compréhension des pertes fer a été guidé par une étude sur la possibilité de réduction des autres pertes.

Nous avons étudié l'influence du couplage stator de la machine sur l'évolution des pertes dans la structure. Le couplage triangle, malgré des pertes Joule supplémentaires (liées essentiellement à la circulation d'un courant d'harmonique 3), s'avère bénéfique vis à vis des pertes à basse vitesse.

Dans un second temps, l'influence du redresseur sur les pertes fer de la structure a été étudié. Pour les points de fonctionnement considérés, le redresseur n'a que peu d'influence sur la propagation des pertes fer. Cependant, une tendance se dégage à plus hautes vitesses (supérieures à 12000tr/min) où l'impact du redresseur semble plus significatif.

Le chapitre 4 a permis de dimensionner, optimiser et caractériser en termes de rendement une machine à double excitation dans le cadre de l'application alternateur automobile.

Au cours de cette étude, nous avons pu présenter une méthodologie de dimensionnement couplant un modèle analytique et une optimisation par plans d'expériences appliquée à une étude éléments finis.

Cette étape a abouti à une cartographie de rendement analytique de la structure mais surtout, et de manière plus rigoureuse, à des valeurs de pertes et de rendements de la machine étudiée, au cours d'un cycle VDA.

Il a ainsi été montré le gain de 5 points en rendement VDA de la structure dimensionnée par rapport à la structure à griffes de puissance similaire. Ce gain est obtenu au détriment de la compacité de la machine (environ 35% plus longue).

Pour des raisons internes à la politique de la société Valeo, il n'a pas été possible de réaliser un prototype (prototype qui aurait donné lieu à une nouvelle phase d'amélioration de la machine, notamment à 6000tr/min).

Les perspectives à donner à ce travail sont nombreuses :

- Tout d'abord, il semblerait intéressant de valider l'étude réalisée sur la structure à double excitation, à l'aide d'un prototype. La réalisation de ce prototype conduira à une nouvelle amélioration de la machine.
- En ce qui concerne les pertes fer de la machine à griffes, nous pourrions réaliser une étude complémentaire à plus hautes vitesses, afin de valider la tendance observée à 12000tr/min. Cette étude pourra également être complétée par une étude à plus faible puissance utile et plus faibles vitesses.
- Nous pourrions également réaliser des essais complémentaires, afin de les coupler à des calculs éléments finis de pertes fer et ainsi aboutir à une meilleure visualisation des pertes fer stator/rotor.

L'ensemble de ce travail a permis de répondre à l'objectif fixé par le projet PREDIT-ANR "AREMA", à savoir "d'étudier les possibilités d'amélioration de rendement de l'alternateur ou de l'alternateur-démarrreur afin d'économiser du carburant et de diminuer les émissions de CO<sub>2</sub>"

# Appendices



# Annexe A

## Pertes fer spécifiques dans la tôle M800-50A



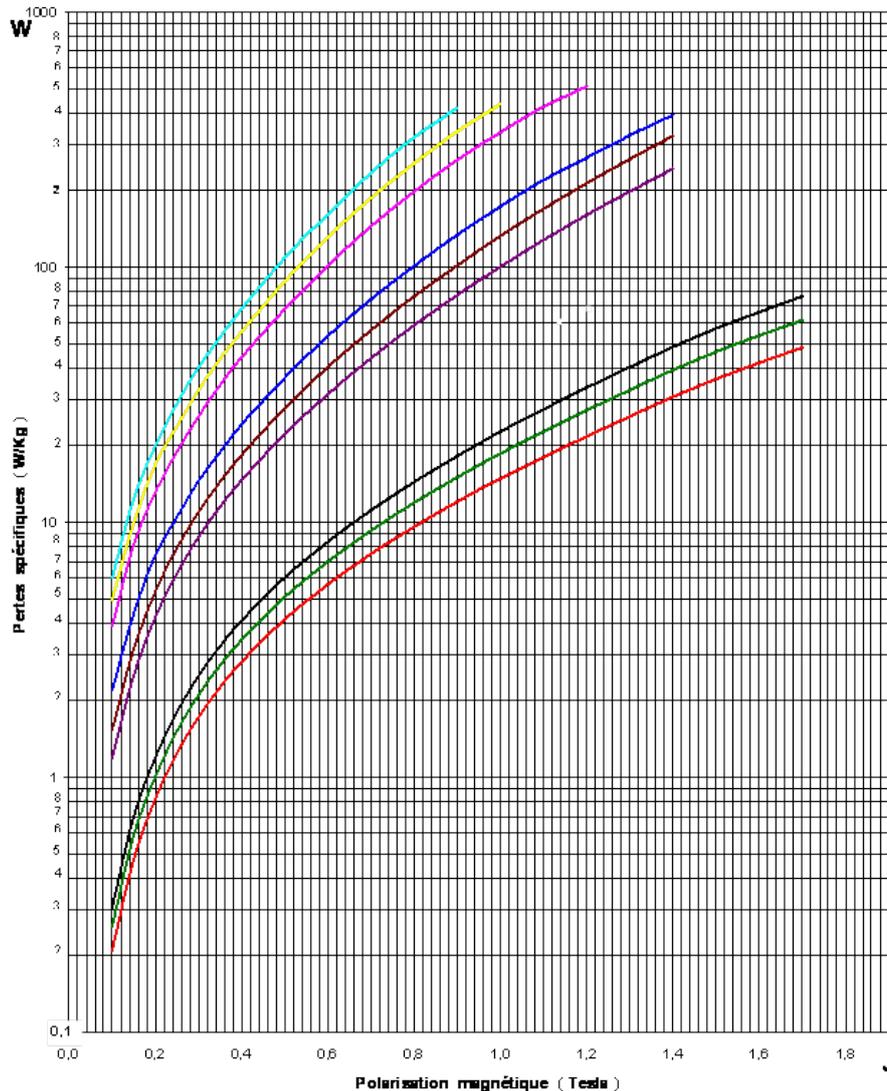
SAINT-CHELY le 14 Janvier 2002

**Qualité: M 800 - 50 A**

Bobine Z 56174 A



Courbes W ( J )



# Annexe B

## Banc grande vitesse développé durant la thèse

Ce banc est composé d'un réducteur de rapport 4, permettant une fois accouplé à la sortie du Banc 2, de passer de 10000tr/min à 40000tr/min. L'accouplement avec le banc existant est réalisé via un accouplement magnétique qui permet de "débrayer" la partie grande vitesse en cas de problème engendrant un couple résistant trop important sur la machine.

En sortie de cette partie grande vitesse est accouplée la machine test, via une pièce adaptatrice qui a été réalisée spécifiquement pour l'alternateur à tester.

La mesure du couple sur la machine d'essais est réalisée à l'aide d'un capteur de force implanté via un système balance.

Nous présentons dans cette annexe les principales caractéristiques techniques de ce banc.

### B.1 Caractéristiques techniques

#### B.1.1 Caractéristiques couple/vitesse

Pour bien fixer les idées, nous illustrons dans la figure suivante les performances demandées en termes de couple/vitesse du banc à réaliser, en rappelant l'espace couple/vitesse du banc existant ainsi que les extensions possibles :

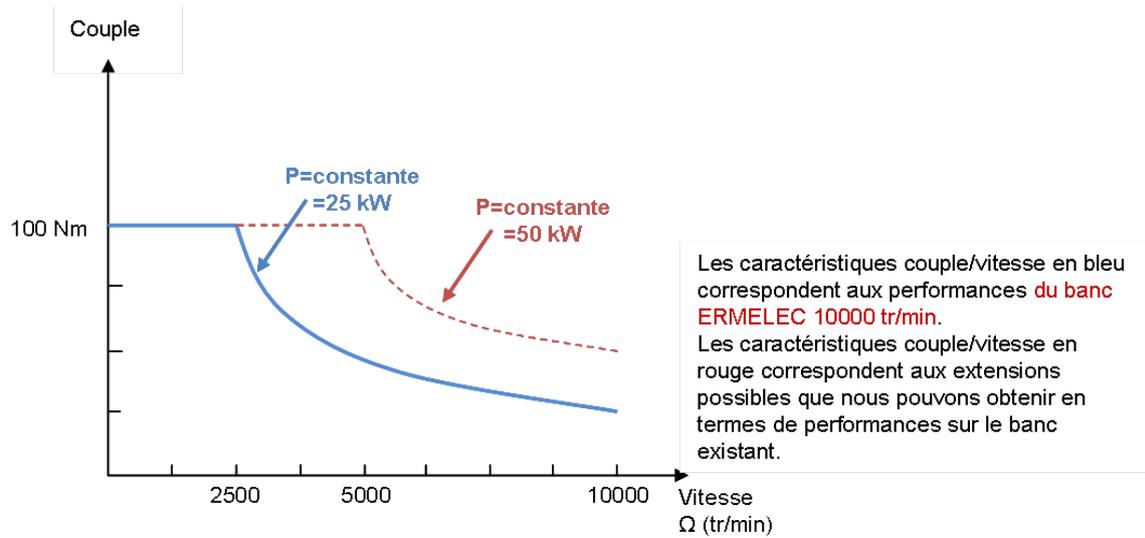


FIGURE B.1 – Caractéristiques couple/vitesse du banc 10000 tr/min (ERMELEC)

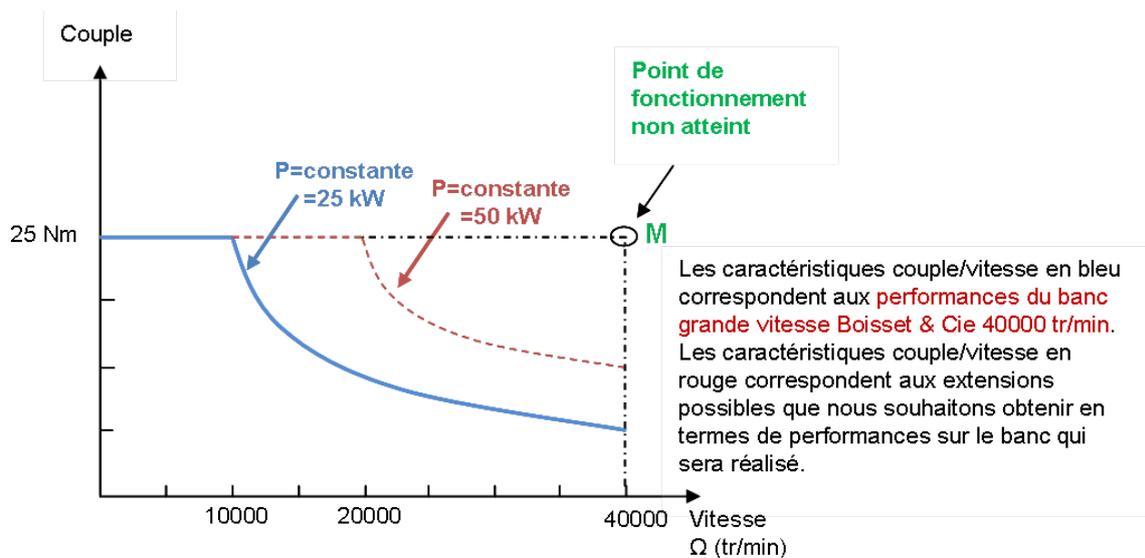


FIGURE B.2 – Caractéristiques couple/vitesse du banc 40000 tr/min Boisset Cie

## B.1.2 Caractéristiques des sous ensembles

### 1. Multiplicateur SP 100

Puissance nominale	: 50 kW
Vitesse à l'entrée	: 9900 tr/min
Rapport d'engrènement	: 4.04
Vitesse à la sortie	: 40000 tr/min
Sens de rotation	: double sens
Quantité d'huile dans la centrale	: 35 ±0.5L litres (ISO VG 32 CsT)
Débit d'huile	: 10 ±10% l/min (ISO VG 32 CsT)
Pression d'huile	: 1.2 ±0.2 bar
Lubrification	: par injection
Refroidissement	: Echangeur de T° eau/huile
T° ambiante de fonctionnement	: 10 à 40 °C
Puissance absorbée à pleine vitesse	: 6.5 à 7 kW

Surveillance des températures :

Température huile ligne GV surveillée par 2 sondes

Alarme	: 75 °C
Arrêt	: 80°C

Surveillance de la pression :

Visuelle par manomètre (0-6 bars)

Seuil mini	: 0.6 bar
Seuil maxi	: 2.5 bars

Electrique par pressostat sur circuit de lubrification

Seuil : 0.8 bar

Surveillance de la lubrification :

Filtre avec indicateur de colmatage optique à repositionnement manuel

Niveau d'huile :

Visuel

Régulation de la température :

Refroidissement de l'huile par arrivée d'eau dans l'échangeur régulée par une Vanne thermostatique réglée en usine.

## 2. Système balance

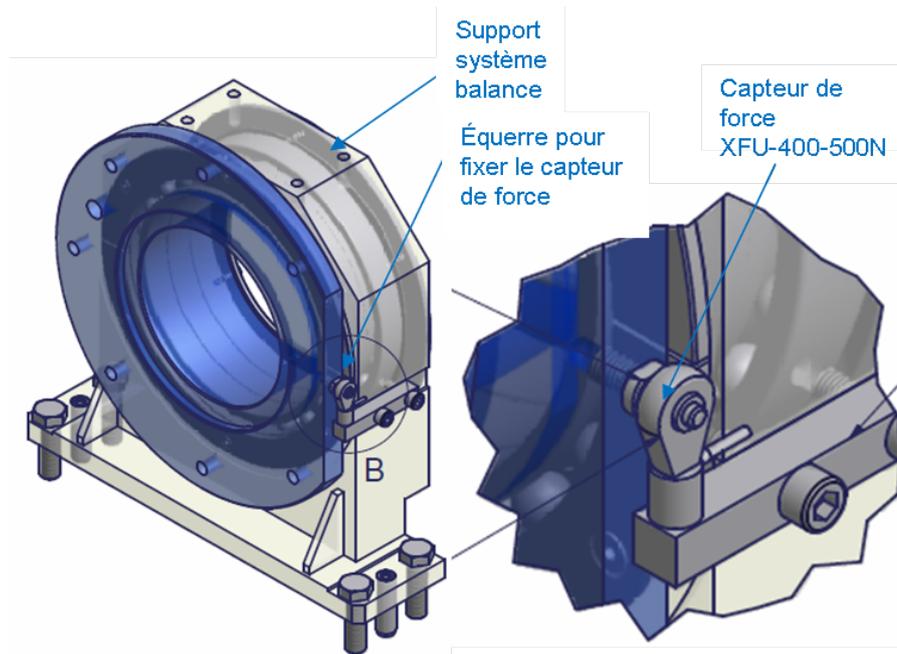


FIGURE B.3 – Caractéristiques couple/vitesse du banc 40000 tr/min Boisset Cie

Il existe deux types de capteur de force prévu pour fonctionner sur le banc :

(a) Le capteur de force miniature XFU400 avec les caractéristiques suivants :

- Une plage de mesure de 0-500N
- Utilisation en traction et en compression
- Embout à rotule
- Grande précision
- Mesures statiques et dynamiques



(b) Le capteur de force XFTC

- Une plage de mesure de 0 à 200 N
- Utilisation en traction et compression
- Mesures statiques et dynamiques



## B.2 Illustration du banc







## Annexe C

# Précision des appareils de mesures utilisés

### C.1 Oscilloscope



**DL9040/DL9140/DL9240 Series  
Digital Oscilloscope**

**U S E R ' S M A N U A L**

---

## Chapter 19 Specifications

## 19.1 Models

Item	Specifications		
Model name	Max. sample rate	Frequency bandwidth	Max. record length
DL9040 (701307)	5 GS/s	500 MHz	2.5 MW
DL9040L (701308)	5 GS/s	500 MHz	6.25 MW
DL9140 (701310)	5 GS/s	1 GHz	2.5 MW
DL9140L (701311)	5 GS/s	1 GHz	6.25 MW
DL9240 (701312)	10 GS/s	1.5 GHz	2.5 MW
DL9240L (701313)	10 GS/s	1.5 GHz	6.25 MW

## 19.2 Input Section

Item	Specifications			
Input channels	4 (CH1 to CH4)			
Input coupling setting	AC, DC, GND, DC 50 $\Omega$			
Input connector	BNC connector			
Input impedance	1 M $\Omega$ $\pm$ 1.0% approx. 20 pF (10 M $\Omega$ $\pm$ 2.0% approx. 14 pF when using PB500 passive probe) 50 $\Omega$ $\pm$ 1.5%			
Voltage axis sensitivity setting range	For 1 M $\Omega$ input:	2 mV/div to 5 V/div (1-2-5 steps)		
	For 50 $\Omega$ input:	2 mV/div to 500 mV/div (1-2-5 steps)		
Maximum input voltage	For 1 M $\Omega$ input (at a frequency of 1 kHz or less):		150 Vrms CAT I	
	For 50 $\Omega$ input:		5 Vrms and 10 Vpeak (Not to exceed either of these values.)	
DC offset max. setting range (With probe attenuation factor set to 1:1)	For 1 M $\Omega$ input			
	2 mV/div to 50 mV/div:	$\pm$ 1 V		
	100 mV/div to 500 mV/div:	$\pm$ 10 V		
	1 V/div to 5 V/div:	$\pm$ 100 V		
	For 50 $\Omega$ input			
	2 mV/div to 50 mV/div:	$\pm$ 1 V		
	100 mV/div to 500 mV/div:	$\pm$ 5 V		
Vertical axis (voltage axis) accuracy				
DC accuracy <sup>1</sup>	For 1 M $\Omega$ input:		$\pm$ (1.5% of 8 div + offset voltage accuracy)	
	For 50 $\Omega$ input:		$\pm$ (1.5% of 8 div + offset voltage accuracy)	
Offset voltage axis accuracy <sup>1</sup>	2 mV/div to 50 mV/div:		$\pm$ (1% of setting value +0.2 mV)	
	100 mV/div to 500 mV/div:		$\pm$ (1% of setting value +2 mV)	
	1 V/div to 5 V/div:		$\pm$ (1% of setting value +20 mV)	
Voltage standing wave ratio (VSWR)	1.5 or less within frequency bandwidth (typical value <sup>4</sup> )			
Frequency characteristics <sup>1,2</sup> (-3 dB attenuation point when sine wave with amplitude $\pm$ 2 div equivalent is input)	For 50 $\Omega$ input	DL9040/DL9040L	DL9140/DL9140L	DL9240/DL9240L
	0.5 V/div to 10 mV/div:	DC to 500 MHz	DC to 1 GHz	DC to 1.5 GHz
	5 mV/div:	DC to 400 MHz	DC to 750 MHz	DC to 1 GHz
	2 mV/div:	DC to 400 MHz	DC to 800MHz	DC to 750MHz
	For 1 M $\Omega$ input (using PB500, measured from probe tip)			
	5 V/div to 10 mV/div:	DC to 500 MHz	DC to 500 MHz	DC to 500 MHz
	5 mV/div to 2 mV/div:	DC to 400 MHz	DC to 400 MHz	DC to 400 MHz
-3 dB low band attenuation point for AC coupling	10 Hz or below (1Hz or below using the supplied 10:1 probe)			
Skew between channels (with same setting conditions)	1 ns or below			
Residual noise level <sup>3</sup>	Larger of 0.4 mVrms or 0.05 div rms (typical value <sup>4</sup> )			
Isolation between channels (at same voltage axis sensitivity)	500 MHz model:	-34 dB at 500 MHz (typical value <sup>4</sup> )		
	1 GHz model:	-30 dB at 1 GHz (typical value <sup>4</sup> )		
	1.5 GHz model:	-30 dB at 1.5 GHz (typical value <sup>4</sup> )		
A/D conversion resolution	8 bits (25 LSB/div) Max. 12 bits (in high resolution mode)			

## C.2 Pince de courant

### **Instructions**

**Tektronix**

**A6304XL**  
**500 Amp AC/DC Current Probe**  
**070-8939-03**

**Warning**  
The servicing instructions are for use by qualified personnel only. To avoid personal injury, do not perform any servicing unless you are qualified to do so. Refer to all safety summaries prior to performing service.



## Specifications

Mechanical, electrical, and environmental characteristics unique to the probe are listed in tables 1 through 3. Please refer to the amplifier documentation for additional specifications.

**Table 1: Electrical Characteristics**

Bandwidth (-3 dB)	DC to $\approx$ 2 MHz
Rise Time (10% to 90%)	$\leq$ 175 ns
Maximum Continuous Current	500 Amps (DC + peak AC)
Maximum Pulsed Current	700 Amps (DC + peak AC) (See Figure 3)
Pulse Amp · Second Product	0.4 A · s (400,000 A · $\mu$ s)
DC Accuracy	$\pm$ 3%
Frequency Derating	See Figure 4
Maximum Bare Wire Working Voltage	600 V <sub>RMS</sub> , CAT II 300 V <sub>RMS</sub> , CAT III
Insertion Impedance	See Figure 5
Typical Aberrations	$\leq$ 10%

## C.3 Amplificateur associé à la pince de courant

### Instruction Manual

**Tektronix**

**AM 503B & AM 5030  
AC/DC Current Probe Amplifiers**

**070-8766-05**

This document applies for firmware version 3.0 and above.

**Warning**  
The servicing instructions are for use by qualified personnel only. To avoid personal injury, do not perform any servicing unless you are qualified to do so. Refer to the Safety Summary prior to performing service.

## Specifications

## Warranted Specifications

Warranted specifications, Table 4-1, are guaranteed performance specifications unless specifically designated as typical or nominal.

Table 4-1: Warranted AM 503B and AM 5030 Specifications

Parameter	Installed Probe					
	A6312	A6302	A6303	A6302XL	A6303XL	A6304XL
Bandwidth	DC to 100 MHz, -3 dB	DC to 50 MHz, -3 dB	DC to 15 MHz, -3 dB	DC to 17 MHz, -3 dB	DC to 10 MHz, -3 dB	DC to 2 MHz, -3 dB
Rise Time, 10% to 90%	≤ 3.5 ns	≤ 7 ns	≤ 23 ns	≤ 20 ns	≤ 35 ns	≤ 175 ns
DC Gain Accuracy	≤3% <sup>1</sup>	≤3% <sup>1</sup>	≤3%	≤3% <sup>1</sup>	≤3%	≤3%

<sup>1</sup> The DC gain accuracy is correctable to < 0.2% when using the probe trim procedure described on page 2-10.

## Nominal and Typical Characteristics

Nominal and typical characteristics, Tables 4-2 and 4-3, are not guaranteed. They are provided to characterize the configuration, performance, or operation of typical probe/amplifier combinations.

Table 4-2: Nominal and Typical AM 503B and AM 5030 Characteristics

Parameter	Installed Probe					
	A6312	A6302	A6303	A6302XL	A6303XL	A6304XL
Current/Division Ranges, nominal. Oscilloscope at 10 mV/div	1 mA/div to 5 A/div, 1-2-5 sequence	1 mA/div to 5 A/div, 1-2-5 sequence	5 mA/div to 50 A/div, 1-2-5 sequence	1 mA/div to 5 A/div, 1-2-5 sequence	5 mA/div to 50 A/div, 1-2-5 sequence	500 mA/div to 200 A/div, 1-2-5 sequence
Input Coupling, nominal	AC, DC, and REF	AC, DC, and REF	AC, DC, and REF	AC, DC, and REF	AC, DC, and REF	AC, DC, and REF
AC Coupling Low-Frequency Bandwidth, typical	<7 Hz, -3 dB	<7 Hz, -3 dB	<7 Hz, -3 dB	<7 Hz, -3 dB	<7 Hz, -3 dB	<7 Hz, -3 dB
Output DC Level Adjustment Range, typical	±10 divisions	±10 divisions	±10 divisions	±10 divisions	±10 divisions	±10 divisions
Output Dynamic Range, typical (Including Output DC Level Setting)	±10 divisions, ±100 mV	±10 divisions, ±100 mV	±10 divisions, ±100 mV	±10 divisions, ±100 mV	±10 divisions, ±100 mV	±10 divisions, ±100 mV
Displayed Noise, typical	<250 $\mu$ A <sub>RMS</sub> Limit measurement bandwidth to 100 MHz.	<250 $\mu$ A <sub>RMS</sub> Limit measurement bandwidth to 100 MHz.	<2.5 mA <sub>RMS</sub> Limit measurement bandwidth to 100 MHz.	<250 $\mu$ A <sub>RMS</sub> Limit measurement bandwidth to 100 MHz.	<2.5 mA <sub>RMS</sub> Limit measurement bandwidth to 100 MHz.	<0.25 A <sub>RMS</sub> Limit measurement bandwidth to 20 MHz.

## C.4 Ampèremètre/Voltmètre

**WT200**  
**Digital Power Meter**  
**USER'S MANUAL**

---

**YOKOGAWA** ◆  
Yokogawa Electric Corporation

**IM 253421-01E**  
1st Edition

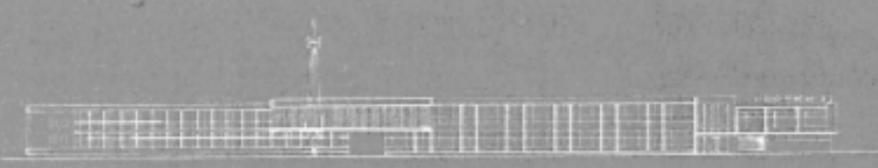
## 16.2 Measurement Functions

### Voltage/Current

Item	Specification
Method	Digital sampling method, summation averaging method
Frequency range	DC, 10 Hz to 50 kHz
Crest factor	*3* at rated input
Display accuracy (within 3 months after calibration) (Conditions) Temperature: 23 ± 5°C Humidity: 30% to 75% R.H. Supply voltage: Specified Voltage ± 5% Input waveform: Sine wave Common mode voltage: 0 VDC Filter: ON at 200 Hz or less Scaling: OFF This accuracy are guaranteed by YOKOGAWA calibration system. Note: The unit f in accuracy expressions is kHz.	DC : $\pm(0.2\% \text{ of rdg} + 0.2\% \text{ of rng)}$ 10 Hz $\leq f < 45$ Hz : $\pm(0.3\% \text{ of rdg} + 0.2\% \text{ of rng)}$ 45 Hz $\leq f \leq 66$ Hz : $\pm(0.15\% \text{ of rdg} + 0.1\% \text{ of rng)}$ 66 Hz $< f \leq 1$ kHz : $\pm(0.3\% \text{ of rdg} + 0.2\% \text{ of rng)}$ 1 kHz $< f \leq 10$ kHz : $\pm(0.2\% \text{ of rdg} + 0.3\% \text{ of rng}) \pm \{(0.05 \times f)\% \text{ of rdg}\}$ 10 kHz $< f \leq 20$ kHz : $\pm(0.5\% \text{ of rdg} + 0.5\% \text{ of rng}) \pm \{(0.15 \times (f-10))\% \text{ of rdg}\}$ 20 kHz $< f \leq 50$ kHz : $\pm(0.5\% \text{ of rdg} + 0.5\% \text{ of rng}) \pm \{(0.15 \times (f-10))\% \text{ of rdg}\}$
Effective input range	With the input range at 10% to 110%, the above specified accuracy is valid. With the input range at 110% to 130%, the above specified reading accuracy increased 0.5 times is added to the accuracy.
Accuracy (within 12 months after calibration)	The above specified reading accuracy increased 0.5 times is added to the accuracy (within 3 months after calibration).
Temperature coefficient	$\pm 0.03\%$ of range/°C at 5 to 18°C, 28 to 40°C
Display update rate	4 times/s



## C.5 Couplemètre



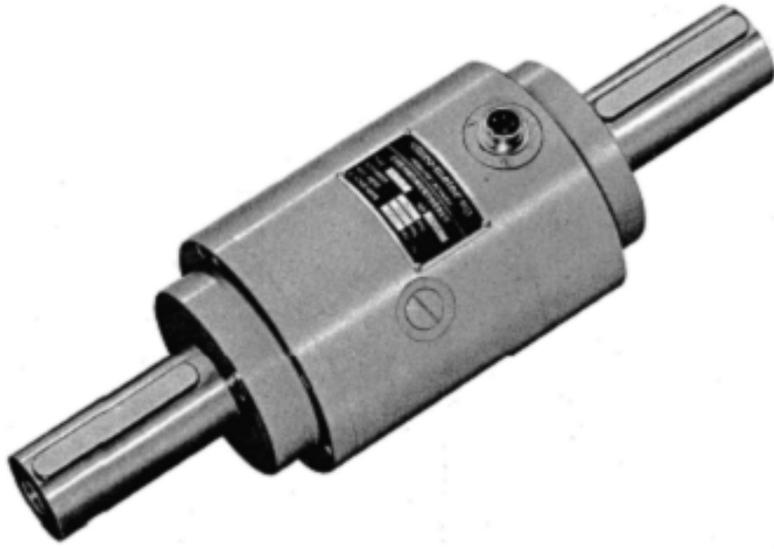
**vibro-meter sa**

TG-.../B

F

### Capteur de torsion sans contact

Types TG-.../B



- Pour la mesure des moments de torsion statiques et des moments de variation rapides (également lors du fonctionnement réversible)
- Types avec valeurs nominales de 0,1 mkp à 10 000 mkp
- Sans entretien, grande sécurité d'exploitation grâce à l'alimentation et à la transmission de signaux sans contacts
- Sans entretien, grande sécurité d'exploitation grâce à la transmission sans contacts de la tension d'alimentation et du signal de mesure
- Nombre de tours maximum d'après les valeurs nominales: entre 28 000 et 8 000 t/min.
- Possibilité d'éliminer les effets des forces axiales et radiales par des supports ou paliers à roulements à billes

— 4 —

**6) Support Figure 1**

Le support du capteur est parfois souhaitable lorsque l'accouplement avec l'arbre connecté est élastique ou lorsque l'accouplement avec la pièce d'essais doit être fréquemment séparé. De tels cas deviennent nécessaires par l'accouplement à cardan ou à dents arquées etc. que l'on devrait choisir pour protéger l'arbre de mesure des moments de flexion trop élevés. Ce support est formé d'une plaque de base et de 2 brides supportant les côtés du capteur. Sont employés les supports type SF/0,1 jusqu'à SF/10 000. De cette façon on évite, jusqu'à la limite de charge admise, l'ensemble désavantageux avec paliers, lesquels ne permettent pas un nombre de tours aussi élevé (dessins VZ-625, VZ-626 et VZ-642).

**7) Capteurs avec plaque de base et paliers à roulements à billes Figure 2**

Lors de très grandes forces axiales, le support du capteur par le boîtier n'est plus possible car le chargement des roulements est trop élevé. Ainsi des capteurs similaires avec de plus longs arbres de mesure peuvent être livrés; les arbres de mesure sont supportés sur deux paliers à roulement à billes montés sur une plaque de base. Cette exécution doit être également choisie lorsque les forces axiales dépassent la limite de charge admise ou lorsque celles-ci doivent être tenues à distance de la section de mesure à cause d'un moment de flexion superposé. Dans ce cas, le premier palier décharge l'arbre de mesure de la poussée axiale (dessins VZ-636, VZ-640, VZ-641 et VZ-643).

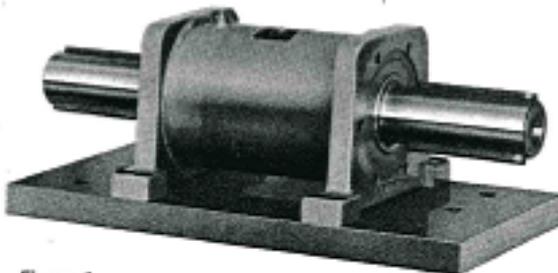


Figure 1

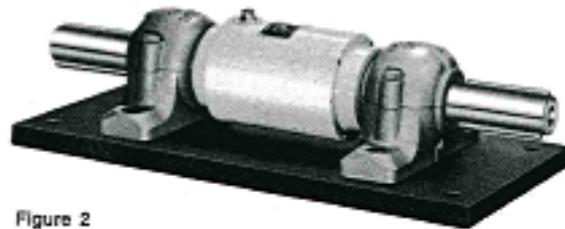


Figure 2

**Spécifications techniques**

Valables pour tous les capteurs. D'autres spécifications sont indiquées dans les tableaux des pages 5 et 6

<b>Charge nominale:</b>	voir tableau page 6
<b>Charge maximale:</b>	2 x la charge nominale; à partir du TG-2000/B 1,5 x la charge nominale
<b>Sensibilité:</b>	env. 3 mV/V de tension d'alimentation pour valeur nominale, ce qui signifie que 10% de la valeur nominale donne pleine déviation à la sortie des amplificateurs à fréquence porteuse VIBRO-METER
<b>Etendue de mesure:</b>	comme 10% de la pleine mesure sont mesurables si les conditions d'environnement sont favorables, l'étendue de la mesure va de 1% de la charge nominale au double de celle-ci; par exemple, l'étendue de mesure du capteur TG/20 est de 0,2 mkp à 40 mkp
<b>Précision:</b>	mesurée entre la charge appliquée et le signal de mesure: 0,25—0,5% de la charge nominale, mais dépendant de la précision de l'étalonnage statique
<b>Linéarité:</b>	de 1% à 100% de la charge nominale: max. 0,5%, caractéristique 0,25%
<b>Hystérèse:</b>	Pratiquement négligeable dans la pratique. Lors du changement de direction du couple, c'est-à-dire lors du passage du moment positif au moment négatif, une «faute d'inversion» se manifeste sous la forme d'un décalage au point zéro qui s'élève à 0,25%, max. 0,5% de la transmission rotative sans contact inférieure à 0,25% de la valeur nominale
<b>Influence de couplage:</b>	fréquence porteuse 10 V 8 kHz d'un amplificateur à fréquence porteuse VIBRO-METER
<b>Alimentation:</b>	env. 4 x 1000 ohms
<b>Impédance du pont de mesure:</b>	amplificateurs à fréquence porteuse VIBRO-METER ou appareils de mesure du couple 8-CT en amplitude et phase, directement sur les amplificateurs à fréquence porteuse; pour l'appareil de mesure du couple 8-CT, cet équilibrage est déjà acquis dans nos ateliers (v. page 6)
<b>Appareil de raccordement:</b>	pour TG-0,1/B jusqu'à TG-500/B: fiche TUCHEL, type 3302;
<b>Accordage:</b>	pour TG-1000/B jusqu'à TG-10 000/B: fiche CANNON, type MS3102E18-10P
<b>Fiche de raccordement:</b>	type K-330/A pour les capteurs avec fiche TUCHEL (longueurs standards 3, 5 et 10 m)
<b>Câble de raccordement:</b>	type K-330/A-TC/3 pour les capteurs avec fiche CANNON (longueur standard 3 m)
<b>Domaine de température:</b>	—25° C jusqu'à + 70° C
<b>Stabilité en température:</b>	dérive du zéro 0,05%/° C
<b>Nombre de tours:</b>	variation de la sensibilité: env. 0,1%/° C
<b>Fréquence propre:</b>	voir tableau à la page 6
	varie selon le type de capteur. Il est cependant à remarquer que la fréquence propre peut être diminuée par les éléments supplémentaires du montage. Veuillez demander nos prospectus correspondants.

# Annexe D

## Détail des mesures réalisées à vide

Nous regroupons dans cette annexe les mesures concernant l'influence du couplage au stator sur l'évolution des pertes fer à vide dans l'alternateur "A". Ces mesures ont été réalisées sur le Banc 1 (banc faible vitesse).

L'excitation étant réalisée de manière séparée, nous n'avons pas tenu compte de cette puissance, et par conséquent, nous n'avons pas pris en compte les pertes rotoriques engendrées par cette excitation.

Ces mesures sont présentées sous forme de tableau pour différentes valeurs de courants d'excitation et dans chaque cas pour 3 valeurs de vitesses qui sont : 1800tr/min, 3000tr/min et 4000tr/min.

Nous avons ainsi pu tracer pour ces différentes valeurs de courants d'excitation, l'évolution des pertes fer globales à vide dans l'alternateur en fonction du couplage statorique.

Précision sur les appareils de mesures  
 Couplémetre 0,0025  
 Oscillo 0,015  
 Yoko 0,001  
 Sonde 0,03

**lex=1A**

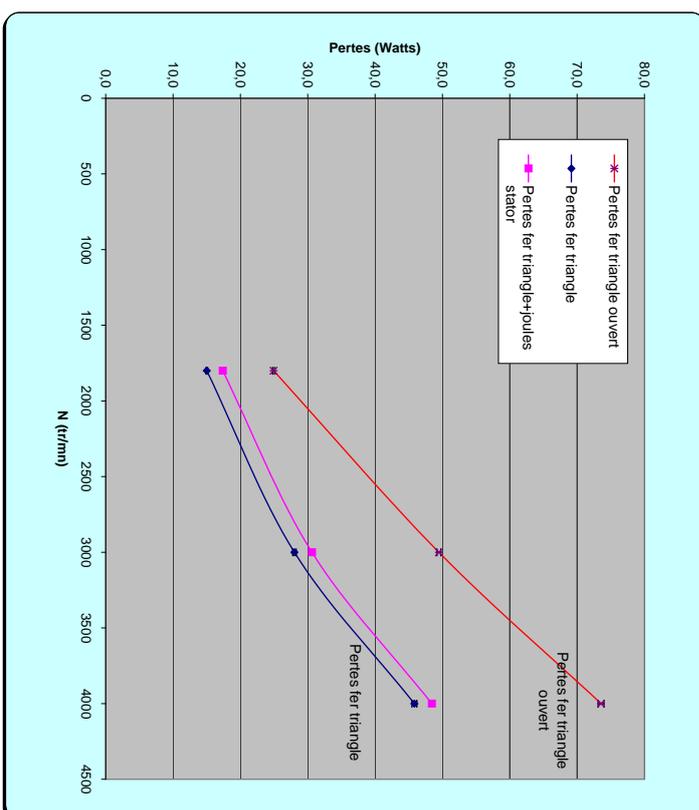
**Stator série**

Calibre pince courant

0,200

n alt	(tr/min)	1800	3000	4000
Iexc	(A)	1,00	1,00	1,00
C vide	(Nm)	0,09	0,11	0,12
Uexc	(V)	2,30	2,35	2,35
Call étoile	(Nm)	0,21	0,26	0,29
Call triangle	(Nm)	0,17	0,20	0,23

<b>Séparation de pertes</b>				
Puissance absorbée étoile	(Watt)	41,9	84,0	123,8
Incertitude de mesures	(Watt)	0,1	0,2	0,3
Puissance absorbée triangle	(Watt)	34,3	65,2	98,7
Incertitude de mesures	(Watt)	0,1	0,2	0,2
Courant efficace triangle	(A)	3,0	3,1	3,1
Température Chignon	(°C)	23,0	25,0	25,0
Pertes Joules stator étoile	(Watt)	0	0	0
Pertes Joules stator triangle	(Watt)	2,36	2,59	2,59
Incertitude de mesures	(Watt)	0,00	0,00	0,00
Pertes mécaniques	(Watt)	16,96	34,56	50,27
Incertitude de mesures	(Watt)	0,04	0,09	0,13
Pertes fer triangle ouvert	(Watt)	24,9	49,5	73,6
Incertitude de mesures	(Watt)	0,1	0,3	0,4
Pertes fer triangle	(Watt)	15,0	28,0	45,8
Incertitude de mesures	(Watt)	0,1	0,2	0,4
Pertes fer triangle+joules stator	(Watt)	17,4	30,6	48,4



**lex=2A**

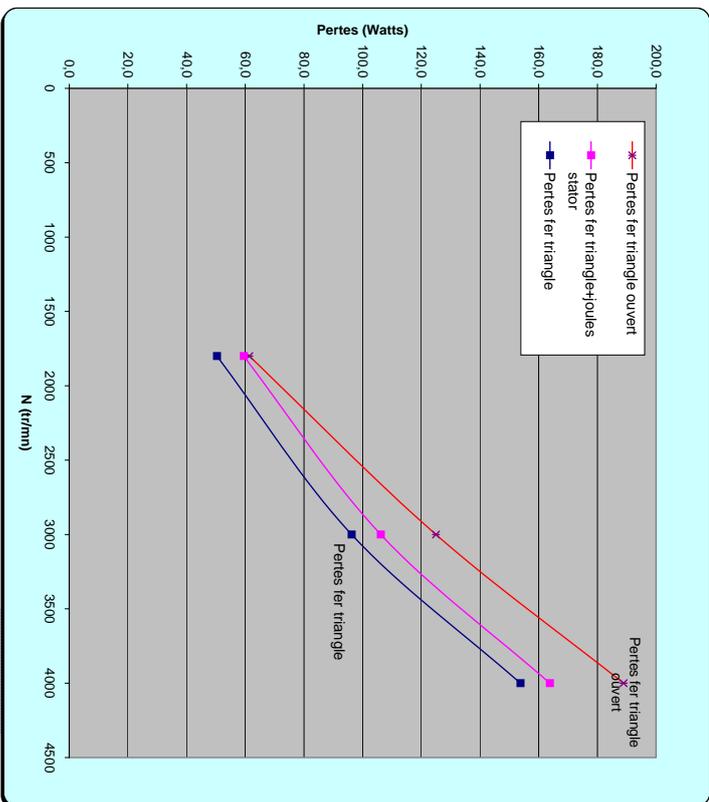
**Stator série**

Calibre pince courant

2.000

n alt	(tr/min)	1800	3000	4000
Iexc	(A)	2,00	2,00	2,00
C vide	(Nm)	0,09	0,11	0,12
Uexc	(V)	4,30	4,38	4,40
Call étoile	(Nm)	0,37	0,48	0,55
Call triangle	(Nm)	0,36	0,42	0,49

<b>Séparation de pertes</b>				
Puissance absorbée étoile	(Watt)	78,3	159,6	239,2
Incertitude de mesures	(Watt)	0,2	0,4	0,6
Puissance absorbée triangle	(Watt)	76,5	140,7	214,1
Incertitude de mesures	(Watt)	0,2	0,3	0,5
Courant efficace triangle	(A)	5,8	6,0	6,0
Température Chignon	(°C)	27,0	30,0	33,0
Pertes Joules stator étoile	(Watt)	0	0	0
Pertes Joules stator triangle	(Watt)	9,15	9,91	10,03
Incertitude de mesures	(Watt)	0,02	0,02	0,02
Pertes mécaniques	(Watt)	16,96	34,56	50,27
Incertitude de mesures	(Watt)	0,04	0,09	0,13
Pertes fer triangle ouvert	(Watt)	61,4	125,0	188,9
Incertitude de mesures	(Watt)	0,2	0,5	0,7
Pertes fer triangle	(Watt)	50,3	96,2	153,8
Incertitude de mesures	(Watt)	0,2	0,4	0,7
Pertes fer triangle+joules stator	(Watt)	59,5	106,1	163,8



**lex=3A**

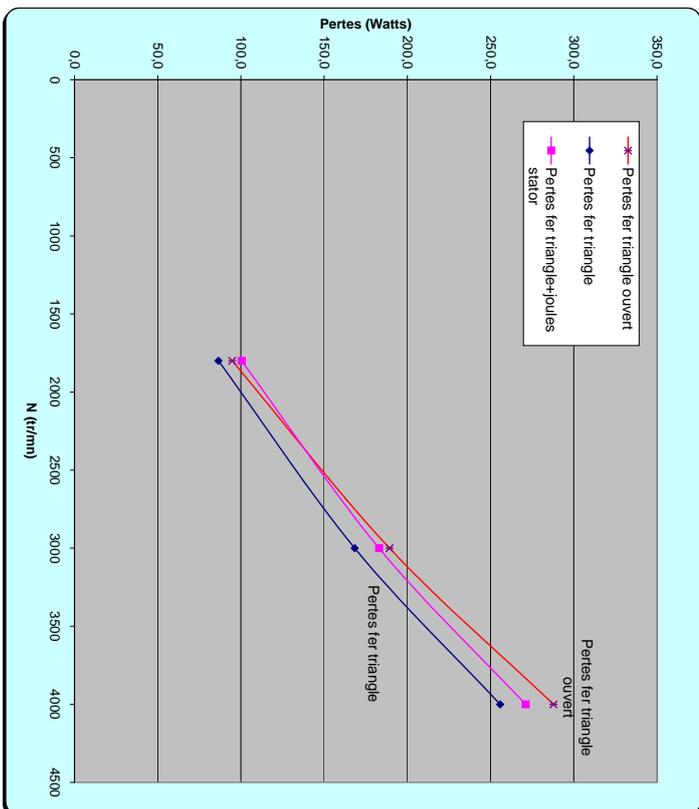
**Stator série**

Calibre pince courant

5,000

n alt	(tr/min)	1800	3000	4000
I <sub>exc</sub>	(A)	3,00	3,00	3,00
C vide	(Nm)	0,09	0,11	0,12
U <sub>exc</sub>	(V)	6,45	6,55	6,57
Call étoile	(Nm)	0,49	0,65	0,76
Call triangle	(Nm)	0,52	0,63	0,72

<b>Séparation de pertes</b>				
Puissance absorbée étoile	(Watt)	111,7	223,9	338,1
Incertitude de mesures	(Watt)	0,2	0,5	0,8
Puissance absorbée triangle	(Watt)	117,4	217,6	321,3
Incertitude de mesures	(Watt)	0,2	0,5	0,8
Courant efficace triangle	(A)	7,1	7,2	7,3
Température Chignon	(°C)	33,0	36,0	40,0
Pertes Joules stator étoile	(Watt)	0	0	0
Pertes Joules stator triangle	(Watt)	13,92	14,61	15,24
Incertitude de mesures	(Watt)	0,11	0,11	0,11
Pertes mécaniques	(Watt)	16,96	34,56	50,27
Incertitude de mesures	(Watt)	0,04	0,09	0,13
Pertes fer triangle ouvert	(Watt)	94,7	189,3	287,8
Incertitude de mesures	(Watt)	0,3	0,6	0,9
Pertes fer triangle	(Watt)	86,5	168,4	255,8
Incertitude de mesures	(Watt)	0,4	0,7	1,0
Pertes fer triangle+joules stator	(Watt)	100,4	183,0	271,0



**Iex=5A**

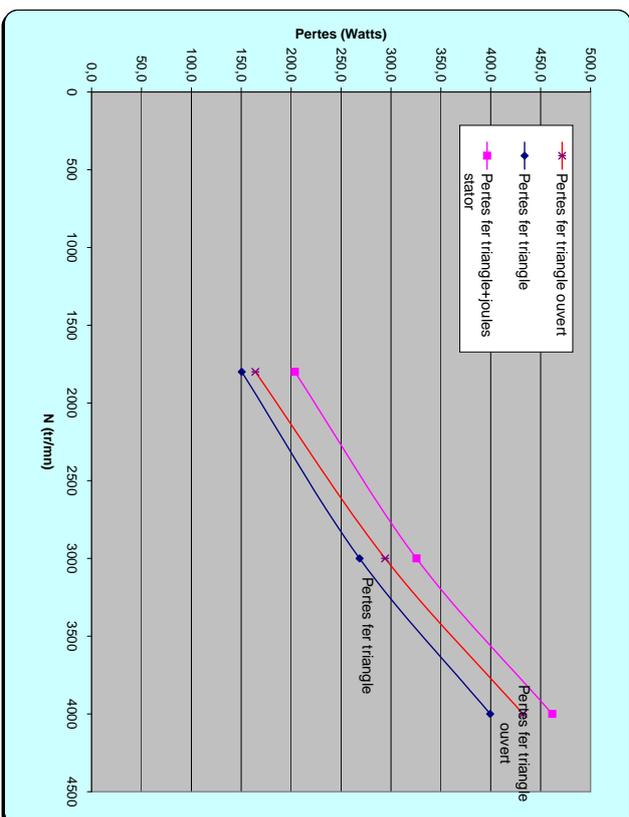
**Stator série**

Calibre pince courant

5,000

n alt	(tr/min)	1800	3000	4000
Iexc	(A)	5,00	5,00	5,00
C vide	(Nm)	0,09	0,11	0,12
Uexc	(V)	11,70	11,70	11,90
Call étoile	(Nm)	0,65	0,86	1,01
Call triangle	(Nm)	0,86	0,96	1,08

<b>Séparation de pertes</b>				
Puissance absorbée étoile	(Watt)	181,0	328,7	482,6
Incertitude de mesures	(Watt)	0,3	0,7	1,1
Puissance absorbée triangle	(Watt)	220,6	360,1	511,9
Incertitude de mesures	(Watt)	0,4	0,8	1,1
Courant efficace triangle	(A)	13,4	13,9	14,4
Température Chignon	(°C)	48,0	50,0	55,0
Pertes Joules stator étoile	(Watt)	0	0	0
Pertes Joules stator triangle	(Watt)	53,13	57,00	62,20
Incertitude de mesures	(Watt)	0,11	0,11	0,12
Pertes mécaniques	(Watt)	16,96	34,56	50,27
Incertitude de mesures	(Watt)	0,04	0,09	0,13
Pertes fer triangle ouvert	(Watt)	164,1	294,1	432,3
Incertitude de mesures	(Watt)	0,3	0,8	1,2
Pertes fer triangle	(Watt)	150,5	268,5	399,4
Incertitude de mesures	(Watt)	0,6	1,0	1,4
Pertes fer triangle+Joules stator	(Watt)	203,6	325,5	461,6



# Annexe E

## Caractéristiques des diodes utilisées

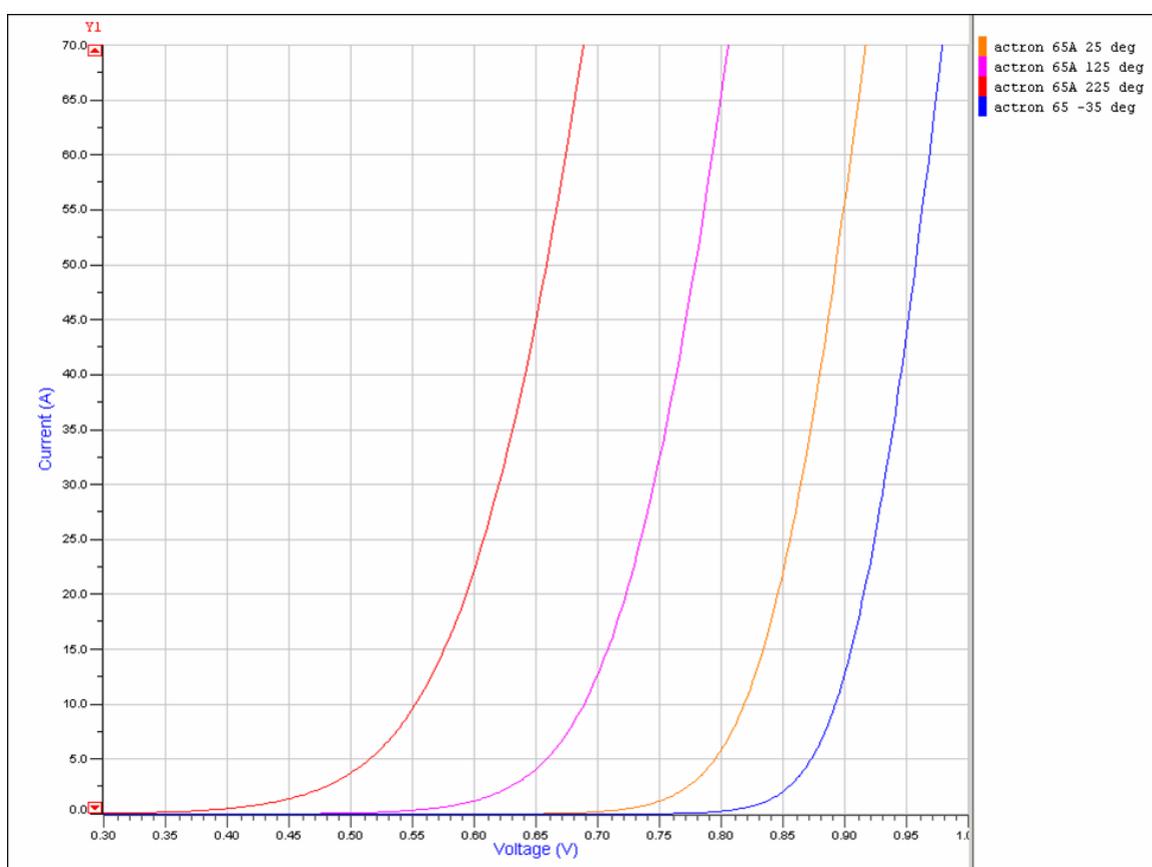


FIGURE E.1 – Courbes Courant/Tension des diodes de puissance

Forward Current						
Diode	$i_s(A) @ T_{nom}$	n	XTI	$R_s$	TRS1	TRS2
ACTRON 35A	5,0000E-12	1,132	4,4	0,00099	0,0045	-1,40E-05
ACTRON 50A						
ACTRON 65A	1,2000E-11	1,14	3	0,00068	0	0
SANKEN 35A	5,0000E-12	1,123	4,3	0,0011	0,00277	-7,40E-06
SANKEN 50A	9,00E-12	1,143	4,5	0,00074	0,0039	-9,00E-06
ZH6	6,00E-12	1,115	4,5	0,00093	0	
ZH8	5,50E-12	1,129	4,5	0,0013	0,003	0
ZR1450	3,00E-09	1,467	4,5	0,0011	0,0027	0
ZR1465	9,00E-10	1,378	3	0,00077	0,002	0

FIGURE E.2 – Caractéristiques des diodes

# Annexe F

## Calcul de RDM

Nous présentons dans cette partie le détail des calculs concernant la résistance mécanique de la partie liée au rétroissement sur le pôle au rotor.

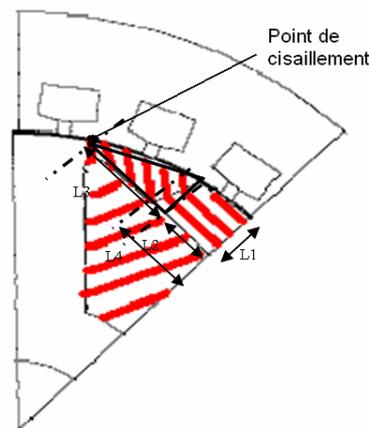


FIGURE F.1 – Illustration du calcul de RDM pour une machine à 2 paires de pôles

Le calcul de la masse hachurée sur la figure ci-dessus, est réalisé comme suit :

$$M_{\text{Materiau}} = [(L1 * L2) * \rho_{\text{aimant}} + \frac{1}{2} * (L4 - L2) * L1 * \rho_{\text{aimant}} + \frac{1}{2} * (L3 * L1) * \rho_{\text{tole}} + \rho_{\text{cuivre}} * \text{Surfacebobinage} * \text{Coeffremplissage}] * L_{\text{fer}} \quad (\text{F.1})$$

Dans ce premier calcul on ne prend pas en compte la force exercée par les têtes de bobines. Cette simplification nous poussera donc à choisir un coefficient de sécurité plus important.

$$\rho_{\text{aimant}} = 6800 \text{kg/m}^3$$

$$\rho_{\text{tole}} = 7800 \text{kg/m}^3$$

$$\rho_{\text{cuivre}} = 8920 \text{kg/m}^3$$

On détaille ces calculs pour chaque configuration, afin de pouvoir adapter cette hauteur lors de la détermination du nombre de paires de pôles optimal. Ces valeurs numériques proviennent du logiciel éléments finis (FLUX 2D).

. Calcul de la masse rapportée au point de cisaillement :

– Machine à 2 paires de pôles

$$M_{\text{Materiau}} = [(0,008 * 0,009) * 6800 + \frac{1}{2} * (0,0123 - 0,009) * 0,008 * 6800 + \frac{1}{2} * (0,020 * 0,008) * 7800 + 8920 * 0,310E - 3 * 0,5] * 0,06 \quad (\text{F.2})$$

$$M_{\text{Materiau}} = 0,14kg$$

– Machine à 3 paires de pôles

$$M_{\text{Materiau}} = [(0,006 * 0,0038) * 6800 + \frac{1}{2} * (0,007 - 0,0038) * 0,006 * 6800 + \frac{1}{2} * (0,016 * 0,006) * 7800 + 8920 * 0,251E - 3 * 0,5] * 0,06 \quad (\text{F.3})$$

$$M_{\text{Materiau}} = 0,1kg$$

– Machine à 4 paires de pôles

$$M_{\text{Materiau}} = [(0,005 * 0,0029) * 6800 + \frac{1}{2} * (0,0071 - 0,0029) * 0,006 * 6800 + \frac{1}{2} * (0,0124 * 0,005) * 7800 + 8920 * 0,200E - 3 * 0,5] * 0,06 \quad (\text{F.4})$$

$$M_{\text{Materiau}} = 0,08kg$$

. Calcul de la force exercée en considérant la vitesse maximum d'essais de l'alternateur :

$$F = \frac{M_{\text{Materiau}} * (\text{Vitesse}(\text{rad.s}^{-1}))^2}{\text{Rayon}} \quad (\text{F.5})$$

Ce qui nous donne pour chaque configuration de machine et une vitesse de 21000 tr/min :

– Machine à 2 paires de pôles

$$F = \frac{0,14 * (2200)^2}{49,5 - 0,325} = 13780N \quad (\text{F.6})$$

– Machine à 3 paires de pôles

$$F = \frac{0,1 * (2200)^2}{49,5 - 0,325} = 9842N \quad (\text{F.7})$$

– Machine à 4 paires de pôles

$$F = \frac{0,08 * (2200)^2}{49,5 - 0,325} = 7874N \quad (\text{F.8})$$

On a ainsi pour chaque configuration :

– Machine à 2 paires de pôles

$$H_{\text{limite}} = \frac{13780}{420 * 60} = 0,55mm \quad (\text{F.9})$$

– Machine à 3 paires de pôles

$$H_{\text{limite}} = \frac{9842}{420 * 60} = 0,4mm \quad (\text{F.10})$$

– Machine à 4 paires de pôles

$$H_{limite} = \frac{7874}{420 * 60} = 0,3mm \quad (\text{F.11})$$





## Caractéristiques magnétiques

## Epaisseur 0,50 mm

	Masse volumique conventionnelle (kg/dm <sup>3</sup> )	Perles max (W/kg) à 60 Hz à 1 T	Perles max (W/kg) à 60 Hz à 1,5 T	Perles max (W/kg) à 40 Hz à 1,5 T	Polarisation mini (T) à 2500 A/m	Polarisation mini (T) à 5000 A/m	Polarisation mini (T) à 10000 A/m	Anisotropie de perte max (+/- %)	Nombre mini de plis	Facteur de foisonnement mini (mm)
	Garantie	Indicatif	Garantie	Garantie	Garantie	Garantie	Garantie	Garantie	Garantie	Garantie
M250-50 A	7,60	1,05	2,50	3,21	1,49	1,60	1,70	17	2	0,97
M270-50 A		1,10	2,70	3,47						
M290-50 A		1,15	2,90	3,71						
M310-50 A	7,65	1,25	3,10	3,95	1,50	1,63	1,73	14	3	
M330-50 A		1,35	3,30	4,20						
M350-50 A	7,70	1,50	3,50	4,45	1,54	1,64	1,74	12	5	
M400-50 A		1,70	4,00	5,10	1,56	1,65	1,75			
M470-50 A	7,75	2,00	4,70	5,90	1,57	1,66	1,76	10	10	
M530-50 A		2,30	5,30	6,66	1,60	1,69	1,77			
M600-50 A	7,80	2,60	6,00	7,53	1,62	1,72	1,81	8		
M700-50 A		3,00	7,00	8,79						
M800-50 A	7,85	3,60	8,00	10,06						
M940-50 A		4,20	9,40	11,84						

Multipliez les valeurs en W/kg par 0,4534 pour obtenir les valeurs en W/livre.

## Caractéristiques mécaniques

Les caractéristiques mécaniques sont fournies à titre indicatif.

## Epaisseur 0,50 mm

	Direction	R <sub>s</sub> (MPa)	R <sub>m</sub> (MPa)	R <sub>m</sub> /R <sub>s</sub>	A <sub>50</sub> (%)	HV 5
M 250-50 A	T	430 - 470	560 - 600	0,75 - 0,80	15 - 25	210 - 240
M 270-50 A	T	430 - 470	560 - 600	0,75 - 0,80	15 - 25	210 - 240
M 290-50 A	T	420 - 460	550 - 590	0,73 - 0,78	20 - 30	200 - 230
M 310-50 A	T	420 - 460	550 - 590	0,73 - 0,78	20 - 30	200 - 230
M 330-50 A	T	370 - 410	510 - 550	0,72 - 0,77	25 - 35	180 - 210
M 350-50 A	T	370 - 410	510 - 550	0,72 - 0,77	25 - 35	180 - 210
M 400-50 A	T	340 - 380	480 - 520	0,69 - 0,74	25 - 35	170 - 200
M 470-50 A	T	310 - 350	460 - 500	0,67 - 0,72	28 - 38	140 - 170
M 530-50 A	T	310 - 350	460 - 500	0,67 - 0,72	28 - 38	140 - 170
M 600-50 A	T	280 - 330	400 - 450	0,67 - 0,72	30 - 40	120 - 150
M 700-50 A	T	280 - 330	400 - 450	0,67 - 0,72	30 - 40	120 - 150
M 800-50 A	T	280 - 330	400 - 450	0,67 - 0,72	30 - 40	120 - 150
M 940-50 A	T	275 - 330	400 - 450	0,67 - 0,72	30 - 40	120 - 150

## Caractéristiques du revêtement

Ces qualités standard sont proposées non isolées ou revêtues d'un des types de vernis décrits dans la fiche D10.

Pour des informations commerciales (cotations, livraisons, disponibilité produits) :

- Europe : [http://www.arcelormittal.com/fce/org/agencies\\_map.html](http://www.arcelormittal.com/fce/org/agencies_map.html)
- D'autres pays : [contact@arcelormittal.com](mailto:contact@arcelormittal.com)

Pour des questions techniques sur ces produits : [fce.technical.assistance@arcelormittal.com](mailto:fce.technical.assistance@arcelormittal.com)

Pour des chercheurs : [clicquez ici](#)

Toutes les informations figurant dans le catalogue d'ArcelorMittal Rat Carbon Europe S.A. ne sont données qu'à titre indicatif. ArcelorMittal Rat Carbon Europe S.A. se réserve le droit de modifier à tout moment et sans préavis sa gamme de produits.

-- Date de mise à jour: 2008-11-4 --

## Annexe G

# Mesures concernant l'influence du redresseur sur la propagation des pertes fer dans la machine

Nous regroupons ci-après les mesures réalisées avec redresseur sur la charge électronique (colonne essais redresseur iso-puissance) ainsi que ceux réalisés sur la charge purement résistive (colonne essais sur R).

Ces résultats sont présentés successivement pour les 4 vitesses :

- . 6000tr/min
- . 8000tr/min
- . 10000tr/min
- . 12000tr/min

Mesures concernant l'influence du redresseur sur la propagation des pertes fer dans la machine

6000tr/min

Essais		Sur redresseur iso puissance	Sur R
n alt	(tr/min)	6000	6000
Ir	(A)	4,80	4,80
C vide	(Nm)	0,16	0,16
Uexc	(V)	13,50	11,50
Calt triangle	(Nm)	7,40	8,40

Séparation de pertes			
Puissance absorbée triangle	(Watt)	4714,4	5333,1
Incertitude de mesures	(Watt)	62,8	62,8
Courant efficace triangle	(A)	48,5	50,0
Courant efficace ligne	(A)	83,0	81,5
Courant efficace résistance	(A)		46,5
Courant redresse	(A)	227,0	
Tension efficace	(V)	13,5	14,5
Température Chignon	(°C)	150,0	130,0
Puissance utile	(W)	3064,5	4021,0
Pertes Diodes calculées	(Watt)	412,0	
Pertes Joule rotor	(Watt)	64,8	55,2
Pertes Joule stator triangle	(Watt)	632,99	637,11
Incertitude de mesures	(Watt)	0,15	0,15
Pertes mécaniques	(Watt)	100,53	100,53
Incertitude de mesures	(Watt)	0,25	0,25
Pertes fer triangle	(Watt)	439,5	519,2
Incertitude de mesures	(Watt)	63,2	63,2

Mesures concernant l'influence du redresseur sur la propagation des pertes fer dans la machine

8000tr/min

Essais		Sur redresseur iso puissance	Sur R
n alt	(tr/min)	8000	8000
Ir	(A)	4,80	4,70
Cvide	(Nm)	0,20	0,20
Uexc	(V)	11,50	11,40
Calt triangle	(Nm)	5,75	6,40

Séparation de pertes			
Puissance absorbée triangle	(Watt)	4872,3	5415,2
Incertitude de mesures	(Watt)	83,8	83,8
Courant efficace triangle	(A)	49,0	50,0
Courant efficace ligne	(A)	84,0	80,0
Courant efficace résistance	(A)		46,3
Courant redresse	(A)	229,0	
Tension efficace	(V)	13,5	14,4
Température Chignon	(°C)	130,0	120,0
Puissance utile	(Watt)	3091,5	4000,0
Pertes Diodes calculées	(Watt)	416,00	
Pertes Joule rotor	(Watt)	55,20	53,58
Pertes Joule stator triangle	(Watt)	611,68	619,29
Incertitude de mesures	(Watt)	0,15	0,14
Pertes mécaniques	(Watt)	167,55	167,55
Incertitude de mesures	(Watt)	0,42	0,42
Pertes fer triangle	(Watt)	530,2	574,8
Incertitude de mesures	(Watt)	84,3	84,3

Mesures concernant l'influence du redresseur sur la propagation des pertes fer dans la machine

10000tr/min

Essais		Sur redresseur iso puissance	
		10000	10000
n alt	(tr/min)	10000	10000
I <sub>r</sub>	(A)	4,80	4,65
C vide	(Nm)	0,36	0,26
U <sub>exc</sub>	(V)	11,30	11,20
Calc triangle	(Nm)	4,80	5,30

Séparation de pertes			
Puissance absorbée triangle	(Watt)	5080,8	5602,2
Incertitude de mesures	(Watt)	104,7	104,7
Courant efficace triangle	(A)	49,0	50,0
Courant efficace ligne	(A)	84,0	80,0
Courant efficace résistance	(A)		46,3
Courant redressé	(A)	230,0	
Tension efficace	(V)	13,5	14,4
Température Chignon	(°C)	120,0	110,0
Puissance utile	(Watt)	3105,0	4000,0
Pertes Diodes calculées	(Watt)	418,00	
Pertes Joule rotor	(Watt)		
Pertes Joule stator triangle	(Watt)	594,77	601,47
Incertitude de mesures	(Watt)	0,13	0,13
Pertes mécaniques	(Watt)	272,27	272,27
Incertitude de mesures	(Watt)	0,68	0,68
Pertes fer triangle	(Watt)	690,8	728,5
Incertitude de mesures	(Watt)	105,5	105,5

Mesures concernant l'influence du redresseur sur la propagation des pertes fer dans la machine

12000tr/min

Essais		Sur redresseur iso puissance	Sur R
n alt	(tr/min)	12000	12000
Ir	(A)	4,70	4,60
C vide	(Nm)	0,37	0,37
Uexc	(V)	10,80	11,10
Calt triangle	(Nm)	4,20	4,60

Séparation de pertes			
Puissance absorbée triangle	(Watt)	5328,6	5831,6
Incertitude de mesures	(Watt)	125,7	125,7
Courant efficace triangle	(A)	49,0	51,0
Courant efficace ligne	(A)	84,0	80,0
Courant efficace résistance	(A)		46,4
Courant redresse	(A)	230,0	
Tension efficace	(V)	13,5	14,5
Température Chignon	(°C)	100,0	100,0
Puissance utile	(Watt)	3105,0	4000,0
Pertes Diodes calculées	(Watt)	418,00	
Pertes Joule rotor	(Watt)		
Pertes Joule stator triangle	(Watt)	560,54	607,23
Incertitude de mesures	(Watt)	0,13	0,13
Pertes mécaniques	(Watt)	464,96	464,96
Incertitude de mesures	(Watt)	1,16	1,16
Pertes fer triangle	(Watt)	780,1	759,4
Incertitude de mesures	(Watt)	127,0	127,0

# Annexe H

## Calcul des résistances des différents bobinages

### H.1 Résistance par phase stator

On travaille dans une configuration à 2 encoches par pôle et par phase. Le schéma du bobinage d'une phase dans une encoche pour une machine à 2 paires de pôles est illustré par la figure suivante :

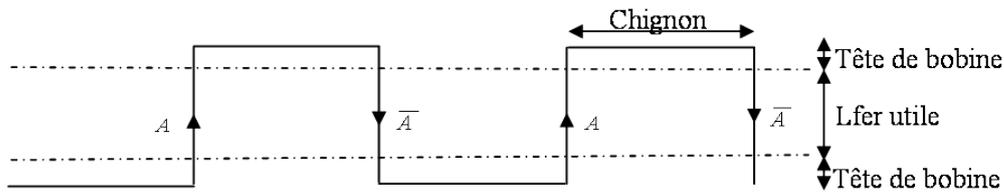


FIGURE H.1 – Schéma du bobinage pour une spire et une machine à 2 paires de pôles

$$R_s = 2 * p * \frac{\rho * (L_{fer} + 2 * tete\ de\ bobine + chignon) * Nombre\ de\ spires\ par\ phase}{Surface\ encoche * coeff\ remplissage * \frac{Nombre\ encoches/pole/phase}{Nombre\ de\ spires\ par\ phase}} \quad (H.1)$$

$$R_s = 2 * p * \frac{\rho * (L_{fer} + 2 * tete\ de\ bobine + chignon) * (Nombre\ de\ spires\ par\ phase)^2}{Surface\ encoche * coeff\ remplissage * Nombre\ encoches/pole/phase} \quad (H.2)$$

On prend par expérience la longueur des têtes de bobines comme étant de longueur égale à 15mm. La longueur moyenne du chignon correspond au tracé en rouge sur la figure ci-après :

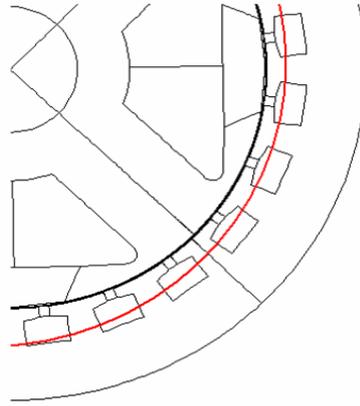


FIGURE H.2 – Illustration du calcul de la longueur du chignon

$$chignon = \frac{2 * \pi * R_{moy}}{2 * p} \quad (H.3)$$

$$R_{moy} = \frac{D}{2} + \frac{D_{ext} - D}{4} \quad (H.4)$$

$$chignon = \frac{2 * \pi}{2 * p} * \left( \frac{D}{2} + \frac{D_{ext} - D}{4} \right) \quad (H.5)$$

$$chignon = \frac{\pi}{p} * \frac{D + D_{ext}}{4} \quad (H.6)$$

$$chignon = \frac{\pi}{p} * \frac{99 + 137}{4} = \frac{185}{p} \quad (H.7)$$

On aboutit ainsi à une résistance par phase de :

$$R_s = 2 * p * \frac{\rho * (L_{fer} + 2 * tete\ de\ bobine + chignon) * (Nombre\ de\ spires\ par\ phase)^2}{Surface\ encoche * coeff\ remplissage * Nombre\ encoches/pole/phase} \quad (H.8)$$

Pour une température des conducteur de 130°C ( $\rho = 2,97 * 10^{-8}$ )

$$R_s = 2 * p * \frac{2,97 * 10^{-8} * (60 + 2 * 15 + 185/p) * 10^{-3} * (Nombre\ de\ spires\ par\ phase)^2}{0,0459 * 10^{-3} * 0,5 * 2} \quad (H.9)$$

## H.2 Calcul des pertes rotor

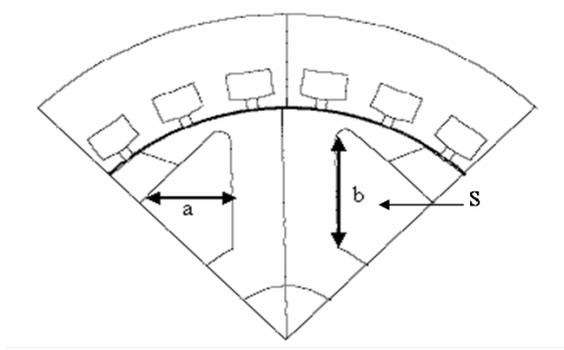


FIGURE H.3 – Surface disponible par pôle pour le bobinage du rotor

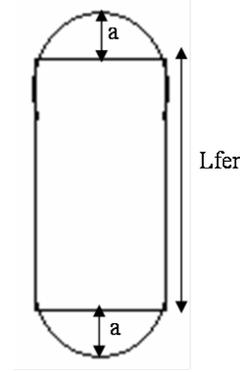


FIGURE H.4 – Longueur de l'enroulement rotorique par pôle

On a ainsi la résistance rotorique (en considérant dans un premier temps le bobinage comme un seul conducteur pour un premier calcul rapide des pertes joules au rotor) :

$$R_r = 2 * p * 2 * \frac{\rho * (L_{fer} + (2 * \pi * a)/2)}{S * coeff\ remplissage} \quad (H.10)$$

D'où :

$$R_r = 2 * p * 2 * \frac{\rho * (L_{fer} + (2 * \pi * a)/2)}{S * coeff\ remplissage} * (J_r * coeff\ remplissage * S)^2 \quad (H.11)$$

$$R_r = 4 * p * 2,97 * 10^{-8} * (60 + \pi * a) * 0,001 * (6 * 10^6)^2 * 0,5 * S * 10^{-6} \quad (H.12)$$

Avec un fort coefficient de sécurité, on aboutit à une puissance dissipée au rotor de 145W. On peut maintenant déterminer la résistance rotor qui va nous servir au calcul de la cartographie de rendement de la machine :

$$J_{rMax} = \frac{N_r * I_{exMax}}{\alpha * S} \quad (H.13)$$

Avec une densité de courant de 6A/mm<sup>2</sup> et une surface S (cf.figure H.3) de 224mm<sup>2</sup> pour une machine à 3 paires de pôles, on aboutit à un nombre de spires par pôle de 135. On a ainsi une résistance rotorique de :

$$R_r = 2 * p * 2 * \frac{\rho * (L_{fer} + (2 * \pi * a)/2) * N_r}{S * Coeff\ remplissage * N_r} \quad (H.14)$$

$$R_r = 2 * p * 2 * \frac{\rho * (L_{fer} + (2 * \pi * a)/2) * N_r^2}{S * Coeff\ remplissage} \quad (H.15)$$

$$R_r = 5,8\Omega \quad (H.16)$$

La tôle utilisée dans les simulations Eléments Finis est du type FLU M800-50A, l'aimant présente une induction rémanente de 1,17T et une perméabilité relative de 1,04.

# Bibliographie

- [ALBERT, 2004] ALBERT, L. (13 Juillet 2004). *Modélisation et optimisation des alternateurs à griffes. Application au domaine automobile*. PhD thesis, Laboratoire Electrotechnique de Grenoble.
- [ALHASSOUN, 2005] ALHASSOUN, Y. (2005). *Etude et mise en oeuvre de machines à aimantation induite fonctionnant à haute vitesse*. PhD thesis, Institut National Polytechnique de Toulouse.
- [BAI et al., 2007] BAI, H., PEKAREK, S., TICHENOR, J., EVERSMAN, W., BUENING, D., HOLBROOK, G., and KREFTA, R. (2007). Incorporating the effects of magnetic saturation in a coupled-circuit model of a claw-pole alternator. *IEEE Trans. on Energy conversion*, 22(2) :290–298.
- [BERTOTTI, 1988] BERTOTTI, G. (1988). General properties of power losses in soft ferromagnetic materials. *IEEE Trans. on magnetics*, 24(1) :621–630.
- [BOUARROUDJ, 2005] BOUARROUDJ, L. (2005). *Contribution à l'étude de l'alternateur à griffes. Application au domaine de l'automobile*. PhD thesis, Laboratoire Electrotechnique de Grenoble.
- [CESTER, 1996] CESTER, C. (1996). *Etude des pertes magnétiques supplémentaires dans les machines asynchrones alimentées par onduleur à modulation de largeur d'impulsion*. PhD thesis, INPG.
- [CHÉDOT, 2004] CHÉDOT, L. (2004). *Contribution à l'étude des machines synchrones à aimants permanents interne à large espace de fonctionnement. Application à l'alternodémarrreur*. PhD thesis, UTC.
- [CHÉDOT et al., 2007] CHÉDOT, L., FRIEDRICH, G., BIEDINGER, J., and MACRET, P. (2007). Integrated starter generator : need of an 'optimal design' and control approach for applications to a permanent magnet machine. *IEEE Trans. on Industrial Applications*, 43 :551–559.
- [DE VRIES, 2005] DE VRIES, A. (2005). *Application des machines à réluctance variable pour alternodémarrreur automobile*. PhD thesis, ENS Cachan.
- [GAUTREAU, 2005] GAUTREAU, T. (2005). *Estimation des pertes fer dans les machines électriques. Modèle d'hystérésis Loss Surface et application aux machines synchrones à aimants*. PhD thesis, INPG.
- [GIRARDIN, 2005] GIRARDIN, A. (2005). *Contribution à l'optimisation des performances des alternateurs automobiles*. PhD thesis, Laboratoire d'Electromécanique de Compiègne.
- [HENNEBERGER and BLOCK, 1992] HENNEBERGER, G. and BLOCK, R. (1992). Numerical calculation and simulation of a claw-pole alternator. *Proceedings ICEM*, pages 127–131.
- [KAMALELDINE, 2007] KAMALELDINE, A. (2007). *Détermination des principales sources de pertes d'un alternateur automobile hautes performances dans le cadre du cycle VDA. Master's thesis*. PhD thesis, UTC.

- 
- [KONIECZKA, 2003] KONIECZKA, A. (2003). *Contribution à l'optimisation de la commande d'un alterno-démarrreur intégré asynchrone*. PhD thesis, UTC.
- [KÜPPERS and HENNEBERGER, 1997] KÜPPERS, S. and HENNEBERGER, G. (1997). Numerical procedures for the calculation and design of automotive alternators. *IEEE Trans. on magnetics*, 33(2) :2022–2025.
- [LATEB, 2006] LATEB, R. (2006). *Modélisation des machines asynchrones et synchrones à aimants avec prise en compte des harmoniques d'espaces et de temps : Application à la propulsion marine par POD*. PhD thesis, INPL.
- [LI et al., 2010] LI, L., KEDOUS-LEBOUC, A., FOGGIA, A., and MIPO, J. (2010). Influence of magnetic materials on claw pole machines behavior. *IEEE Trans. on Magnetics*, 46(2) :574–577.
- [LY, 2003] LY, S. (2003). *Etude des lois de commande d'un alterno-démarrreur intégré*. PhD thesis, UTC.
- [TAKORABET, 2008] TAKORABET, A. (2008). *Dimensionnement d'une machine à double excitation de structure innovante pour une application alternateur automobile. Comparaison à des structures classiques*. PhD thesis, Laboratoire SATIE / Ecole Normale Supérieure de Cachan.
- [TAMTO, 2008] TAMTO, L. (2008). *Détermination des paramètres d'une machine à griffes. Application au domaine automobile*. PhD thesis, Laboratoire Electrotechnique de Grenoble.
- [TAPIA et al., 2003] TAPIA, J., LEONARDI, F., and LIPO, T. (2003). Consequent pole permanent magnet machine with extended field weakening capability. *IEEE Trans. on Industry Applications*, 39(6).
- [VIDO, 2007] VIDO, L. (2007). *Etude d'actionneurs électriques à double excitation destinés au transport. Dimensionnement de structures synchrone*. PhD thesis, Laboratoire SATIE / Ecole Normale Supérieure de Cachan.
- [VIVIER, 2002] VIVIER, S. (2002). *Stratégies d'optimisation par la méthode des plans d'expériences et application aux dispositifs électrotechniques modélisés par éléments finis*. PhD thesis, L2EP.

