



Modélisation et Optimisation des Machines Electriques Discoïdes à Double Entrefer

Edouard Bommé

► To cite this version:

Edouard Bommé. Modélisation et Optimisation des Machines Electriques Discoïdes à Double Entrefer. Sciences de l'ingénieur [physics]. Institut National Polytechnique de Grenoble - INPG, 2009. Français. NNT : . tel-00503039

HAL Id: tel-00503039

<https://theses.hal.science/tel-00503039>

Submitted on 16 Jul 2010

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

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

INSTITUT POLYTECHNIQUE DE GRENOBLE

N° attribué par la bibliothèque

[illegible]

THESE

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'Institut polytechnique de Grenoble

Spécialité : « Génie Electrique »

préparée au laboratoire de Génie Electrique de Grenoble (G2ELab)

dans le cadre de **l'Ecole Doctorale** « Electronique, Electrotechnique, Automatisme, Télécommunications, Signal »

présentée et soutenue publiquement

par

Edouard BOMMÉ

Le 11 Décembre 2009

Modélisation et Optimisation des Machines Electriques Discoïdes à Double Entrefer

DIRECTEUR DE THESE : Albert FOGGIA

JURY

M.Georges BARAKAT

M.Eric SEMAIL

M.Mohammed El-Hadi ZAÏM

M. Jacques SAINTMICHEL

M. Frédéric WÜRTZ

M.Albert FOGGIA

, Président du jury

, Rapporteur

, Rapporteur

, Examineur

, Examineur

, Directeur de thèse

Remerciements

Bien que le manuscrit ait un caractère personnel, le travail y est néanmoins collectif. Je ne pouvais donc pas présenter mes travaux de recherche sans au préalable remercier les personnes qui ont contribué directement ou indirectement à ce manuscrit.

Tout d'abord, je tiens à remercier les différents membres du jury à qui appartenaient la mission d'apporter une vision extérieure et objective de mon travail.

Monsieur Georges Barakat, Professeur à l'Université du Havre, d'avoir présidé ce jury.

Monsieur Eric Sémail, Maître de Conférences HDR à l'Ecole Nationale Supérieure d'Arts et Métiers de Lille, dont les remarques pertinentes et son expérience des machines discoïdes ont enrichi ce manuscrit.

Monsieur Mohammed El-Hadi ZAÏM, Professeur à Polytech' Nantes, qui m'a inculqué il y a maintenant 5 ans sa passion du magnétisme et qui a rigoureusement rapporté ce manuscrit.

Monsieur Jacques SAINT MICHEL, ingénieur à Moteurs LEROY SOMER, qui grâce à son savoir faire industriel, ses connaissances inépuisables et sa façon de rendre simple les principes les plus complexes des machines électriques, a contribué activement à ce travail.

Monsieur Frédéric Würtz, Chargé de recherche au CNRS au G2ELab, dont les précieux conseils en optimisation ont été bénéfiques.

Remerciements

Et Monsieur Albert FOGGIA, Professeur émérite à l'INP de Grenoble. Au cours de ces trois années riches en évènements, tu as su me faire partager tes impressionnantes connaissances scientifiques. Ta pédagogie et tes conseils teintés d'une touche d'expérience m'ont été et me seront très bénéfiques pour la suite.

Naturellement, j'exprime toute ma gratitude au Laboratoire de Génie Electrique de Grenoble, à son directeur, à ses membres de m'avoir accueilli à bras ouverts et faciliter mon intégration en leur sein et mis à ma disposition toutes les ressources nécessaires au bon déroulement de ma thèse.

Je remercie également la société Moteurs LEROY SOMER d'avoir financé ces travaux et particulièrement Messieurs Christian PETIT, Dominique CONDAMIN et François PELTIER de m'avoir fait confiance et de m'avoir laissé une grande liberté d'action du début jusqu'à la fin de cette aventure.

Difficile d'écrire mes remerciements sans avoir une pensée chaleureuse à tous mes collègues de bureau. Cette ambiance amicale, multiculturelle et passionnée a contribué au succès de cette thèse et rendu le quotidien du travail agréable. Je pense en particulier à Arnaud, Matt, Yannick, Stéphane, Corentin, Damien, Max, Boris et Bill qui chacun à leur manière ont apporté leur contribution. Votre amitié, votre enthousiasme, votre joie de vivre m'ont permis de surmonter les aléas et de profiter pleinement des nombreux bons moments partagés ensemble. Je n'oublierais pas non plus ceux qui sont restés dans ma région natale Michel, Nadège, Hélène, Gaëtan, Emilie. Lors de mes retours « aux sources », vous avez toujours été là pour me faire penser à autres chose que l'électrotechnique.

J'aimerais clore cette partie en remerciant ma famille et en particulier mes parents. Vous pouvez être fier de l'éducation, des valeurs de générosité et d'abnégation que vous m'avez distillé. C'est grâce à cela que j'ai pu mener à bien ce projet.

Enfin, mes derniers remerciements reviendront à celle dont le soutien continu a été primordial. Lina, la vie m'avait réservé une belle surprise en me donnant la chance de te rencontrer. Ton amour, ta chaleur, ton attention me comblent de bonheur.

Table des matières

Table des matières

REMERCIEMENTS	2
TABLE DES MATIÈRES	7
INTRODUCTION	13
CHAPITRE 1	
ETAT DE L'ART DES MACHINES ÉLECTRIQUES À AIMANTS PERMANENTS	18
1.1 INTRODUCTION	18
1.2 TECHNOLOGIE DES MACHINES	18
1.2.1 Directions du flux	18
1.2.2 Bobinages	19
1.2.3 Aimants permanents	20
1.3 CHOIX DU CONCEPT INNOVANT	22
1.3.1 Méthode de classification	22
1.3.2 Machines à flux radial	23
1.3.3 Machines à flux axial	26
1.3.4 Machines non développées	32
1.3.5 Analyse et Détermination du concept innovant	33
1.4 CONCLUSION	34
CHAPITRE 2	
TECHNIQUES DE CONCEPTION ET DE MODÉLISATION	38

2.1 INTRODUCTION	38
2.2 PRÉSENTATION	38
2.2.1 Démarche de modélisation pour la machine discoïde à bobinage réparti	38
2.2.2 Optimisations en 2 Dimensions	39
2.2.3 Modélisation en 3 Dimensions par éléments finis	44
2.3 DÉMARCHES DE MODÉLISATION POUR LA MACHINE DISCOÏDE À BOBINAGE CONCENTRÉ	45
2.3.1 Présentation	45
2.3.2 Modélisation en 3 Dimensions par éléments finis	46
2.3.3 Optimisation en 3 Dimensions et plans d'expériences	46
2.4 CONCLUSION	48
 CHAPITRE 3	
 MACHINE DISCOÏDE À DOUBLE ENTREFER ET BOBINAGE RÉPARTI	52
 3.1 INTRODUCTION	52
3.2 MODÈLES ANALYTIQUES	52
3.2.1 Présentation du modèle analytique	52
3.2.2 Fonctionnement de la machine	53
3.2.3 Expression de l'induction dans l'entrefer	54
3.2.4 Expression des flux de fuites	55
3.2.5 Expression du couple électromagnétique	55
3.2.6 Expressions des pertes	57
3.2.7 Conclusion	58
3.3 OPTIMISATIONS	58
3.3.1 Présentation	58
3.3.2 Paramètres et Contraintes	59
3.3.3 Optimisations sous contraintes à l'aide du logiciel Cades	60
3.3.4 Conclusion	62
3.4 MODÉLISATION NUMÉRIQUE EN TROIS DIMENSIONS	62
3.4.1 Introduction	62
3.4.2 Géométrie	63
3.4.3 Conditions aux limites	63
3.4.4 Matériaux et Bobinage	64
3.4.5 Maillage par éléments finis	65
3.4.6 Exploitation des résultats du modèle numérique	66
3.4.7 Conclusion	71
3.5 CONCLUSION	71

CHAPITRE 4

MACHINE DISCOÏDE À DOUBLE ENTREFER ET BOBINAGE SUR DENTS	74
4.1 INTRODUCTION	74
4.2 DÉTERMINATION DE LA STRUCTURE	75
4.2.1 <i>Introduction</i>	75
4.2.2 <i>Détermination du bobinage</i>	75
4.2.3 <i>Détermination des nombres de pôles et nombres de dents optimaux</i>	76
4.2.4 <i>Conclusion</i>	78
4.3 MODÉLISATION NUMÉRIQUE EN 3 DIMENSIONS	78
4.3.1 <i>Géométrie</i>	78
4.3.2 <i>Conditionnement du problème numérique</i>	79
4.3.3 <i>Matériaux et Bobinage</i>	80
4.3.4 <i>Maillage par éléments finis</i>	82
4.3.5 <i>Etude du problème en Magnétostatique</i>	83
4.3.6 <i>Etude du problème en Magnétotransitoire</i>	85
4.3.7 <i>Conclusion</i>	89
4.4 OPTIMISATIONS D'UNE GÉOMÉTRIE EN 3 DIMENSIONS	89
4.4.1 <i>Présentation</i>	89
4.4.2 <i>Débroussaillage</i>	90
4.4.3 <i>Optimisations</i>	92
4.4.4 <i>Analyse de sensibilité ou de robustesse</i>	94
4.4.5 <i>Conclusion</i>	95
4.5 CONCLUSION	95

CHAPITRE 5

ETUDE D'UNE MAQUETTE DE MACHINE DISCOÏDE À BOBINAGE SUR DENTS	100
5.1 INTRODUCTION	100
5.2 PRÉSENTATION DE LA MAQUETTE	100
5.2.1 <i>La maquette d'étude</i>	100
5.2.2 <i>Les bancs d'essais</i>	102
5.3 APPLICATIONS : CARACTÉRISATION DE LA MAQUETTE	103
5.3.1 <i>Fonctionnement à vide</i>	103
5.3.2 <i>Fonctionnement en court-circuit</i>	107
5.3.3 <i>Fonctionnement en charge</i>	109
5.3.4 <i>Etude des pertes fer</i>	120
5.3.5 <i>Conclusion</i>	124

CHAPITRE 6

COMPARAISONS DES PERFORMANCES	128
6.1 INTRODUCTION	128
6.2 RÉSUMÉ DES PERFORMANCES DES TROIS MACHINES	128
6.2.1 <i>Définitions et déterminations</i>	128
6.2.2 <i>Machine discoïde à bobinage réparti</i>	129
6.2.3 <i>Machine discoïde à bobinage sur dents</i>	129
6.2.4 <i>Maquette de la machine discoïde</i>	130
6.2.5 <i>Conclusion</i>	131
6.3 COMPARAISONS DES 3 MACHINES DISCOÏDES	131
6.3.1 <i>Introduction</i>	131
6.3.2 <i>Comparaisons des performances en fonction des masses</i>	131
6.3.3 <i>Comparaisons des performances en fonction du coût</i>	133
6.4 CONCLUSION	135
CONCLUSIONS ET PERSPECTIVES	138
RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES	144
A1. ETUDE D'UNE MACHINE À FLUX RADIAL DOUBLE ENTREFER À BOBINAGE RÉPARTI	152
A2. DÉTERMINATION DE LA FORCE MAGNÉTOMOTRICE	155

Introduction

Introduction

La tendance actuelle pousse les citoyens à changer leur mode de vie pour devenir plus écologique. Réduction de l'émission de CO_2 , développement des énergies renouvelables ou nouvelles initiatives pour les véhicules propres sont de nouveaux enjeux et défis à relever. Les politiques et industriels amorcent les démarches pour ce changement. L'électricité et en particulier le moteur électrique a un rôle important à jouer. Est il encore possible d'innover dans le domaine du moteur électrique ? Avec plus de 180 ans d'existence et la réalisation du premier moteur électromagnétique en 1821 par Michaël Faraday, le moteur électromagnétique a une longue histoire jalonnée par des découvertes clés. Rappelons nous de André Marie Ampère qui réalisa en 1832 une des premières machines à courant continu, de Nikola Tesla l'inventeur de la machine à induction en 1883 ou encore de Peter Barlow qui avec sa roue amorça en premier l'idée de base de la machine discoïde en 1828. C'est donc petit à petit que l'évolution de la machine électrique se construisit. Et ce n'est pas fini. L'évolution rapide de l'électronique de puissance pour la commande des moteurs (utilisation de thyristors en 1960, de microprocesseurs en 1970), la découverte de nouveaux matériaux, les progrès techniques dans le calcul par éléments finis ou les nouvelles techniques d'optimisation nous permettent maintenant d'étudier de nouveaux axes de recherches.

Un des nouveaux axes de recherche que nous proposons dans cette thèse est l'étude d'une structure innovante de machines électriques effectuée à l'aide d'outils de modélisation récents, de méthodes d'optimisation nouvelles et de nouveaux matériaux ferromagnétiques peu utilisés à l'heure actuelle.

Il s'agira dans un premier temps de faire le point sur les structures innovantes afin de dégager les caractéristiques principales et les performances propres à chaque structure. Cette première étape sera essentiellement bibliographique et mettra en évidence les éléments essentiels des structures proposées et d'en analyser les avantages et les inconvénients. Cette analyse inclura aussi bien les aspects physiques que les aspects relatifs à la fabrication et à l'industrialisation. En effet, il ne semble pas utile de développer une structure certes performante, mais difficile voire

impossible à réaliser au plan industriel. A l'issue de cette première phase, l'essentiel du parc existant sera exposé. Un classement sera réalisé. Celui-ci aidera à la sélection soit de structures existantes jugées intéressantes, soit à la définition d'une structure originale. Ces structures répondront à des critères concernant à la fois les performances intrinsèques et la faisabilité industrielle.

La seconde étape de cette étude concerne la suite de ce qui aura été mis en évidence au cours de l'étape précédente. En effet, à l'issue de ce qui précède, des structures innovantes auront été mises en évidence. Chacune des structures retenues sera analysée d'une manière détaillée au plan scientifique. Au moyen de logiciels d'optimisation et de modélisation, une réflexion sera menée sur la modification des paramètres de machine. Nous apporterons d'ailleurs, dans le deuxième chapitre, une attention particulière aux techniques et aux outils de modélisation à utiliser pour analyser le plus rigoureusement possible les structures innovantes sélectionnées. Les chapitres 3 et 4 seront des exemples concrets d'application des méthodes de modélisation et d'optimisation décrites précédemment. Les deux structures sélectionnées pour ces deux chapitres permettront de traiter deux approches différentes de modélisation et d'optimisation de machine électriques. Un modèle analytique bidimensionnel sera-t-il suffisant pour l'étude d'une machine électrique ? La modélisation numérique par éléments finis sera-t-elle nécessaire pour évaluer les performances de deux machines électriques ? Ces études purement théoriques et scientifiques nous amèneront aussi à discuter des performances globales, des points magnétiques voire géométriques à améliorer. Enfin, grâce aux démarches d'optimisation, des géométries optimales répondant à nos cahiers des charges seront proposées.

La troisième étape sera consacrée à la réalisation d'une maquette et à ses essais. Cette partie permettra aussi d'apporter un caractère expérimental à la thèse. Les essais effectués concerneront les paramètres essentiels tels que les courants, tensions, couples, mais également des grandeurs internes tels que les flux, les températures en des points jugés sensibles. De plus, ces essais permettront de déterminer les différents paramètres nécessaires à la connaissance d'une machine électrique. Ils permettront aussi de mettre en évidence les interrogations technologiques liées à la fabrication de la maquette, à son alimentation et à l'utilisation de nouveaux matériaux. Bien sûr, ces essais serviront pour une étude comparative entre essais expérimentaux et essais théoriques issus des calculs et de la modélisation. Les similitudes et exactitudes rencontrées nous permettront de valider le modèle numérique élaboré. Les problèmes et autres divergences entre calculs et essais expérimentaux feront l'objet d'une attention particulière.

Enfin, la dernière étape sera consacrée essentiellement à la comparaison entre les trois machines discutées précédemment. Leurs dimensions, leurs technologies, leurs démarches d'étude étant différentes, il sera donc nécessaire d'harmoniser les résultats afin de déterminer la structure répondant à nos critères de choix.

A l'issue de cette recherche, nous pourrions proposer de nouveaux moteurs performants dans la gamme de petite et moyenne puissance. Ces machines, combinées à une alimentation appropriée, pourront être utilisées comme entraînement à vitesse variable dans tous les secteurs de l'industrie.

Chapitre1 :

Etat de l'Art des Machines Electriques à Aimants Permanents

Chapitre 1

Etat de l'Art des Machines Électriques à Aimants Permanents

1.1 Introduction

La très grande majorité des machines électriques utilisées dans l'industrie fait appel à des technologies connues depuis très longtemps : moteur asynchrone à cage d'écureuil et alternateur synchrone à roue polaire et excitatrice. Depuis quelques décennies maintenant, les concepteurs de machines électriques étudient de nouvelles structures (machines à aimants permanents ou réluctance variable, avec flux axial, radial ou transverse). Ces innovations sont possibles grâce aux avancées technologiques dans l'électronique de puissance, les matériaux et les calculs numériques.

Après avoir détaillé la technologie et la conception de ces nouvelles structures de machines synchrones à aimants permanents, l'objectif de ce chapitre est de faire l'inventaire des concepts de machines existantes et de discuter sur le potentiel de structures qui n'ont fait l'objet de quelques études seulement jusqu'à présent. La finalité de ce chapitre est de sélectionner un ou deux moteurs à fort potentiel industriel pour une analyse plus approfondie que nous effectuerons par la suite.

1.2 Technologie des machines

1.2.1 Directions du flux

De nos jours, pour les machines synchrones à aimants permanents il existe trois types de structures : la structure à flux radial, la structure à flux axial et la structure à flux transverse. La machine à flux radial est la plus répandue et la plus utilisée. Le flux dans l'entrefer est radial (ou

perpendiculaire) à l'axe de rotation de la machine (Figure 1.1). Pour la machine à flux axial, le flux dans l'entrefer est axial (ou tangentiel) à l'axe de rotation de la machine (Figure 1.2). Pour des applications très spécifiques, telles que l'entraînement direct et les vitesses lentes, les concepteurs ont introduit la machine à flux transverse (Figure 1.3). Le flux est à la fois perpendiculaire et tangentiel à l'axe de rotation de la machine. Pour la suite de la recherche bibliographique, ce type de machine ne sera pas conservé car son industrialisation est complexe.

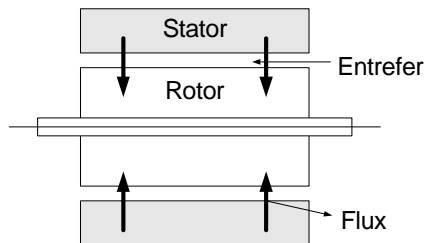


Fig. 1.1 : Direction du flux radial

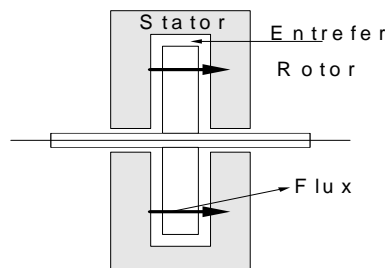


Fig. 1.2 : Direction du flux axial

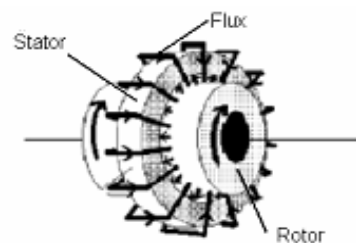


Fig. 1.3 : Direction du flux transverse

1.2.2 Bobinages

Dans la littérature scientifique, il existe trois principales façons de bobiner une machine électrique quelque soit la direction du flux: le bobinage réparti (ou distribué), le bobinage concentré (ou sur dents) et le bobinage en anneau Gramme. Le bobinage réparti (Figure 1.4 et Figure 1.7) est le bobinage le plus utilisé dans l'industrie. Historiquement, ce bobinage fut le premier à équiper les machines électriques. Des trois bobinages, c'est le bobinage le plus simple à modéliser analytiquement. Toutefois les têtes de bobines sont le principal inconvénient car elles sont source de pertes par effet Joule.



Fig. 1.4 : Bobinage réparti pour machine à flux radial [Leroy Somer]



Fig. 1.5 : Bobinage concentré pour machine à flux radial [Leroy Somer]

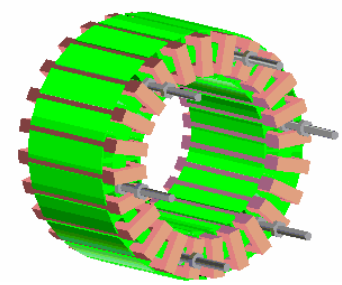


Fig. 1.6 : Bobinage Gramme pour machine à flux radial [QU 03]

C'est pourquoi, les concepteurs de machines électriques ont développé le bobinage concentré (ou bobinage sur dents) (Figure 1.5 et Figure 1.8). Comme son nom l'indique, la bobine n'englobe qu'une dent au lieu de plusieurs dents pour le bobinage réparti. Par cette méthode, les têtes de bobines sont réduites et par conséquent les pertes Joule diminuées. Bien qu'il soit de plus en plus fréquemment utilisé dans les machines électriques, très peu d'études ont été menées sur ce bobinage pour une machine à flux axial. Pour des machines très particulières, le bobinage en anneau Gramme est réalisé (Figure 1.6 et Figure 1.9). Ce bobinage est constitué de plusieurs

anneaux le long du stator. Facile à concevoir, il est très adapté pour la machine axiale Torus ou la machine radiale à double entrefer. En revanche la prépondérance des pertes Joule handicape ce bobinage.



Fig. 1.7 : Bobinage réparti pour machine à flux axial [PAR 05]



Fig. 1.8 : Bobinage concentré pour machine à flux axial [MAR 06]

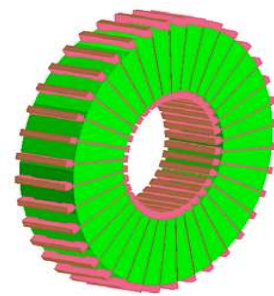


Fig. 1.9 : Bobinage Gramme pour machine à flux axial [QU 03]

1.2.3 Aimants permanents

1.2.3.1 Généralités

Pour l'excitation rotorique, les aimants permanents ont remplacé le bobinage rotorique depuis une vingtaine d'années maintenant.

Pourtant connus à l'époque des grecs, les aimants permanents n'ont connu leurs réels développements que depuis les années 1930. A l'heure actuelle, il existe quatre familles d'aimants permanents. Ce sont les Alnico (ou Ticonal), les ferrites dures, les aimants permanents Samarium-Cobalt et les aimants permanents Néodyme-Fer-Bore.

Au cours des années 1930, les Alnico furent les premiers aimants permanents industrialisés. Composés d'aluminium, de nickel et de cobalt, ils sont très peu utilisés de nos jours du fait de la présence de cobalt (très coûteux) et de leurs modestes propriétés magnétiques. Néanmoins, des applications de niches telles que les appareils de mesure et le domaine de la haute température utilisent ces aimants dotés d'une très bonne stabilité thermique.

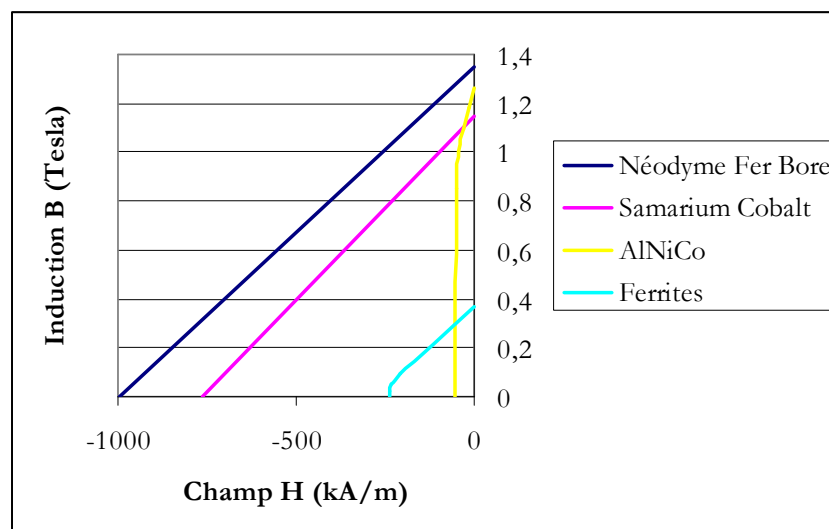


Figure 1.10 : Courbes de caractérisation des aimants

Apparus dans les années 50, les ferrites dures (hexaferites de baryum ou de strontium) sont parmi les aimants les plus utilisés à l'heure actuelle. Malgré des performances magnétiques limitées, ils restent compétitifs grâce à leur très faible coût de production.

Les aimants permanents samarium cobalt (SmCo), apparus dans les années 60, sont dotés de performances magnétiques très élevées supplantant dans ce domaine les deux familles précédentes. Résistants à la corrosion et stables en température, ils sont en revanche chers (présence de cobalt). Leurs applications sont limitées à des domaines où le coût n'est pas un critère majeur (en particulier les hautes températures).

Enfin les plus récents, les aimants permanents néodyme fer bore (NdFeB), découverts dans les années 80, sont les aimants les plus utilisés dans l'industrie. En effet, ils combinent d'excellentes propriétés magnétiques et un faible coût d'exploitation (le néodyme est une terre rare plus répandue que le samarium). Très sensibles à la corrosion, ils ne peuvent être utilisés seulement qu'après avoir été recouverts d'une couche protectrice. Leur température de Curie, comprise entre 310 et 330 °C contre 700 à 850 °C pour les SmCo, handicap majeur de ces aimants, limite leurs domaines d'application.

Pour la suite, le choix s'est porté naturellement vers les aimants permanents néodyme fer bore qui offrent des performances magnétiques élevées pour un coût d'exploitation abordable.

1.2.3.2 Emplacements

Différentes configurations d'emplacement des aimants sont possibles (Figure 1.11, Figure 1.12, Figure 1.13 et Figure 1.14). Chacune a ses avantages et ses inconvénients. En règle générale, les aimants en surface ont l'avantage d'être simples à mettre en place (un simple collage sur la surface du rotor suffit). A haute vitesse, cette configuration n'est pas adaptée car avec la force centrifuge, les aimants vont se décoller. Pour remédier à ce problème, il est préconisé de recourir soit à un rotor extérieur avec aimants en surface (les aimants étant plaqués à la surface grâce à la force centrifuge) soit à frotter les aimants. En plus de supprimer les problèmes de décollement à haute vitesse, les aimants enterrés peuvent être utilisés en concentration de flux. Ainsi, leur utilisation est optimisée. A noter qu'en plaçant les aimants de cette manière, les courants de Foucault dans les aimants sont diminués.

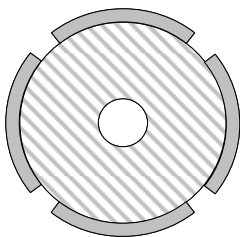


Fig. 1.11 : Aimants en surface pour machine à flux radial.

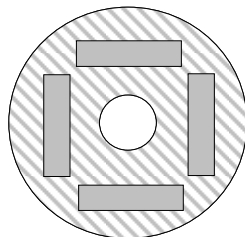


Fig. 1.12 : Aimants enterrés pour machine à flux radial.

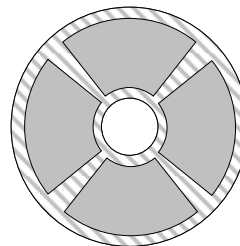


Fig. 1.13 : Aimants en surface pour machine à flux axial.

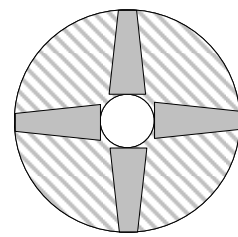


Fig. 1.14 : Aimants enterrés pour machine à flux axial.

1.3 Choix du concept innovant

1.3.1 Méthode de classification

Tout au long de cette recherche bibliographique, la nécessité de classer ces différentes structures fût essentielle. En effet, le grand nombre de concepts ne permet pas de sélectionner facilement la machine électrique novatrice et performante. C'est pourquoi, pour faciliter l'inventaire, le tableau dynamique sous l'environnement Excel a permis de classer les articles traitants du sujet mais aussi de faire apparaître les structures non exposées dans la littérature scientifique.

Les différentes machines électriques répertoriées au gré de la recherche bibliographique sont classées en fonction de la direction du flux (flux radial ou flux axial) (colonne A de la figure 1.15), du bobinage réalisé (réparti, concentré ou anneau Gramme) (colonne B), du support du bobinage (encoché ou non encoché) (colonne C), de la disposition des aimants permanents (en surface, enterrés radialement, enterrés tangentiellement) (colonne D) et de la structure (1 stator et 1 rotor, 1 stator et 2 rotors,) (colonne E).

	A	B	C	D	E
1	orientation du flux	réalisation du bobinage	soutien du bobinage	disposition Aimants	structures
140	axial	réparti	non encoché	surface	N+1 sta / N rot
141	axial	réparti	non encoché	surface	N+1 sta / N rot
142	axial	réparti	non encoché	surface	N+1 sta / N rot
143	axial	réparti	non encoché	surface	N+1 sta / N rot
144	axial	réparti	non encoché	surface type NN	N sta / N+1 rot
145	axial	réparti	non encoché	surface type NN	N+1 sta / N rot
146	axial	réparti	non encoché	surface type NS	N sta / N+1 rot
147	axial	réparti	non encoché	surface type NS	N sta / N+1 rot
148	axial	réparti	non encoché	surface type NS	N sta / N+1 rot
149	axial	réparti	non encoché	surface type NS	N sta / N+1 rot
150	axial	réparti	non encoché	surface type NS	N sta / N+1 rot
151	axial	réparti	non encoché	surface type NS	N sta / N+1 rot
152	axial	réparti	non encoché	surface type NS	N+1 sta / N rot
153	axial	réparti	non encoché	enterré parallèle à la surface	1 sta / 1 rot
154	axial	réparti	non encoché	enterré parallèle à la surface	N sta / N+1 rot
155	axial	réparti	non encoché	enterré parallèle à la surface	N+1 sta / N rot
156	axial	réparti	non encoché	enterré perpendiculaire à la surface	1 sta / 1 rot
157	axial	réparti	non encoché	enterré perpendiculaire à la surface	N sta / N+1 rot
158	axial	réparti	non encoché	enterré perpendiculaire à la surface	N+1 sta / N rot
159	axial	réparti	non encoché	enterré en V	1 sta / 1 rot
160	axial	réparti	non encoché	enterré en V	N sta / N+1 rot
161	axial	réparti	non encoché	enterré en V	N+1 sta / N rot

Figure 1.15 : Répertoire des différentes combinaisons de machines électriques sous Excel (Base des tableaux dynamiques)

Pour chaque machine répertoriée, sont référencés la puissance, la vitesse, le nombre de pôles et si elle a été réalisée. Grâce à ce procédé plus lisible (Figure 1.16), l'analyse qualitative et industrielle est simplifiée. Ainsi, avec cette base de données organisée, il est possible de trier, sans éliminer, selon un critère donné et de réaliser des comparaisons entre différentes machines.

Etat de l'Art des Machines Électriques à Aimants Permanents

	A	B	C	D	E	F	G	H
1	réalisé (non:0,oui:1)	1						
2								
3				orientation du flux	réalisation du bobinage			
4				axial				
5				Gramm			réparti	
6	disposition Aimants	structures	Données	encoché	non encoché		encoché	non encoché
7	enterré parallèle à la surface	N+1 sta / N rot	Max de P nom	0	0		1700	0
8			Max de N nom	0	0		450	0
9			Max de 2p nom	0	0		8	0
10			Max de ID	0	0		88	0
11								
12								
13								
14								
15	surface	1 sta / 1 rot	Max de P nom	0	0		10000	10000
16			Max de N nom	0	0		2000	2000
17			Max de 2p nom	0	0		8	8
18			Max de ID	0	0		81	96
19		N+1 sta / N rot	Max de P nom	0	147000		147000	10000
20			Max de N nom	0	1200		2000	2000
21			Max de 2p nom	0	6		24	8
22			Max de ID	0	129		82	97

Figure 1.16 : Exemple d'application du tableau dynamique sous Excel

1.3.2 Machines à flux radial

Historiquement, la machine synchrone à flux radial est la première machine à aimants permanents apparue dans l'industrie. Grâce aux progrès de l'électronique de puissance et de la performance des aimants permanents, elle commence à supplanter la machine asynchrone. La première machine synchrone à flux radial à avoir été développée est une machine dont le bobinage est réparti et les aimants placés en surface (Figure 1.17). Dans la littérature, il est possible de la retrouver pour équiper un turbo compresseur (50 kW, 70000 tr/min, 8 pôles) [SIT 01] ou pour des applications dans le domaine de l'automobile (40 kW, 6000 tr/min, 4 pôles) (6 kW, 6000 tr/min, 12 pôles) [MI 06] [ELR 05]. Ces études ont permis de mettre en avant l'augmentation significative du rendement et de la puissance massique par rapport aux machines asynchrones. A l'heure actuelle, cette structure à aimants et simple entrefer sert fréquemment de moteur de référence dans l'optique d'une comparaison avec des moteurs innovants [JAB 01] [AYD 06] [CHO 06]. L'inconvénient majeur de cette machine est l'emplacement des aimants. En effet, en les mettant en surface, les applications à haute vitesse sont difficiles.

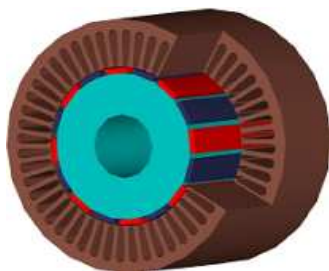


Figure 1.17 : Machine synchrone à aimants avec rotor intérieur

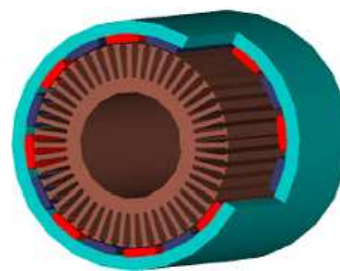


Figure 1.18 : Machine synchrone à aimants avec rotor extérieur

C'est pourquoi, pour diminuer le risque de décollement des aimants, le rotor de la machine peut être placé à l'extérieur du stator (Figure 1.18). Ainsi, les aimants en surface sont plaqués sur le rotor grâce à l'effet de la force centrifuge. Dans certains cas, le rotor à l'extérieur permet d'incorporer le système électrique dans le système mécanique. Il permet également de fixer des

pâles directement sur le rotor pour des applications à la ventilation. L'application éolienne (20 kW, 210 tr/min, 36 pôles) [WU 00] et ascenseur en sont également de bons exemples. Néanmoins, l'encombrement de ces machines augmente et les problèmes mécaniques sont plus nombreux.

L'autre alternative au décollement des aimants est d'enterrer les aimants. En plus de l'avantage précédent, en enterrant les aimants les flux de fuite sont diminués significativement et surtout les aimants sont utilisés en concentration de flux : l'accroissement de l'énergie magnétique délivrée y est conséquent. Grâce à ces avantages, les machines dont le rotor est composé d'aimants enterrés sont de plus en plus étudiées. Ainsi, [VID 04] a utilisé ce concept pour étudier un prototype de 11 kW, 2000 tr/min, 12 pôles (Figure 1.19) destiné à une application de type traction automobile. De même pour [MI 06] dont la principale préoccupation était de développer un modèle analytique d'une machine de 0.8 kW, 6000 tr/min, 6 pôles.

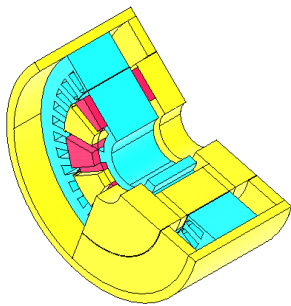


Figure 1.19 : Machine à flux radial à bobinage réparti et aimants enterrés [VID 04]

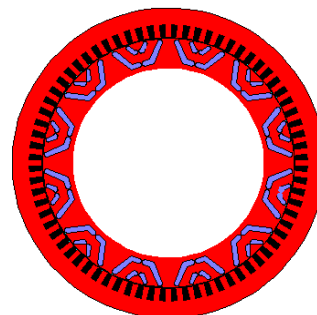


Figure 1.20 : Machine à flux radial à bobinage réparti et aimants enterrés [ELR 06]

Toujours dans la même application, [ELR 05] et [LOV 04] montrent qu'en enterrant les aimants, ils peuvent réduire le bruit et augmenter les capacités de défluxage sans altérer les performances électriques de la machine (Figure 1.20). Un prototype de 6 kW, 6000 tr/min, 12 pôles illustre leurs propos. D'autres articles scientifiques plus théoriques cette fois développent cette technologie en travaillant sur l'optimisation de l'emplacement [JAB 01], sur la forme des aimants [ZAR 05] ou simplement en comparant les performances [KWO 06]. La combinaison rotor extérieur et aimants enterrés a été étudiée dans [LI 05].

Cependant, dans toutes ces machines, un point important pénalise leurs performances : ce sont les pertes Joule. En effet, le bobinage réparti crée d'importantes têtes de bobines sources de pertes Joule. Pour remédier à ce problème, les concepteurs ont pensé au bobinage concentré (ou bobinage sur dents). Ce bobinage est intéressant dans l'industrie (Figure 1.21) car il permet aussi de gagner en encombrement global. L'industrie s'est appropriée ce procédé puisque [BIA 06] expose un moteur utilisé pour des applications de type moyenne vitesse. Quant à [ELR 06], il propose un modèle analytique pour un moteur de 6 kW, 42 pôles dans l'optique d'équiper un véhicule (Figure 1.22).

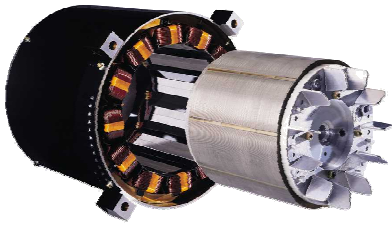


Figure 1.21 : Machine synchrone à bobinage sur dents et aimants enterrés développée par Leroy Somer.

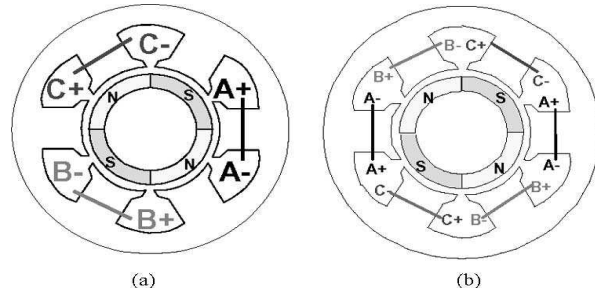


Figure 1.22 : Machine synchrone à bobinage sur dents et aimants en surface [ELR 06]

Comme pour le bobinage réparti, l'alternative « aimants enterrés » au rotor a été largement exposée dans la littérature scientifique. Les applications sont semblables à celles du bobinage réparti ; c'est-à-dire des applications tractions automobiles exposées par [VID 04] présentant un prototype de 11 kW, 2000 tr/min, 12 pôles et par [ILE 05] dont la machine délivre une puissance de 280 W à 3000 tr/min avec 4 pôles.

Dans les autres articles, les auteurs s'efforcent d'étudier des points précis de leur machine comme les pertes fer pour [MUR 02] avec comme support une machine de 750 W, 4800 tr/min et 4 pôles ou comparent avec des moteurs dont le bobinage est réparti [VID 04]. [HSU 03] analyse la possibilité de mettre en place un rotor extérieur pour fixer directement les pales de son système de ventilation sur le moteur. Il développe ainsi une machine de 230 W, 4 pôles obtenant des rendements de 90 %.

La meilleure façon d'augmenter les performances des moteurs comme le couple ou la puissance est encore de multiplier le nombre d'entrefers. La machine à flux radial n'est pas adaptée à ce genre de conception mais certains auteurs se sont risqués à l'étudier. L'exemple le plus connu est la machine à flux radial développée par [QU 04], [QU 03] et [NEA 96] qui utilise un bobinage Gramme pour optimiser les capacités du moteur (Figure 1.23). Le point noir du bobinage Gramme est les pertes Joule qui pénalisent le rendement de cette machine. Malgré tout, des résultats satisfaisants sont obtenus pour une gamme de puissance allant de 2.5 kW à 36 kW, de 8 à 16 pôles à 1800 tr/min.

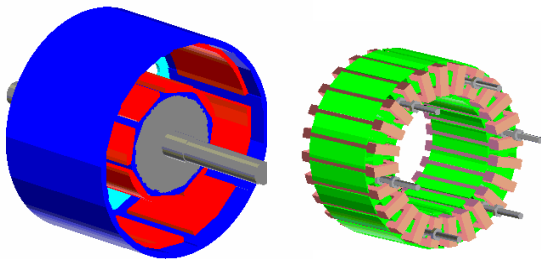


Figure 1.23 : Machine synchrone à aimants à double rotor et bobinage Gramme [QU 04]

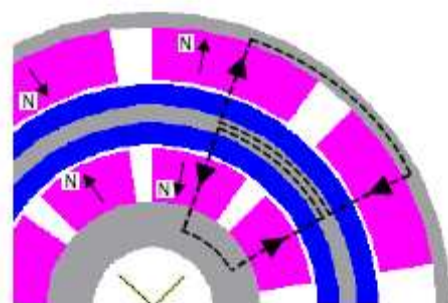


Figure 1.24 : Directions des flux de la machine radial double rotor et bobinage Gramme

Dans l'article [YOS 06], les auteurs développent le même type de machine avec des aimants enterrés pour contrecarrer les problèmes de fuite. Au niveau industriel, Leroy-Somer a breveté un moteur équipé de deux rotors et l'excitation statorique est assurée par un bobinage sur dents.

1.3.3 Machines à flux axial

Apparues après les machines à flux radial dans les années 80, les machines à flux axial ont été principalement étudiées pour réduire l'encombrement de la motorisation des éoliennes et des véhicules électriques. Ainsi, les puissances massiques et couples massiques ont pu être avantageusement augmentés.

1.3.3.1 Machines à flux axial à 1 stator et 1 rotor

La première machine à flux axial apparue est une structure comprenant un rotor et un stator. Le fonctionnement de ce type de machine est basique car il ne fait intervenir qu'un stator et un rotor. Le flux créé par un bobinage réparti classique présent au stator va interagir avec le flux créé par les aimants permanents collés en surface du rotor pour créer une énergie électromagnétique et donc un couple électromagnétique (Figure 1.25). Malgré sa simplicité de conception, cette machine accuse de forts problèmes d'attraction entre stator et rotor imposant des ajouts mécaniques lourds et coûteux.

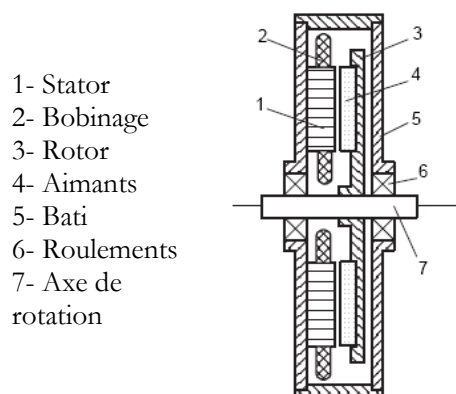


Figure 1.25 : Descriptif de la machine à flux axial 1 stator / 1 rotor [GIE 06]

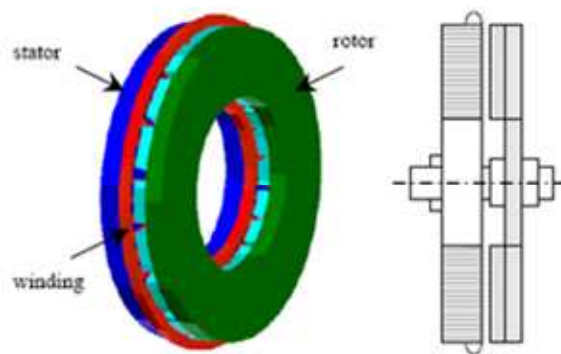


Figure 1.26: Machine à flux axial 1 stator / 1 rotor. [AYD 04]

Cependant, certains concepteurs se sont penchés sur leur fonctionnement et leur conception. [AYD 04] utilise cette machine comme base d'une comparaison (Figure 1.26). Ce même moteur a été utilisé pour motoriser un vélo électrique [JOH 01] et une éolienne [PEE 07]. De nombreux brevets [YOS 08] [PAR 08] ont été déposés sur ce genre de machine à flux axial et ont ouvert la voie à de nouvelles structures de machines discoïdes.

1.3.3.2 Machines à flux axial à stator interne ou externe

Pour remédier à ce problème d'attraction axiale, les concepteurs se sont penchés sur des machines équipées de 2 entrefers communément appelées à stator interne ou stator externe (Figure 1.27 et Figure 1.28). Contrairement aux machines à flux radial, la machine à flux axial est bien adaptée à ce genre de concept. La présence de 2 rotors ou de 2 stators permet de rééquilibrer les forces d'attractions entre les pièces actives de la machine et ainsi diminuer le

risque d'attraction entre le stator et le rotor. Ces machines obtiennent de bons résultats en terme de couple et de puissance.

- 1- Stator
- 2- Bobinage
- 3- Rotor
- 4- Aimants
- 5- Bati
- 6- Roulements
- 7- Axe de rotation

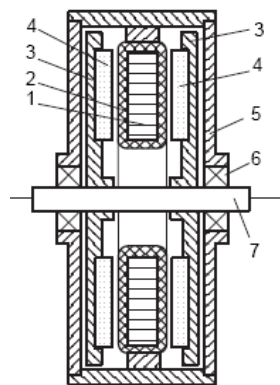


Figure 1.27 : Descriptif de la machine à flux axial stator interne [GIE 06]

- 1- Stator
- 2- Bobinage
- 3- Rotor
- 4- Aimants
- 5- Bati
- 6- Roulements
- 7- Axe de rotation

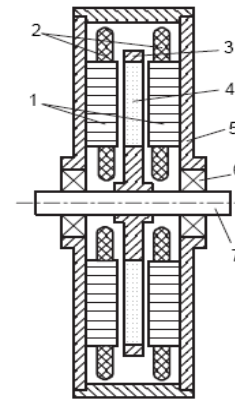


Figure 1.28 : Descriptif de la machine à flux axial stator externe [GIE 06]

Pour les machines discoïdes dont le stator est interne, le fonctionnement global dépend de l'emplacement des aimants permanents. Ces machines parfois appelées machines Torus peuvent être soit de type NS (Figure 1.29), c'est-à-dire que les aimants placés face à face sont de polarité différentes, soit de type NN (Figure 1.30 et 1.31), c'est-à-dire que les aimants placés face à face sont de même polarité. Pour correspondre avec le flux créé par les aimants, la machine Torus type NN est munie d'un bobinage de type Gramme encoché ou non. Par conséquent la culasse du stator doit être importante car c'est à cet endroit que le flux va se reboucler. Les pertes fer sont donc importantes dans ce type de machine. Pour réduire ces pertes fer, il est possible de réduire la culasse du stator. La machine Torus de type NS, de par l'emplacement de ces aimants et du bobinage réparti utilisé, permet au flux de seulement traverser la culasse du stator et de réduire ainsi les pertes fer de la machine. En revanche, les têtes de bobines de ce bobinage engendrent une augmentation des pertes Joule. Dans leur grande majorité, les concepteurs de ce type de machines vantent leur rendement et leur puissance massique.

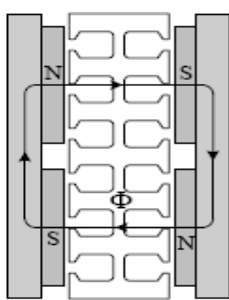


Figure 1.29 : Directions du flux d'une machine Torus type NS

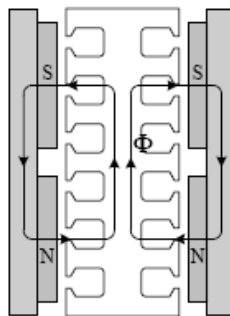


Figure 1.30 : Directions du flux d'une machine Torus type NN

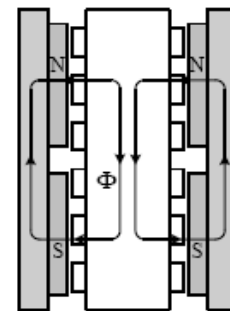


Figure 1.31 : Directions du flux d'une machine Torus type NN et bobinage non encoché

Les machines de type NN sont utilisées principalement pour les vitesses lentes comme les ascenseurs [FIC 01] (5 kW, 95 tr/min, 24 pôles), les véhicules hybrides [CIR 02] (30 kW, 4000 tr/min, 6 pôles) et les éoliennes [CHE 05] (1 kW, 490 tr/min, 12 pôles). Pour ce dernier exemple,

la particularité est d'avoir utilisé des poudres de fer au stator. Avec la présence d'aimants permanents, le défluxage et le contrôle du flux deviennent des enjeux primordiaux pour les nouvelles structures. [AYD 02][AYD 03] ont étudié le phénomène et proposent pour des machines Torus type NN d'ajouter un bobinage d'alimentation continu au cœur du stator central. Enfin, il a été démontré par [HUA1 01] que ce type de machine a un niveau sonore (évalué par l'étude du couple réactant) moins important que des machines à flux radial. Plusieurs brevets [RAH 05] sur le sujet ont été déposés.

Les machines de type NS, grâce à la réduction du stator, ont pour applications des systèmes de conversion d'énergie où l'encombrement est minime. C'est pourquoi les concepteurs développent ce moteur pour les véhicules électriques [BRA 02] (3 kW, 750 tr/min, 8 pôles), [CAR1 98] (72 kW, 3000 tr/min, 16 pôles). En général, la machine Torus englobe toutes sortes d'applications allant de la vitesse variable [CAR2 98] (880 W, 2800 tr/min, 4 pôles) aux vitesses lentes [CAR 97] (14 MW, 195 tr/min, 80 pôles) en passant par la motorisation de véhicules électriques [CAR 96] (2.4 kW, 750 tr/min, 16 pôles).

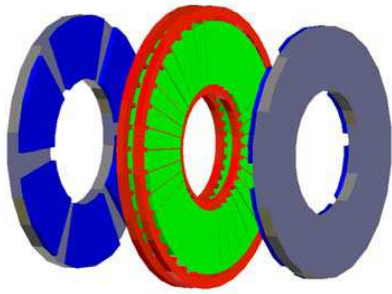


Figure 1.32: Machine Torus type NS avec bobinage réparti. [HUA2 01]

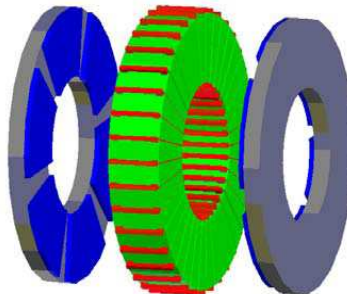


Figure 1.33 : Machine Torus type NN avec bobinage Gramme. [AYD 04]

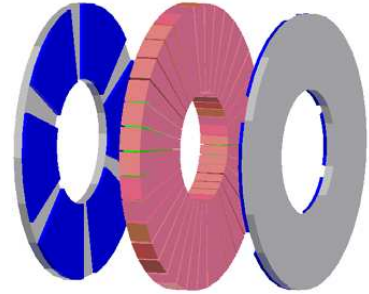


Figure 1.34: Machine Torus type NN et bobinage non encoché. [AYD 04]

Plus novateur, certains auteurs réduisent à la taille à la plus minime possible le stator de la machine pour réduire au maximum les pertes fer (Figure 1.35). Ce procédé est réalisable seulement pour les Torus type NS car le flux ne fait que traverser le stator. [SAK 93] utilise ce moteur pour des applications vitesses rapides (8 kW, 20000 tr/min, 12 pôles) et [PAR 06] étudie ce concept pour l'industrie automobile (160 W, 3000 tr/min, 12 pôles). Une des dernières évolutions de la machine discoïde à stator interne est d'ajouter des rotors au niveau du rayon extérieur du stator. Cette machine est baptisée la machine à flux axial et radial (Figure 1.36). Ainsi seules les parties internes du bobinage du stator ne participent pas à la production de couple. L'utilisation des pièces actives du stator est donc optimisée [HSU 99] [LUK 00].

- 1 -stator
- 2 -bobinage
- 3 -rotor
- 4 -aimants
- 5 -bâti
- 6 -enroulements
- 7 -axe

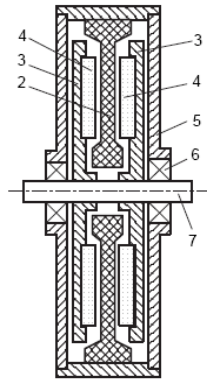


Figure 1.35 : Descriptif de la machine à flux axial sans stator [GIE 06]

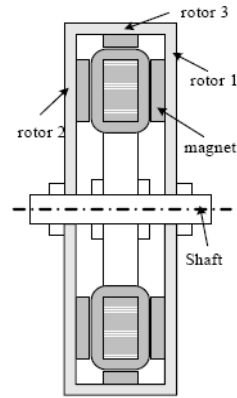


Figure 1.36 : Descriptif de la machine à flux axial et flux radial [AYD 04]

Avec des performances similaires, il existe la machine composée de deux stators et d'un rotor central ou machine discoïde à stator externe. Le rotor, central, voit le flux créé par le bobinage du stator le traverser. C'est pourquoi le rotor dans ce cas est, dans la plupart du temps, sans fer. En revanche le bobinage proposé pour des structures à stator externe est riche en cuivre et donc source de pertes par effet Joule. Deux possibilités de bobinage peuvent être utilisées : un bobinage réparti encoché ou un bobinage réparti non encoché (Figure 1.37 et Figure 1.38).

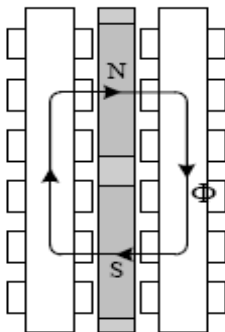


Figure 1.37 : Directions du flux d'une machine à stator externe non encoché

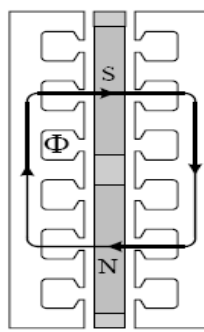


Figure 1.38 : Directions du flux d'une machine à stator externe encoché

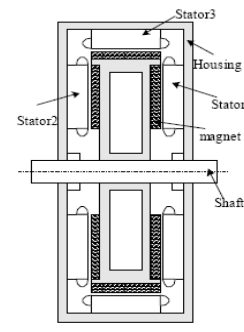


Figure 1.39 : Descriptif de la machine à flux axial et flux radial [AYD 04]

Dans des situations où le moteur doit être incorporé dans le système global, ce genre de machines est très bien adapté. [PAR 01] a d'ailleurs étudié ce type de moteurs (55 kW, 600 tr/min, 6 pôles) pour l'industrie du papier mais aussi pour les moteurs roues [YAN 08] (1500 W, 500 tr/min, 4 phases). Ce type de moteur a aussi fait l'objet d'une étude électrique et thermique [BEL 07] montrant ses bonnes aptitudes en termes de performances pour un prototype de 5 kW, 300 tr/min, 12 pôles et 3 phases. Il existe aussi pour la machine discoïde à stator externe le moteur appelé la machine à flux axial et radial (Figure 1.39). Dans cette machine la grande majorité des faces actives (pièces polaires et aimants permanents) servent à la conversion électromagnétique. Cette configuration permet d'augmenter la puissance de la machine et par conséquent d'obtenir de très bons couple et puissance massique.

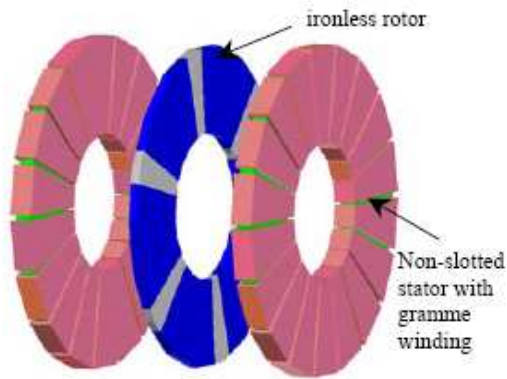


Figure 1.40 : Machine à flux axial 2 stators/ 1 rotor avec bobinage réparti non encoché.
[AYD 04]

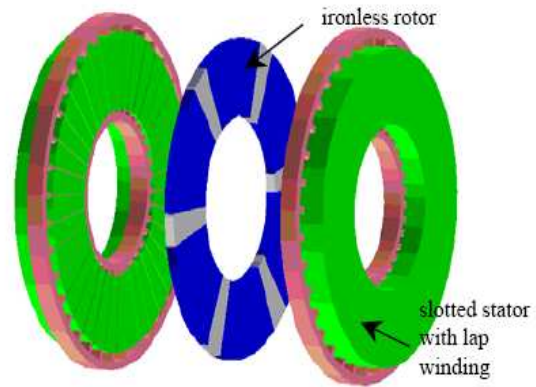


Figure 1.41 : Machine à flux axial à stator externe et bobinage réparti encoché

1.3.3.3 Machines à flux axial à stator multiples ou multi disques

L'adaptabilité est le principal avantage des machines à flux axial. En effet, pour augmenter la puissance ou le couple d'une machine il suffit d'ajouter sur le même axe de rotation un nouveau stator et rotor [CHI 88]. Ces machines s'appellent des machines multi niveaux (Figure 1.42 et Figure 1.43). Le principe global de fonctionnement reste identique aux machines discoïdes à simple ou double entrefers. La plupart du temps les machines à flux axial multi disques sont à stator interne. Il est donc possible de réduire au minimum la culasse du stator (voire la supprimer). Les principaux inconvénients sont la difficulté pour bien aligner sur le même axe les différents étages de la machine et la nécessité d'ajouter des renforts mécaniques contre l'attraction magnétique stator / rotor. Le bruit en est une conséquence majeure.

Pour certaines applications où la puissance demandée est très importante, la machine multi disques est appropriée. Dans l'article de [SAK 93], les auteurs comparent une machine simple niveau et une machine multi niveau et il est facile de remarquer que la puissance n'est pas simplement doublée mais quintuplée (elle passe de 8 kW à 40 kW). Ces résultats montrent que de nouveaux domaines d'applications (limités jusqu'ici à des applications où l'encombrement était primordial) peuvent être explorés. Dans la littérature scientifique, ces machines sont donc étudiées pour des applications à grandes puissances telles que l'éolien ou pour la traction ferroviaire [FEU 05] (571 kW, 680 tr/min, 16 pôles). Les brevets de [CHI 04] et [TES 07] protègent des structures où la structure discoïde est à 2 étages et 3 étages.

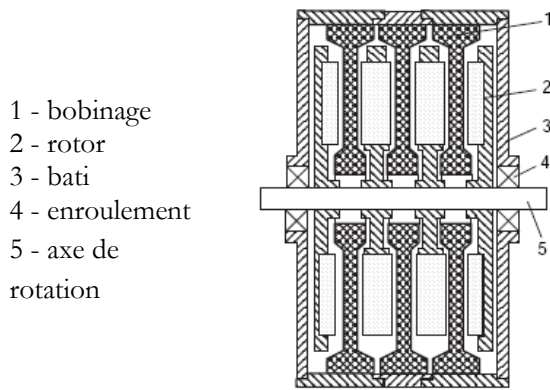


Figure 1.42 : Descriptif de la machine à flux axial stator interne [GIE 06]

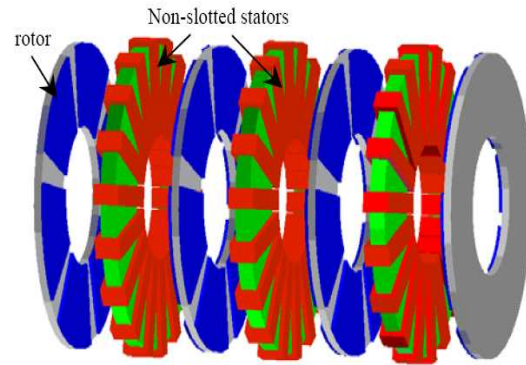


Figure 1.43 : Machine à flux axial multi niveaux [AYD 04]

1.3.3.4 Machines à flux axial à bobinage sur dents

Récemment, sont apparues des moteurs avec un bobinage sur dents (Figure 1.44). En plus de réduire les pertes Joule dues au bobinage, ce bobinage permet aussi de gagner en encombrement. Ainsi les machines peuvent obtenir de meilleures puissances massiques mais aussi de meilleurs rendements. Pour obtenir un bon fonctionnement de la machine, une étude sur la façon de bobiner est très importante. Grâce à cette liberté de bobinage, un grand nombre de concepts ont vu le jour dépendants du nombre de pôles et d'encoches que l'auteur a choisi. Avec ce type de bobinage, les structures globales restent les mêmes c'est-à-dire qu'il est possible de réaliser des machines discoïdes à bobinages sur dents avec un entrefer ou plusieurs entrefers.

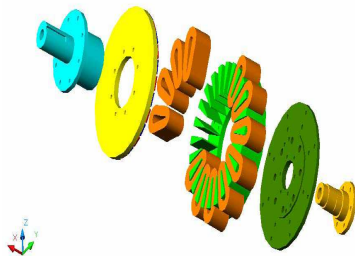


Figure 1.44 : Machine à flux axial 1 stator/1 rotor avec bobinage sur dents [MAR 06]

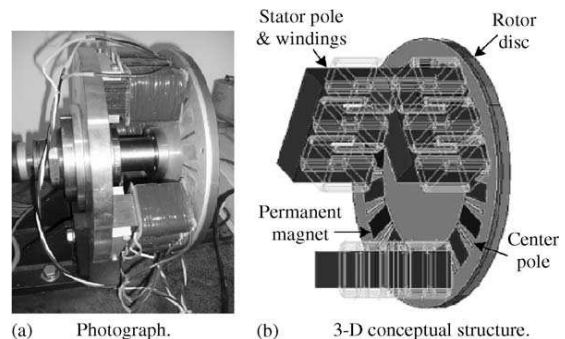


Figure 1.45 : Machine discoïde 1 stator / 1 rotor à bobinage sur dents et pôles centrés [LIU 06]

[COL 04] a exposé une analyse théorique basée sur un moteur de 32 kW, 2700 tr/min et 12 pôles montrant l'attractivité de cette machine. Avec un stator et un rotor, les auteurs se sont penchés sur des solutions novatrices comme bobiner le stator une dent sur deux (Figure 1.44) [MAR 06] permettant de lisser les formes d'ondes et d'obtenir les caractéristiques suivantes pour leur prototype : 1.75 kW, 1300 tr/min, 28 pôles, ou encore de concentrer les pôles du rotor au centre de la machine pour des applications de type contrôle (Figure 1.45) [LIU 06]. [WAN 05] a de son côté confectionné un prototype avec pour caractéristiques 150 kW, 1950 tr/min et 40 pôles.

De leur côté certains concepteurs utilisent des machines avec un stator interne pour réduire l'ondulation de couple. C'est le cas de [KUR 03] mais surtout de [HWA 08] dont le prototype de 12 pôles et 16 encoches obtient une puissance de 400 W à 3600 tr/min (Figure 1.46).

Enfin, les machines à flux axial dont les aimants au rotor sont enterrés se font très rares. Seul [PRO 00] a développé un prototype de 1.7 kW, 450 tr/min et 8 pôles destiné à un véhicule électrique. Selon l'auteur, cet emplacement des aimants permet de contrôler plus facilement le flux créé.

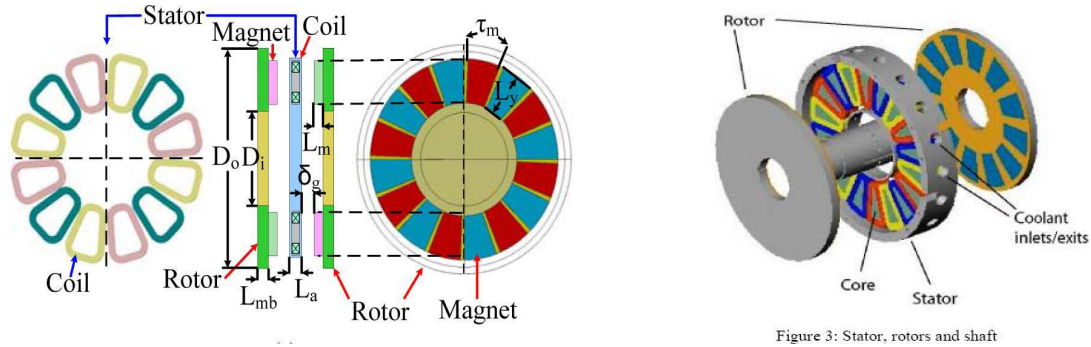


Figure 1.46 : Machine à flux axial à bobinage sur dents 1 stator / 2 rotors.
A gauche [HWA 08]. A droite [KUR 03]

1.3.4 Machines non développées

Tout au long de la recherche bibliographique et avec l'apport de la méthode de classification, il est apparu des concepts de machines électriques pas encore réalisés mais surtout susceptibles d'être industrialisable. Leur potentiel industriel peut être intéressant compte tenu des avantages électriques des parties actives qui la composent.

Pour la machine synchrone à flux radial, rares sont les concepts qui n'ont pas été étudiés. Malgré tout, la machine à flux radial à bobinage réparti non encoché et la machine à flux radial à bobinage type Gramme non encoché en font parties. L'avantage majeur d'un bobinage non encoché est de réduire le fer de la culasse du stator et par conséquent de réduire les pertes fer. Toutefois d'un point de vue industriel, ces deux solutions sont difficiles à réaliser.

Comme la machine à flux radial se prête peu à une technologie multi niveaux, de nombreuses innovations peuvent être apportées pour augmenter le couple et la puissance massique. Par exemple, la machine radiale multi niveaux peut être imaginée avec des aimants enterrés pour un rotor et des aimants en surface pour le second rotor (Figure 1.47). L'emplacement des aimants est optimisé pour l'encombrement et la tenue mécanique.

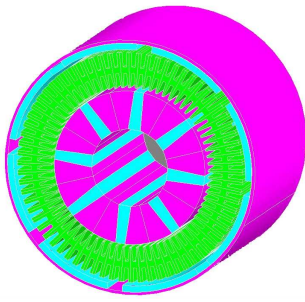


Figure 1.47 : Machine à flux radial à 2 rotors (aimants enterrés et aimants en surface) avec bobinage réparti.

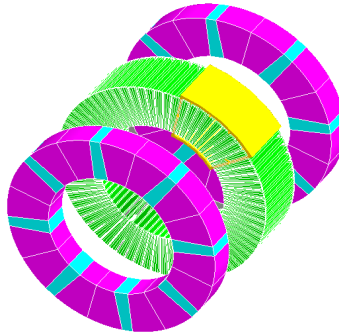


Figure 1.48 : Machine à flux axial avec aimants enterrés et bobinage réparti.

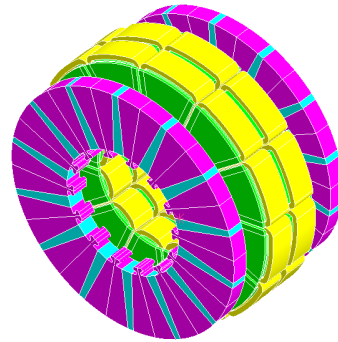


Figure 1.49 : Machine à flux axial avec aimants enterrés et bobinage sur dents.

En règle générale pour la machine discoïde, dont le développement est encore récent, les rotors équipés d'aimants enterrés ont été très peu étudiés. Ainsi, la machine à flux axial à bobinage réparti (Figure 1.48) ou bobinage Gramme non encoché et surtout à bobinage sur dents (Figure 1.49) n'a à ce jour fait l'objet d'aucune recherche. Pourtant, les aimants enterrés peuvent augmenter le flux dans l'entrefer, ils peuvent diminuer le risque de décollement à haute vitesse et ils peuvent aussi réduire les flux de fuite. De plus, l'atout majeur de la machine discoïde n'est pas altéré puisqu'il est possible de réaliser ce type de concepts tout en gardant des dimensions d'encombrement extérieur (diamètre et longueur) raisonnables.

Dans le même style, il serait possible de concevoir une machine discoïde dont le rotor central entouré de 2 stators serait à aimants enterrés.

Pour améliorer puissance massique et rendement, une machine à flux axial multi niveaux avec bobinage sur dents et aimants enterrés combinerait les avantages de chaque élément d'une machine discoïde : ajout d'entrefer, réduction des têtes de bobines et tenue des aimants. Un apport et une étude sur les efforts mécaniques sont cependant nécessaires.

Enfin, la structure alliant flux axial et flux radial avec un bobinage sur dents n'a à ce jour pas encore été étudiée. Pourtant un tel concept pourrait augmenter l'attractivité et le potentiel industriel de cette structure.

1.3.5 Analyse et Détermination du concept innovant

Tout au long de cette recherche bibliographique, un concept innovant de machine électrique se dégage. Il s'agit de la machine à flux axial à aimants permanents enterrés double entrefer et bobinage réparti ou bobinage sur dents. Etant donné l'objectif de cette thèse, la machine à flux axial permet de répondre aux critères de polyvalence, d'adaptabilité, d'innovation et de performances.

Adaptabilité car les premières études de ce type de machines montrent que ses gains en poids et en encombrement global facilitent son intégration dans des systèmes où la place est réduite. La machine à flux axial est très adaptée aux systèmes embarqués et à entraînement direct.

Polyvalence car la conception en flux axial permet par simple ajout de modules « stator rotor » d'augmenter la puissance et d'ainsi créer une gamme de puissances.

Innovation car la machine à flux axial est au début de son développement. Peu étudiée, la combinaison flux axial et aimants enterrés peut apporter une évolution intéressante en termes de performances.

Et enfin performances car les 2 entrefers permettent de doubler le couple électromagnétique et la puissance. Les aimants enterrés permettent d'augmenter le flux dans l'entrefer grâce à leur utilisation en concentration de flux, de diminuer les flux de fuite et de réduire les risques de décollement à haute vitesse. La polarité différente des aimants en vis-à-vis permet de diminuer la culasse du stator et ainsi de diminuer les pertes fer. Par conséquent le rendement de ce type de concept est amélioré.

1.4 Conclusion

Un grand nombre de possibilités technologiques concernant les machines synchrones à aimants permanents a été exposé. A l'aide d'une classification dépendant de la direction du flux, du bobinage et du nombre d'entrefers, deux structures sont susceptibles de fournir de bonnes performances électromagnétiques (couple massique, puissance massique, rendement). Il s'agit de la machine discoïde à double entrefer avec aimants enterrés et bobinage réparti, et la machine discoïde à double entrefer avec aimants enterrés et bobinage sur dents.

Pour compléter cette étude bibliographique, les prochains chapitres permettront de préciser le fonctionnement de ces machines grâce à des études analytiques, des modèles numériques et des optimisations.

Chapitre2 : Techniques de Conception et de Modélisation

Chapitre 2

Techniques de Conception et de Modélisation

2.1 Introduction

Avant de développer les deux principales structures choisies à l'issue de la recherche bibliographique, en l'occurrence la machine discoïde à bobinage réparti et la machine discoïde à bobinage sur dents, ce chapitre expose les différents procédés utiles à la compréhension et à la modélisation de ces deux types de machine. Deux approches de modélisation s'offrent à nous. Pour la machine discoïde à bobinage réparti, il est possible de concevoir un modèle analytique et d'optimiser ce modèle par un algorithme. L'approche de l'optimisation sera alors directe. Pour la machine discoïde à bobinage sur dents, la mise au point d'un modèle analytique simple et peu coûteux, disponible en temps voulu, nous a imposé une approche indirecte de l'optimisation.

Le but de ce chapitre est donc de présenter les différents logiciels utilisés pour la modélisation, l'approche adoptée et le conditionnement nécessaire pour être le plus rigoureux possible.

2.2 Présentation

2.2.1 Démarche de modélisation pour la machine discoïde à bobinage réparti

La machine discoïde double entrefer à bobinage réparti et aimants enterrés a été peu étudiée. La nouveauté de cette structure impose la mise en place d'une étude analytique permettant de quantifier les performances de la machine en termes de couple, de puissance, de géométrie et de coût. Cette étude se décompose en trois parties : un modèle analytique, une optimisation et un modèle par éléments finis en trois dimensions. L'optimisation en deux dimensions et le modèle par éléments finis ont été réalisés respectivement grâce aux logiciels CADES (Component Architecture for Design of Engineering Systems) et FLUX.

2.2.2 Optimisations en 2 Dimensions

2.2.2.1 Objectif

L'objectif de cette optimisation en deux dimensions est d'évaluer les performances de la machine discoïde. Compte tenu du caractère novateur de la structure, les ordres de grandeur physiques et géométriques sont méconnus. Dans un premier temps, l'optimisation en deux dimensions permettra de répondre rapidement à nos interrogations. Dans un second temps, une optimisation plus précise permettra de trouver les limites et les optimums de la machine discoïde.

2.2.2.2 Le logiciel Cades

Pour pouvoir répondre à l'objectif fixé, l'environnement d'optimisation utilisé est le logiciel CADES [DEL 07]. Ce logiciel, développé au sein du G2ELab, est dédié à l'optimisation sous contraintes pour l'aide à la conception et au dimensionnement. CADES regroupe en un seul logiciel 4 logiciels indépendants qui interagissent via un échange de fichiers (Fig. 2.1). Ces 4 logiciels ont chacun une fonctionnalité précise et différente.

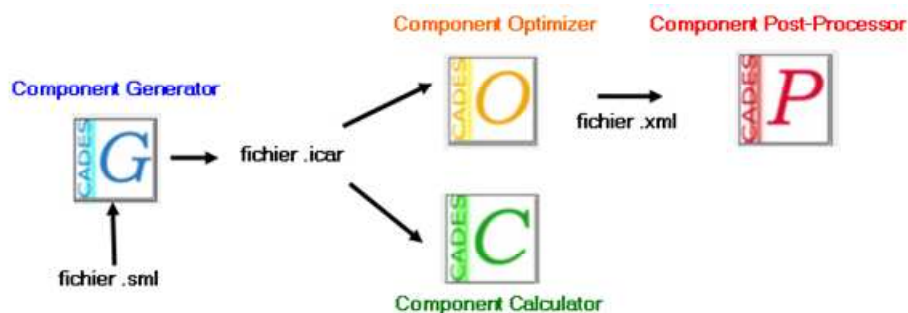


Figure 2.1 : Composition du logiciel Cades.

Le « Component Generator » est un éditeur de texte permettant de saisir le jeu d'équations du modèle analytique (extrait du jeu d'équations au point 1 de la Figure 2.2). Après validation, le logiciel crée un fichier utilisable par les autres modules portant l'extension .icar (voir point 2 de la Figure 2.2). Il s'agit en fait d'un composant logiciel contenant les équations du modèle compilées, ordonnancées et aussi dérivées de façon formelle. Ainsi, il est possible de fournir un calcul de gradient et de sensibilité qui sera fort utile, notamment pour l'optimisation.

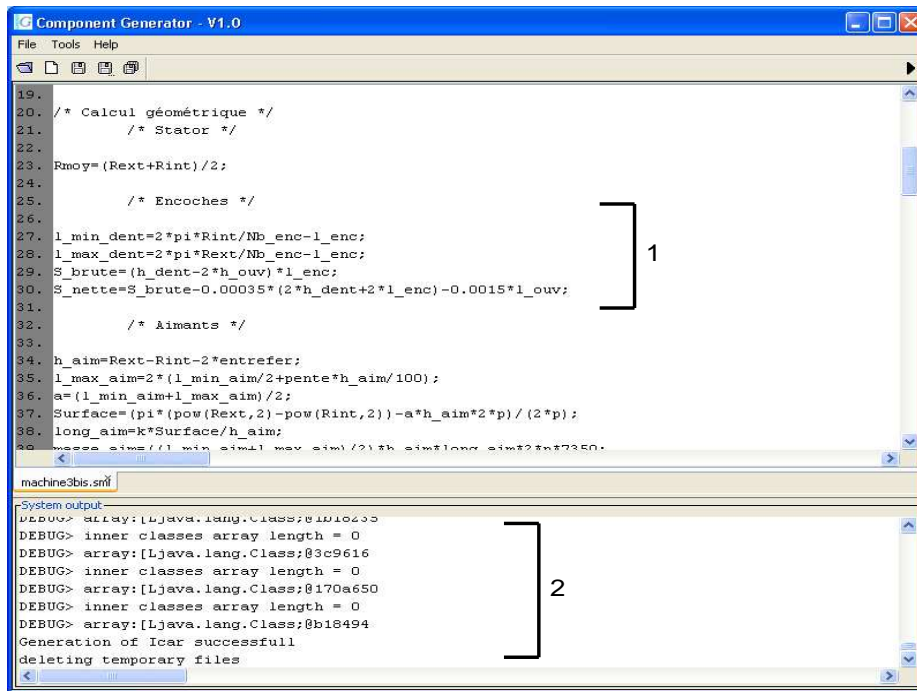


Figure 2.2 : « Component Generator » de Cades.

Le « Component Calculator », en réutilisant le component logiciel « icar », est un solveur permettant de résoudre le jeu d'équations généré par le Component Generator sur la base des valeurs d'entrées du modèle. Ce module permet en outre le calcul de la matrice des dérivées partielles et d'effectuer des études de sensibilité.

Le « Component Optimizer » permet de déterminer l'optimum et les contraintes du système électromagnétique rapidement et facilement. Cet optimum est obtenu à partir d'un modèle, d'un algorithme d'optimisation et d'un cahier des charges. L'algorithme d'optimisation peut être un algorithme déterministe, un algorithme génétique, un algorithme de type SQP (Sequential Quadratic Programming) ou des approches de Pareto. Le cahier des charges, quant à lui, contient les informations permettant de fixer les contraintes apportées aux entrées et aux sorties du système. Sur la Figure 2.3, le descriptif de l'interface du « component optimizer » de Cades permet de voir les trois onglets nécessaires au conditionnement du problème. L'onglet Optimizer (noté 1 sur la Figure 2.3) permet à l'utilisateur de choisir son algorithme, la précision de calcul et le nombre maximum d'itérations pour converger vers un résultat. L'onglet « input » rappelle le nom des paramètres d'entrées du problème (noté 2 sur la figure 2.3) et donne la possibilité de choisir si ce paramètre est contraint, libre ou fixe (noté 2 bis). Enfin, l'onglet « output » répertorie les noms des paramètres (noté 3) de sortie et propose à l'utilisateur quel paramètre sera la fonction objectif (noté 3 bis).

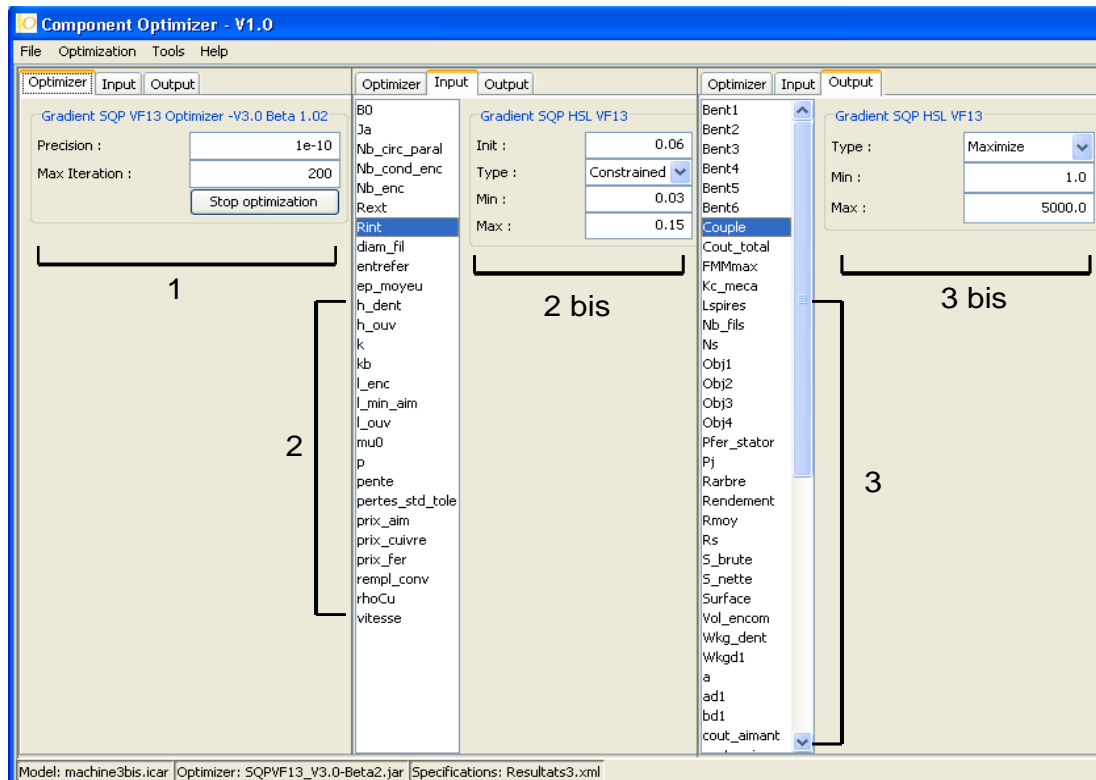


Figure 2.3 : « Component Optimizer » de Cades : cahier des charges et algorithme.

Ce module « Component Optimizer » apporte une solution répondant aux exigences du cahier des charges de l'utilisateur. Ces résultats sont exposés dans un tableau où à chaque nom de paramètres (noté 3 pour les paramètres d'entrée et 5 pour les paramètres de sortie sur la figure 2.4) correspond la valeur qu'il doit prendre (noté 4 et 6) pour que l'optimiseur converge (noté 2) et propose un résultat pour la fonction objectif (noté 1 sur la Figure 2.4).

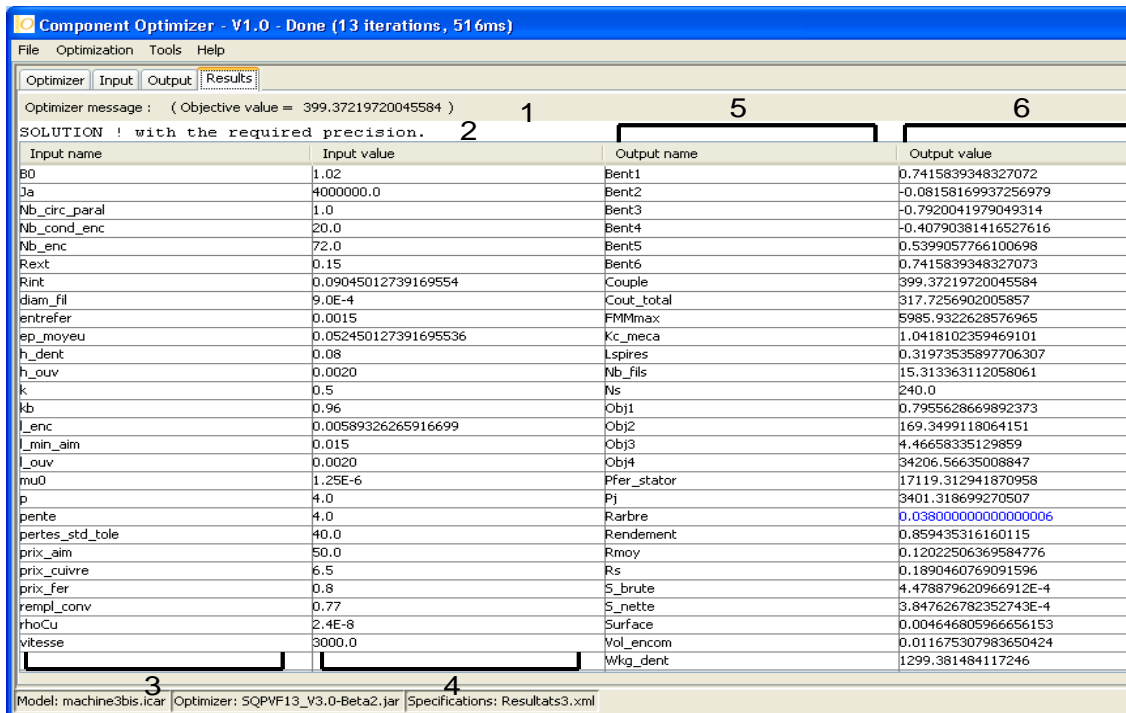


Figure 2.4 : « Component Optimizer » de Cades : convergence et résultats du système.

Enfin le « Component PostProcessor » permet d'exploiter les résultats du « Component Optimizer » plus facilement à l'aide de courbes et de représentations géométriques issues d'un fichier en Java définissant la géométrie du système. Il est possible d'obtenir un certain nombre d'informations sur le déroulement d'une optimisation allant du nombre d'itérations à l'évolution de chaque paramètre d'entrées et de sorties.

2.2.2.3 Algorithme d'optimisation

Le « Component Optimizer » laisse à l'utilisateur le choix de l'algorithme d'optimisation à utiliser. Pour débiter l'optimisation, l'utilisation d'un algorithme déterministe est conseillée. Cet algorithme permet de se rendre compte des problèmes liés au modèle ou au cahier des charges et de s'assurer que le système électromagnétique possède une solution. L'algorithme utilisé est un algorithme déterministe de type Sequential Quadratic Programming (SQP) [POW 85]. Ce type d'algorithme a déjà été utilisé et a permis d'optimiser avec succès des moteurs roues [WUR 99] et des alternateurs à griffes [ALB 05].

L'algorithme SQP impose l'utilisation de fonctions objectifs et de contraintes continues et dérivables. Néanmoins, certaines grandeurs du modèle sont discrètes telles que le diamètre du fil, le nombre de spires, le nombre de pôles ou le nombre d'encoches. Concernant les grandeurs liées au bobinage (nombres de spires, diamètre de fils), la démarche est de les considérer comme continues. En effet, le grand nombre de combinaisons permettra toujours d'obtenir le résultat souhaité tout en conservant les limites géométriques. Ceci est possible car même si ce genre de paramètres doit être discrétisé pour obtenir une machine réelle, les modèles n'en évoluent pas moins continûment et de manière dérivable par rapport à ces paramètres. Pour les autres paramètres discrets comme le nombre de pôles et le nombre d'encoches, le nombre de combinaisons étant restreints, la démarche précédente n'est pas applicable si un contrôle du processus d'optimisation est nécessaire ou pour garder des machines ayant une géométrie

représentative. Il est donc plus prudent de fixer les valeurs de ces paramètres. Ce choix est justifié par le fait qu'il n'y a que 2 paramètres discrets dans le modèle (nombre de pôles et nombre d'encoches). C'est pourquoi, les optimisations sont réalisées pour différentes combinaisons de nombre de pôles et nombres d'encoches.

Dans un second temps, pour vérifier que l'optimum obtenu est le bon, il est possible d'utiliser un algorithme génétique [NGU 08]. L'algorithme génétique, basé sur une approche statistique, permet de s'affranchir des problèmes d'optimums locaux. Ainsi, l'optimum obtenu par l'algorithme déterministe est confirmé et validé. Pour allier les avantages de l'algorithme génétique et de l'algorithme déterministe, un couplage est conseillé pour localiser l'optimum global (algorithme génétique) et aussi pour affiner la valeur de cet optimum (algorithme déterministe). Ce couplage ne peut s'effectuer que si le problème est parfaitement défini (assurance d'un optimum et validation du cahier des charges).

Enfin, le concept de Pareto est utilisable avec ce logiciel d'optimisation si le problème est bien conditionné. Il permet ainsi de tracer des courbes de Pareto facilitant l'étude de compromis d'un système électromagnétique (par exemple pour une machine électrique, maximiser le couple tout en minimisant la masse de la machine).

2.2.2.4 Conditionnement et précision de calcul

Le conditionnement du problème est une étape importante d'un problème d'optimisation. Le choix des contraintes sur les paramètres influe directement sur le résultat global de l'optimisation. Pour que les paramètres aient tous le même poids dans l'optimisation, l'algorithme déterministe effectue une normalisation de chaque paramètre contraint (entrée, sortie, objectif). Cette normalisation dépend directement des contraintes choisies. Chaque paramètre peut être décrit de la manière suivante :

$$P_{normalise} = \frac{P - P_{min}}{P_{max} - P_{min}} \quad [Eq\ 2.1]$$

Où : P	est la valeur réelle du paramètre
P _{min}	est la valeur de la contrainte minimale choisie par l'utilisateur
P _{max}	est la valeur de la contrainte maximale choisie par l'utilisateur
P _{normalise}	est la valeur normalisée du paramètre

Pour rendre plus efficace l'algorithme déterministe, les paramètres du problème doivent être tous normalisés dans un intervalle allant de [0 ; 1] ou un intervalle de [-1 ; 1]. En appliquant cette règle, il semble nécessaire de bien choisir les contraintes de chaque paramètre. Il vaudra alors mieux contraindre assez fortement les paramètres de façon à ce que leur valeur normalisée soit proche de leur valeur optimale (P_{min} et P_{max} proches de P optimisé), quitte à les relâcher par la suite si le cahier des charges le permet. On voit aussi clairement que, l'idée selon laquelle imposer une contrainte P_{max} très importante pour traduire le fait que le paramètre, n'a pas de contrainte maximale est à éviter.

Un paramètre peut être contraint soit par une contrainte égalité (ce qui revient à fixer sa valeur), soit par une contrainte inégalité (ce qui revient à le contraindre en lui imposant de rester dans un intervalle déterminé). L'algorithme gère différemment ces deux types de contraintes et

l'expérience montre que ce dernier s'en sort beaucoup mieux si on privilégie les contraintes inégalités aux contraintes égalités, même si l'intervalle des contraintes est très étroit. En d'autres termes, il vaut mieux utiliser, quand c'est possible, une contrainte inégalité même si les bornes de l'intervalle sont très proches, plutôt qu'utiliser une contrainte égalité en fixant la valeur du paramètre. L'expérience montre aussi qu'il est souhaitable de réserver des contraintes égalité aux sorties dépendant linéairement des entrées.

Le choix de la précision de calcul demandée à l'algorithme est très important car c'est ce qui sert de critère d'arrêt. La précision est dite globale et porte à la fois sur l'annulation de la norme du gradient de la fonction objectif par rapport à l'ensemble des paramètres (qui garantit qu'un minimum a été atteint) et sur le respect de l'ensemble des contraintes appliquées aux paramètres.

De façon plus mathématique, on peut écrire que l'algorithme s'arrête lorsque $\epsilon < \text{précision}$ où

$$\epsilon = |grad(f)| + \sum_{i=1}^{np} \text{pénalité}(i) \quad [\text{Eq 2.2}]$$

Avec - f : la fonction objectif à maximiser ou minimiser

- np : le nombre de paramètres contraints

- pénalité : une valeur réelle d'autant plus grande que la valeur du paramètre est loin de la valeur fixée pour les contraintes égalité ou loin de l'intervalle toléré pour les contraintes inégalités.

Si la précision est trop faible, il se peut alors que l'algorithme s'arrête prématurément en considérant que le problème est bien résolu alors qu'en fait, certains paramètres sont totalement en dehors de l'intervalle de leurs contraintes, conduisant à un optimum irréaliste. Ce phénomène est d'autant plus vrai que la contribution relative des paramètres auxquels la fonction objectif est très sensible est faible dans le terme "Somme des pénalités" de la variable ϵ . Cependant, le choix d'une précision trop importante est à éviter car au-delà d'une certaine valeur, le bruit numérique introduit par les méthodes de résolutions numériques et par le modèle peut devenir plus grand que la précision demandée, l'algorithme alors ne converge pas.

2.2.3 Modélisation en 3 Dimensions par éléments finis

Au vu de la configuration de la machine à flux axial à bobinage réparti et de son fonctionnement dans les trois plans de l'espace, il est nécessaire d'étudier le comportement de la machine à l'aide d'un logiciel 3D par éléments finis. Le logiciel choisi est FLUX, logiciel de calcul basé sur la méthode des éléments finis.

Une étude numérique par éléments finis de cette machine discoïde semble nécessaire car elle va permettre d'apporter des précisions sur le fonctionnement de la machine et d'analyser les phénomènes physiques qui s'y passent. De plus, les hypothèses fixées en début de modèle analytique (force magnétomotrice, induction dans l'entrefer sinusoïdales) ne seront plus appliquées et par conséquent le fonctionnement de la machine sera plus proche de la réalité physique.

Dans la démarche de modélisation de la machine à flux axial, cette étape va, dans un premier temps, permettre de comparer et de vérifier les résultats obtenus par le modèle analytique et par les différentes optimisations. Les principaux résultats à analyser concerneront les ordres de grandeurs de paramètres électriques tel que le couple électromagnétique et l'induction dans

l'entrefer. Grâce à ce modèle numérique, des compléments sur le fonctionnement de la machine seront disponibles tels que l'induction dans les pièces polaires et dans les dents du stator ou des précisions sur l'allure de l'induction dans l'entrefer et de l'ondulation de couple. Une estimation et une vérification par rapport au modèle analytique des pertes fer seront possibles grâce à un module de calcul incorporé dans FLUX appelé pertes LS.

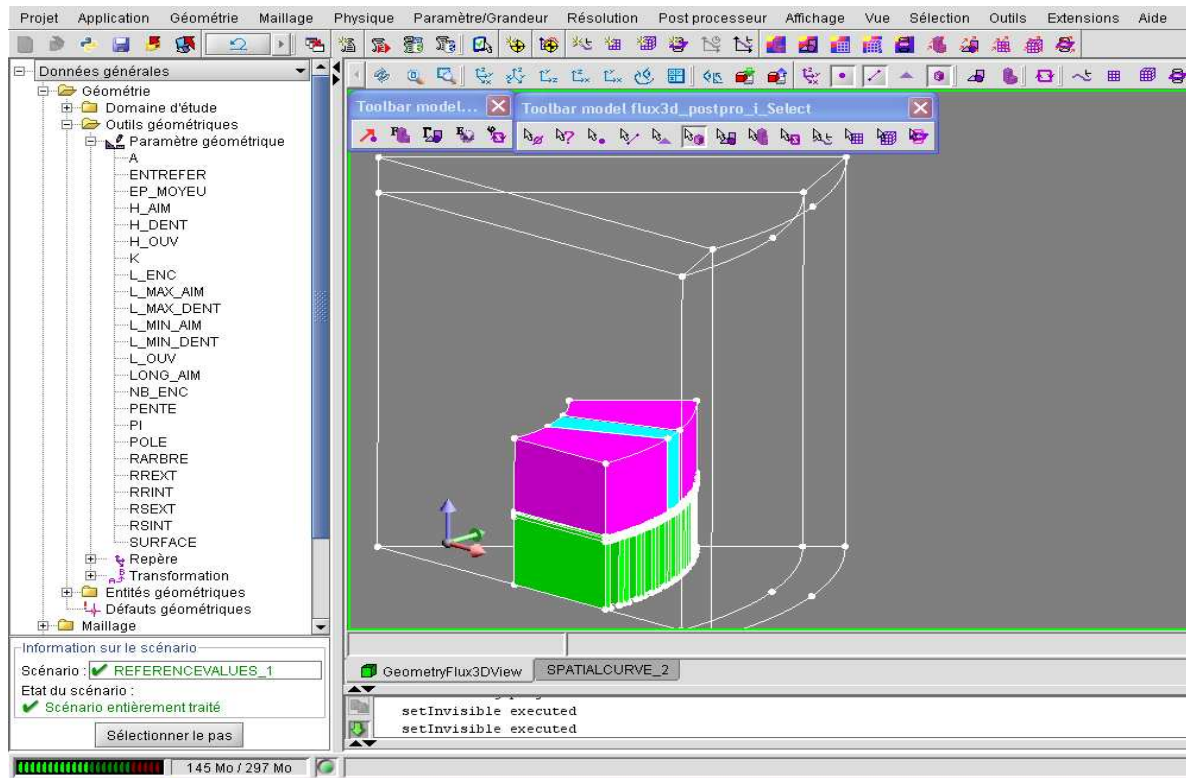


Figure 2.5 : Interface graphique du logiciel FLUX

Enfin, dans un second temps, cette étude numérique permet d'étudier des phénomènes physiques très locaux non abordés par le modèle analytique et d'avoir de nouveaux résultats électromagnétiques. Par exemple, la localisation des zones où la saturation est forte amorcera une réflexion sur le redimensionnement des différentes pièces actives de la machine.

2.3 Démarches de modélisation pour la machine discoïde à bobinage concentré

2.3.1 Présentation

C'est une démarche différente de la précédente qui est proposée pour la machine discoïde à bobinage concentré. En effet, la machine discoïde à bobinage sur dents est, dans un premier temps, modélisé numériquement par éléments finis en 3 dimensions par le logiciel FLUX puis une optimisation en 3 dimensions est effectuée à l'aide du logiciel FGot (Flux General Optimization Tool). Par la présence du bobinage concentré, un modèle analytique est plus couteuse en temps et plus compliqué à mettre en œuvre car les formes d'ondes (force magnétomotrice en particulier) ne peuvent pas être considérées comme sinusoïdales. C'est pourquoi la démarche de modélisation sera inverse à la précédente.

2.3.2 Modélisation en 3 Dimensions par éléments finis

La modélisation en trois dimensions par éléments finis pour la machine discoïde à bobinage sur dents ne va pas seulement servir à vérifier ou compléter les résultats du modèle analytique. Ici, le rôle du modèle numérique est primordial car la présence du bobinage sur dents ne permet pas encore de réaliser d'étude analytique. C'est donc, par conséquent, un des moyens les plus fiables pour étudier ce genre de système électromagnétique. Il sert de base et de référence à la détermination des différentes caractéristiques électriques, physiques voire mécaniques de la machine.

Une fois le rôle d'analyse globale effectué, le modèle numérique permet une introduction à l'optimisation en trois dimensions de la machine à l'aide du logiciel FGot. Pour simplifier ou faciliter la mise en place de l'optimisation, le modèle numérique sous FLUX assure l'entier paramétrage de la machine en définissant les différentes pièces actives de la machine.

2.3.3 Optimisation en 3 Dimensions et plans d'expériences

2.3.3.1 Plans d'expériences numériques [COU 02]

Le modèle numérique de la machine discoïde réalisée sous FLUX contient un nombre de paramètres géométriques ou variables raisonnables (une vingtaine environ). Il est donc possible d'utiliser la méthode des plans d'expériences numériques. Issues des recherches de [FIS 35] et [TAG 87] pour des applications dans les études expérimentales, la méthode des plans expériences peut maintenant être utilisée dans le domaine numérique grâce aux travaux de [BRA 94] et [SCH 98] démontrant leur bonne transposition méthode expérimentale / méthode numérique.

La méthode des plans d'expériences numériques peut se décomposer en 4 étapes bien distinctes.

Dans un premier temps un premier débroussaillage doit être effectué pour déterminer les paramètres géométriques de la machine qui sont les plus influents. L'image de l'importance des paramètres est contenue dans une fonction appelée fonction substitut. Pour harmoniser les paramètres les uns par rapport aux autres et pour qu'ils aient tous le même poids, chaque paramètre est normalisé de la façon suivante : -1 pour la borne minimale du paramètre et +1 pour la borne maximale. Les paramètres les plus influents sont ceux dont le coefficient multiplicateur est le plus important dans la fonction substitut. Ainsi, pour la suite de la méthode, les paramètres à étudier sont moins nombreux et les temps de calcul réduits.

Ensuite la deuxième étape consiste à construire une surface de réponse qui permet d'approximer la fonction objectif en fonction des paramètres les plus influents du dispositif étudié. Plusieurs types de surfaces de réponses existent en fonction du besoin de l'utilisateur. Les surfaces de réponse du 1^{er} et du 2^{ème} degré, dans le cas où le problème est simple (c'est-à-dire présence d'un optimum), sont suffisantes et intéressantes pour examiner et affiner les facteurs avant une optimisation. Pour les problèmes plus complexes, il existe des surfaces de réponse par combinaisons de fonctions radiales, des surfaces de réponse par éléments diffus et des surfaces de réponses adaptatives. La surface de réponse par combinaisons de fonctions radiales permet d'avoir une portée qui s'étend sur tout le domaine et de généraliser la position des points d'expérimentation. La surface de réponse par éléments diffus est basée sur le principe d'une discrétisation du domaine par des nuages de points. Chaque point définit le centre d'une boule de rayon r . Contrairement à la méthode précédente, les fonctions n'ont ici une influence que dans la

boule de rayon r . Pour ces 2 techniques de surfaces de réponse, le nombre de nœuds est important et influent. Le nombre d'évaluations peut devenir conséquent si le nombre de paramètres augmente. Pour remédier à ce problème, il est possible d'utiliser la surface de réponse adaptative qui n'ajoute des points que dans certaines régions du domaine.

La troisième étape consiste à exploiter la surface de réponse créée précédemment soit par prédiction soit par optimisation. La prédiction se fait à l'aide d'une interpolation de la surface de réponse pour de nouvelles valeurs de paramètres.

Les optimisations, en fonction du problème ou dispositif électromagnétique étudié, peuvent être non contraintes si le problème ne contient pas de fonctions contraintes, contraintes s'elles contiennent au moins une fonction contrainte ou multi objectifs. Les méthodes de résolution pour l'optimisation non contrainte sont les méthodes déterministes (méthode des gradients, méthodes quasi-Newton) et les méthodes non déterministes ou stochastiques (méthodes Monte Carlo). L'optimum pour un problème contraint est obtenu en utilisant les méthodes de Transformation ou les méthodes Directes. Enfin les problèmes d'optimisations multi objectifs sont exploitables grâce au concept de non infériorité ou d'optimalité de Pareto.

Les deux premières étapes décrites ci-dessus sont coûteuses en temps puisqu'elles font appel à la réalisation d'expériences déterminées par les paramètres d'entrées imposés par le plan d'expérience choisi. En revanche, la partie optimisation du problème (3ème étape) est très peu coûteuse en temps puisqu'elle ne fait pas appel à de nouvelles expériences.

Enfin, pour s'assurer du bien fondé des résultats obtenus grâce à l'optimisation, la 4^{ème} étape recommande à l'utilisateur de vérifier les résultats en paramétrant le système électromagnétique avec les nouvelles valeurs des paramètres correspondant à l'optimum.

2.3.3.2 Le logiciel Got

GOT, qui signifie General Optimization Tool, est un ensemble d'outils logiciels destinés à l'optimisation des structures électromagnétiques. Ce moteur d'optimisation écrit sous Java permet de résoudre des problèmes d'optimisation de systèmes en 3 dimensions grâce à la méthode des plans d'expérience décrite ci-dessus. Un des avantages du logiciel GOT est de pouvoir le coupler avec des logiciels de calculs par éléments finis du type FLUX. Ainsi la définition et la description du modèle à optimiser sont simplifiées et les expériences sont directement réalisées sous le solveur.

L'interface d'accueil du logiciel GOT (Figure 2.6) regroupe les principales fonctionnalités permettant à l'utilisateur de se servir de ce logiciel. On peut compter 4 fonctionnalités. Une fonctionnalité permet de définir le problème d'optimisation (noté n°1 sur la Figure 2.6) ; elle regroupe les objets Paramètre listant les paramètres du système, Connecteur permettant de connecter un solveur FLUX ou autres et Fonction nommée décrivant la fonction objectif. Une deuxième fonctionnalité permet de détecter les paramètres influents du problème (méthode des plans d'expériences) grâce aux objets Fabrique de substituts et Substitut (n°2). Pour visualiser l'influence de chaque paramètre après la Fabrique de substitut, un graphique (n°6) aide l'utilisateur aux choix des paramètres les plus influents. La fonctionnalité optimisation (n°3) décrite par les objets Problème d'optimisation, Algorithme d'optimisation et Optimisation permet à l'utilisateur de choisir son algorithme d'optimisation et d'exploiter les résultats. Sur la figure 2.6 et numéroté 7 et 7 bis, il est intéressant de voir la représentation graphique des résultats d'une optimisation déterministe de la fonction substitut. La courbe n°7 montre l'évolution de chaque

paramètre sélectionné au cours de la sélection et la courbe 7 bis permet de voir l'évolution de la fonction objectif. Enfin pour des analyses de robustesse ou de sensibilité des solutions trouvées, la fonctionnalité Post Processeur permet à l'utilisateur via des courbes, des surfaces (n°5 sur la figure) et front de Pareto d'identifier et d'analyser le système .

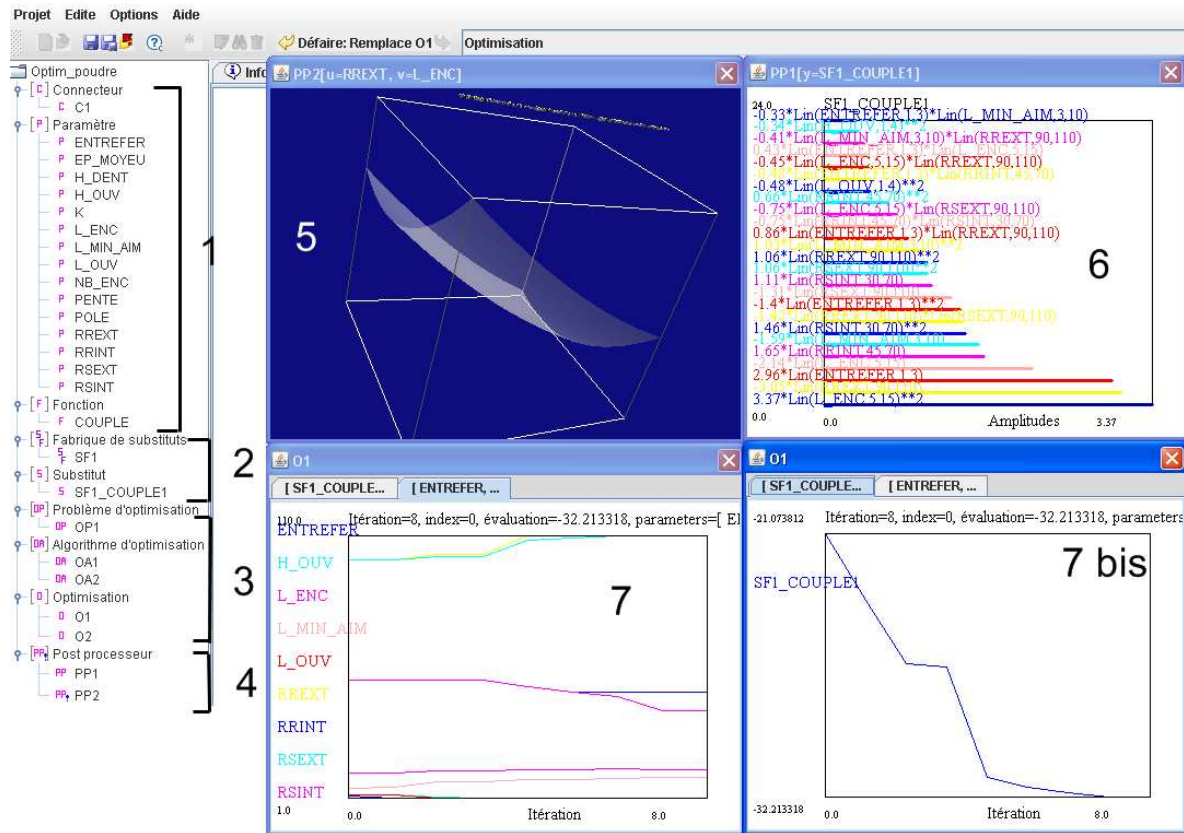


Figure 2.6 : Façade graphique du logiciel FGOT

2.4 Conclusion

Ce chapitre de présentation a permis de faire le point sur les différentes techniques et outils utilisés pour l'optimisation sur un modèle analytique et le choix des algorithmes d'optimisation (Cades). Il a également permis de faire le point pour les modélisations numériques par éléments finis en trois dimensions (FLUX) et pour l'optimisation numérique et l'exploitation des résultats de cette méthode d'optimisation (FGot).

Toutes ces techniques et outils seront présents dans les prochains chapitres dans lesquels ils seront utilisés pour des applications précises, à commencer par le chapitre suivant traitant du fonctionnement de la machine discoïde à bobinage réparti.

Chapitre 3 :
Machine Discoïde à Double Entrefer
et Bobinage Réparti

Chapitre 3

Machine Discoïde à Double Entrefer et Bobinage Réparti

3.1 Introduction

La recherche bibliographique a montré que la machine à flux axial à double entrefer apporte de nouvelles perspectives dans le domaine des machines électriques. Ce chapitre s'intéresse à la machine discoïde à double entrefer avec un bobinage réparti. La démarche proposée pour l'étude de cette machine s'articule autour d'un modèle analytique basé sur la détermination du couple électromagnétique. Mais est-il possible de dimensionner une machine électrique au fonctionnement tridimensionnel par un modèle analytique en deux dimensions ? En fonction de ce modèle bidimensionnel, une optimisation permettra de quantifier et de faciliter le travail de dimensionnement des parties actives et électriques de la machine. Enfin, un modèle numérique par éléments finis en trois dimensions sera élaboré. Ce modèle numérique sera la référence des calculs de dimensionnement de la machine et le moyen de vérification du modèle analytique.

3.2 Modèles analytiques

3.2.1 Présentation du modèle analytique

L'objectif de ce modèle analytique n'est pas de décrire précisément le fonctionnement d'une machine à flux axial mais d'élaborer un modèle analytique de base, rigoureux, permettant d'avoir une première approche et des premières estimations sur la faisabilité et les dimensions géométriques à appliquer. Ce modèle analytique est basé sur le calcul de l'induction dans l'entrefer et du couple électromagnétique. Ces deux grandeurs physiques, déterminées en fonction d'un grand nombre de paramètres géométriques et électriques, sont très significatives du fonctionnement de la machine.

3.2.2 Fonctionnement de la machine

La figure 3.1 est une représentation schématique de machine discoïde à bobinage réparti. Cette machine comporte un stator central et deux rotors (ou disques) externes et peut être considérée comme une machine Torus NS (cf. 1.3.3.2). Cette disposition avec deux entrefers permet d'une part d'augmenter la surface de conversion électromagnétique (par rapport à une machine simple entrefer pour un rayon extérieur identique) et d'autre part de rééquilibrer magnétiquement la machine pour réduire les forces d'attraction magnétique. Le bobinage réparti, dans lequel circule l'alimentation triphasée équilibrée sinusoïdale, est composé de fils de cuivre répartis sur la largeur du stator. Le rotor est constitué d'aimants permanents (aimantés de manière orthoradiale) de forme trapézoïdale et de type Neodyme-Fer-Bore. Cette mise en place des aimants est une des manières traditionnelles de concentrer le flux créé par le rotor. Cependant, cette disposition des aimants peut engendrer beaucoup de flux de fuite et conduit à des réactances élevées. Ce type de rotors est donc adapté aux applications où le fonctionnement en défluxage est souhaité. La forme particulière des pièces polaires, elles-mêmes solidaires d'un moyeu en matériau amagnétique par un système de queue d'aronde (Figure 3.2), permet le blocage des aimants par centrifugation pour une meilleure tenue mécanique à haute vitesse. Cela permet d'éviter les techniques classiques de collage et frettage.

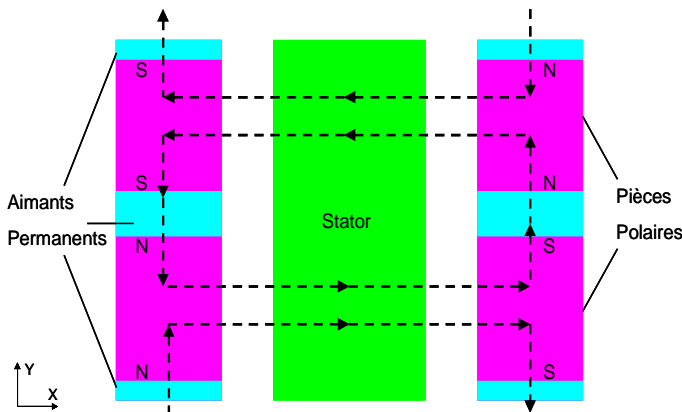


Figure 3.1 : Direction des flux de la machine discoïde

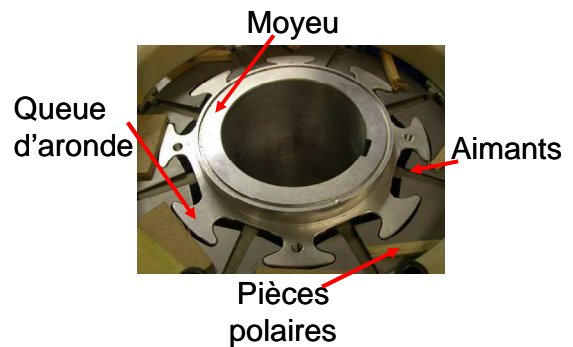


Figure 3.2 : Système de tenue des aimants permanents

Des similitudes existent entre le fonctionnement d'une machine à flux axial étudiée ici et une machine classique à flux radial. Le bobinage réparti est parcouru par un courant perpendiculaire à l'axe rotation de la machine. Ainsi le flux statorique est suivant l'axe X du plan XY (voir Figure 3.1). Le flux créé par les aimants en concentration de flux suit aussi l'axe X du plan XY. Il y a donc bien concordance entre flux statorique et flux rotorique. Le schéma de la figure 3.1 représente ces lignes de flux se situant sur le diamètre moyen de la machine. A noter qu'avec ce bobinage et ces aimants permanents, le flux ne fait que traverser la culasse du stator. La culasse n'a donc plus qu'un rôle de maintien pour le bobinage. Il est alors possible de la réduire au minimum et ainsi de diminuer les pertes fer dans la culasse statorique.

Pour une formalisation mathématique et afin de créer un modèle analytique en vue d'une optimisation, les déterminations de l'induction dans l'entrefer et du couple électromagnétique sont des points essentiels. Les prochains paragraphes traitent de la démarche adoptée pour les déterminer.

3.2.3 Expression de l'induction dans l'entrefer

L'expression de l'induction dans l'entrefer s'appuie classiquement sur l'application du théorème d'Ampère et de la loi de conservation du flux. Le contour choisi pour appliquer ce dernier est exposé en Figure 3.3. Ce chemin doit nécessairement prendre en compte la contribution des aimants. De plus, de part les symétries présentes dans cette machine, le calcul est effectué seulement sur une demi machine.

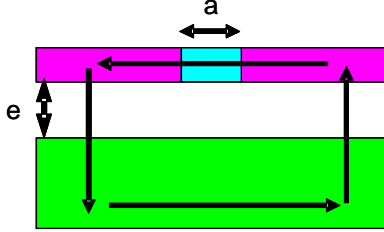


Figure 3.3 : Schéma du chemin choisi pour le théorème d'Ampère

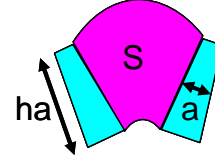


Figure 3.4 : Schéma pour l'application de la loi de conservation du flux

Soit la conservation du flux appliquée sur la portion de la machine illustrée en Figure 3.4 :

$$2 \cdot B_a \cdot ha \cdot La = Be \cdot S + \phi_f \quad [\text{Eq 3.1}]$$

avec B_a l'induction de l'aimant, ha la hauteur de l'aimant, La la longueur de l'aimant, Be l'induction dans l'entrefer, S la surface de la pièce polaire côté entrefer et ϕ_f les flux de fuite.

Soit le théorème d'Ampère appliqué sur le contour de la Figure 3.3.:

$$H_a \cdot a + \frac{2 \cdot Be(\theta)}{\mu_0} e = fmm(\theta) \quad [\text{Eq 3.2}]$$

avec H_a le champ dans l'aimant, μ_0 la perméabilité du vide, a la largeur moyenne de l'aimant, e l'entrefer et $fmm(\theta)$ la force magnétomotrice.

La caractéristique d'un aimant est définie de la façon suivante :

$$Ba = B_r + \mu_0 \cdot \mu_r \cdot H_a \quad [\text{Eq 3.3}]$$

avec B_r l'induction rémanente de l'aimant permanent et μ_r la perméabilité relative de l'aimant permanent.

En incorporant l'équation [Eq 3.3] dans l'équation [Eq 3.2], nous obtenons :

$$\frac{Ba - B_r}{\mu_0 \mu_r} a + \frac{2 \cdot Be(\theta)}{\mu_0} e = fmm(\theta) \quad [\text{Eq 3.4}]$$

En incorporant l'équation [Eq 3.1] dans l'équation [Eq 3.4], nous obtenons :

$$\frac{\frac{Be(\theta) \cdot S + \phi_f}{2 \cdot ha \cdot La} - B_r}{\mu_0 \mu_r} a + \frac{2 \cdot Be(\theta)}{\mu_0} e = fmm(\theta) \quad [\text{Eq 3.5}]$$

L'expression finale de l'induction de l'entrefer est alors déterminée par:

$$Be(\theta) = \frac{\frac{fmm(\theta)\mu_0 + \frac{B_r \cdot a}{\mu r} - \frac{\phi_f \cdot a}{2 \cdot ha \cdot La \cdot \mu r}}{\frac{S \cdot a}{2 \cdot ha \cdot La \cdot \mu r} + 2e}} \quad [\text{Eq 3.6}]$$

3.2.4 Expression des flux de fuites

Dans l'expression de l'induction dans l'entrefer [Eq 3.6], une inconnue reste à déterminer : il s'agit de l'expression des flux de fuites. Le flux créé par les 2 aimants communs à un même pôle alimente à la fois le flux d'entrefer et le flux de fuite. On considère que le flux ne s'applique que vers l'intérieur du rotor (rebouclage dans le moyeu de la machine) (Figure 3.5 à gauche), tandis que le flux de fuite, dit tridimensionnel, agit aux faces opposées à l'entrefer (Figure 3.5 à droite).

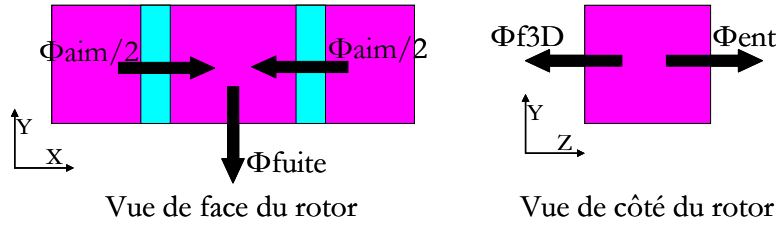


Figure 3.5: Détermination des flux de la machine

Pour déterminer l'expression du flux de fuite de l'expression [Eq 3.6] englobant le flux de fuite interne au rotor (Φ_{fuite}) et le flux de fuite externe au rotor (Φ_{f3D}), la loi de conservation du flux est appliquée :

$$\phi_{aim} = \phi_{ent} + \phi_{fuite} + \phi_{f3D} \quad [\text{Eq 3.7}]$$

Les différents flux ne dépendent que de l'induction dans l'entrefer $Be(\theta)$ qui est l'inconnue recherchée. L'expression de l'induction dans l'entrefer est donc complète et tient compte des fuites respectives.

3.2.5 Expression du couple électromagnétique

Théoriquement, la définition du couple électromagnétique pour une machine tournante est la variation d'énergie magnétique par rapport à la position du rotor. Cette démarche, rigoureuse et détaillée par [BEN 05], est relativement complexe et lourde d'utilisation. C'est pourquoi [CAM 74] a proposé une approche fréquemment utilisée maintenant. Cette méthode est basée sur l'application du théorème de Laplace et vise à considérer le bobinage comme étant une nappe de courant équivalente. En voici le détail.

Les conducteurs placés dans les encoches du stator sont ramenés dans l'entrefer, aux abords de la base des dents. L'application des coefficients de Carter permet de considérer le stator comme lisse. Le bobinage réel peut alors être vu comme un bobinage équivalent à une nappe de courant surfacique générant la même force magnétomotrice, comme schématisé sur la Figure 3.6.

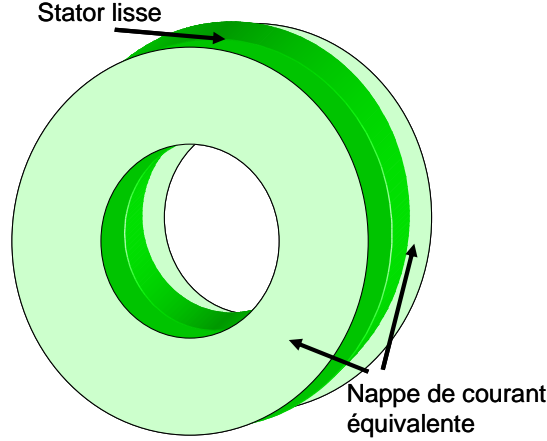


Figure 3.6 : Représentation des nappes de courant équivalente

Comme le bobinage utilisé pour cette machine est un bobinage réparti, nous pouvons supposer que la force magnétomotrice le long de l'entrefer est sinusoïdale. De même, l'évolution de la nappe de courant $I(\theta)$ peut également être considérée comme sinusoïdale, de même amplitude que la force magnétomotrice.

La force magnétomotrice supposée sinusoïdale est mise sous la forme :

$$FMM(\theta) = FMM_{\max} \sin(\theta - \alpha) \quad [\text{Eq 3.8}]$$

Avec FMM_{\max} l'amplitude crête de la force magnétomotrice, θ la position angulaire du rotor par rapport au stator et α le déphasage entre la force électromotrice à vide d'induit et le courant d'induit (dit angle d'autopilotage).

La force magnétomotrice n'étant que l'intégrale de la nappe de courant surfacique, donc ces deux grandeurs sont déphasées d'un angle de $\pi/2$ électriques, alors :

$$I(\theta) = FMM_{\max} \cos(\theta - \alpha) \quad [\text{Eq 3.9}]$$

Dans l'équation [Eq 3.9], la nappe de courant ne tient compte que de la position angulaire θ . Or, pour une machine à flux axial, la nappe de courant dépend aussi du rayon r de la machine. Ainsi, il est possible de compléter [Eq 3.9] et l'expression de la nappe de courant devient :

$$I(\theta, r) = \frac{FMM_{\max} \cos(\theta - \alpha)}{r} \quad [\text{Eq 3.10}]$$

Le couple calculé par intégration des éléments de couple $\delta\Gamma(\theta)$ pour une paire de pôles est défini par :

$$\delta\Gamma(\theta) = r \cdot \delta F(\theta) \quad [\text{Eq 3.11}]$$

Où $\delta F(\theta)$ est la force appliquée à la position θ et r le rayon de la machine. La force est calculée par le théorème de Laplace et définie ainsi :

$$\delta F(\theta, r) = I(\theta, r) Be(\theta) \sin(I(\theta, r); Be(\theta)) dS \quad [\text{Eq 3.12}]$$

Avec $Be(\theta)$ l'induction dans l'entrefer et dS un élément surfacique de la machine égal à $rdrd\theta$. Or $Be(\theta)$ est tangentiel par rapport à l'axe de rotation de la machine et $I(\theta, r)$ est perpendiculaire donc $\sin(I(\theta, r); Be(\theta)) = 1$.

L'expression d'un élément du couple en un point de l'entrefer s'obtient alors grâce à l'équation suivante:

$$\delta\Gamma(\theta, r) = r \cdot \frac{FMM_{\max} \cos(\theta - \alpha)}{r} Be(\theta, r) \cdot r dr d\theta \quad [\text{Eq 3.13}]$$

L'expression du couple pour une paire de pôle est alors déterminée :

$$\Gamma_{\text{paire_pole}} = \int_{r_{\text{int}}}^{r_{\text{ext}}} r dr \int_0^{2\pi} Be(\theta) FMM_{\max} \cos(\theta - \alpha) d\theta \quad [\text{Eq 3.14}]$$

Le couple total final est alors:

$$\Gamma_{\text{tot}} = p(r_{\text{ext}}^2 - r_{\text{int}}^2) \int_0^{2\pi} Be(\theta) FMM_{\max} \cos(\theta - \alpha) d\theta \quad [\text{Eq 3.15}]$$

Avec p le nombre de paires de pôles, r_{ext} le rayon extérieur de la machine, r_{int} le rayon intérieur de la machine.

3.2.6 Expressions des pertes

3.2.6.1 Pertes fer

Les pertes fer sont principalement localisées dans les dents du stator. Les pertes fer dans les pièces polaires sont négligeables car il y a peu de variation de flux dans cette partie du moteur. Pour déterminer les pertes fer dans les dents, l'expression de l'induction dans les dents $B_d(\theta)$ est établie en appliquant la loi de conservation du flux.

La réluctance des encoches est très faible, le flux de l'entrefer va donc passer entièrement dans les dents statoriques :

$$\phi_d = \phi_{\text{ent}} \quad [\text{Eq 3.16}]$$

Où

$$l_{\text{dent}} \cdot B_d \cdot (R_{\text{ext}} - R_{\text{int}}) = \tau_z \cdot Be \cdot (R_{\text{ext}} - R_{\text{int}}) \quad [\text{Eq 3.17}]$$

Avec l_{dent} la largeur d'une dent, B_d l'induction dans les dents, τ_z le pas dentaire et Be l'induction dans l'entrefer.

Il est donc aussi possible d'écrire l'expression de l'induction dans les dents du stator en fonction de l'induction dans l'entrefer de la façon suivante:

$$B_d = \frac{\tau_z}{l_{\text{dent}}} Be \quad [\text{Eq 3.18}]$$

La forme d'une dent au stator n'étant pas régulière, la meilleure façon d'estimer les pertes fer dans les dents est de discrétiser les dents, en 5 parties par exemple (Figure 3.7).

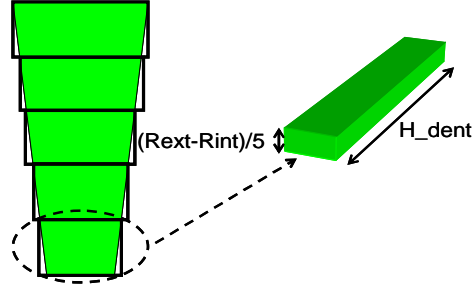


Figure 3.7: Décomposition d'une dent du stator pour la détermination des pertes fer

Ainsi pour chaque portion déterminée, les calculs du pas dentaire, et par conséquent de l'induction dans les dents, sont réalisés. Il est donc possible d'estimer les pertes fer pour chaque portion et d'en déduire les pertes fer totales de la machine grâce à l'expression empirique [Eq 3.19].

$$P_{fe} = P \cdot \left(\frac{B}{1.5T}\right)^2 \cdot \left(\frac{f}{50\text{Hz}}\right)^{1.7} \cdot \text{masse}_{\text{fer}} \quad [\text{Eq 3.19}]$$

3.2.6.2 Pertes Joule

Pour ce modèle analytique, la densité de courant est imposée. C'est pourquoi les pertes Joule dues au bobinage réparti sont estimées par la formule classique :

$$P_j = \rho_{Cu} \cdot J^2 \cdot Nb_{\text{enc}} \cdot S \cdot L_{\text{spires}} \quad [\text{Eq 3.20}]$$

Avec ρ_{Cu} la résistivité du cuivre à 20°C en $\Omega \cdot m$, J la densité de courant en A/m , Nb_{enc} le nombre d'encoches, S la surface d'une encoche en mètres au carré et L_{spires} la longueur moyenne d'une spire en mètres.

3.2.7 Conclusion

Ce paragraphe présente le modèle analytique d'une machine discoïde à bobinage réparti. Avec ce type de bobinage, les allures des inductions dans l'entrefer et les courants peuvent être supposés sinusoïdaux. Cette hypothèse simplifie l'élaboration du modèle. Malgré le caractère tridimensionnel de la machine, il est possible de déterminer un modèle analytique en deux dimensions en tenant compte de toutes les directions de la machine pour estimer pertes et couple. Ce modèle analytique est la base de l'optimisation du paragraphe suivant où il sera question de dimensionner, d'estimer les paramètres géométriques mais aussi d'optimiser les performances de la machine.

3.3 Optimisations

3.3.1 Présentation

Une fois le modèle analytique établi, on se propose de réaliser une optimisation dont la géométrie de la machine est en deux dimensions. Malgré le fonctionnement dans les trois dimensions de cette machine, cette optimisation permet d'évaluer les capacités de cette machine. Basée sur le modèle analytique établi précédemment, la fonction objectif (ou le but) de cette optimisation est de maximiser le couple. Plusieurs optimisations décrites ci-dessous permettent de maximiser le couple et le rendement en contraignant les masses actives et l'encombrement. Pour remplir ces différents objectifs, les paramètres géométriques ou physiques doivent être conditionnés judicieusement.

3.3.2 Paramètres et Contraintes

Pour remplir les différents objectifs expliqués précédemment, le problème d'optimisation doit être conditionné et décrire le plus précisément possible la géométrie du système .

Les paramètres utiles pour l'optimisation peuvent se décomposer en 3 familles : les paramètres physiques, les paramètres électriques et les paramètres géométriques.

Les paramètres physiques permettent de décrire les matériaux utiles au problème (résistivité du cuivre, perméabilité absolue) et de prendre en compte la qualité des tôles et des aimants permanents (perméabilité, induction rémanente de l'aimant permanent). Tous les paramètres physiques sont fixés.

Les paramètres électriques servent essentiellement à définir le bobinage de la machine avec les paramètres du nombre de bobine en parallèle, du nombre de conducteurs par encoches, du coefficient de bobinage et du diamètre du fil. Le choix de fixer la densité de courant à 4 A/mm^2 a été fait pour que toutes les optimisations soient comparables. La plupart des paramètres sont fixés sauf le nombre de spires, le nombre de fils, le courant et la résistance de la machine qui sont libres.

Les paramètres géométriques sont les paramètres les plus influents et ceux sur lesquels le plus de modifications sont apportés. Ce sont les paramètres géométriques qui fixent l'allure générale de la machine et son encombrement : ce sont des contraintes dimensionnantes. Pour concorder avec les règles de conditionnement d'un problème d'optimisation déterministe (cf 2.2.2.3 et 2.2.2.4), le nombre d'encoches et le nombre de pôles sont fixés ; de même que le rayon extérieur (fixé à 150 mm) de la machine pour une question de limites d'encombrement. Les contraintes portées sur la géométrie de la machine se situent sur l'entrefer, la hauteur des dents, la largeur de l'encoche, la largeur minimale de l'aimant et la largeur minimale de la dent. Ces contraintes sont primordiales car elles permettent de limiter la machine mais surtout de ne pas avoir de résultats incohérents tels que des dimensions trop petites non réalisables voire des dimensions négatives.

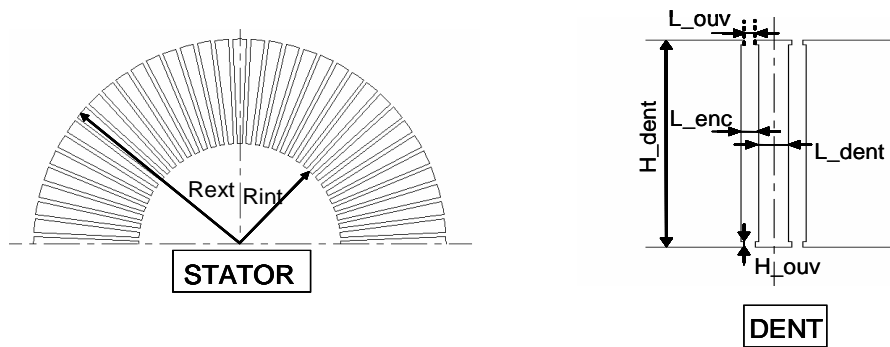


Figure 3.8: Paramétrage du stator et de la dent

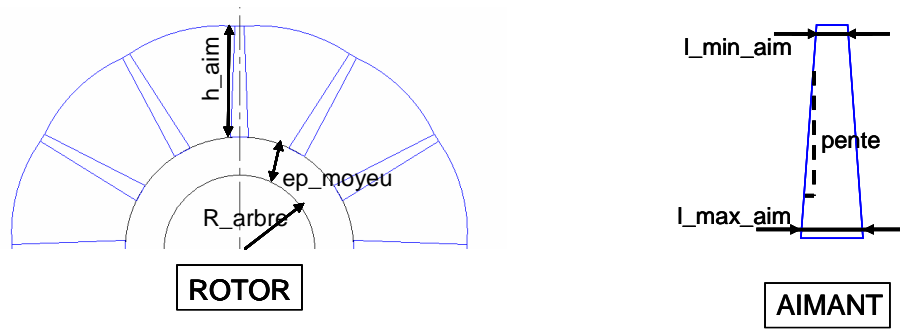


Figure 3.9: Paramétrage du rotor et de l'aimant

3.3.3 Optimisations sous contraintes à l'aide du logiciel Cades

3.3.3.1 Maximisation du couple

Cette première série d'optimisations détermine la combinaison nombre d'encoches / nombre de pôles permettant d'obtenir le couple le plus important. Cette série d'optimisations est réalisée pour différents nombres d'encoches et nombres de pôles et pour chaque combinaison sont relevés le couple électromagnétique, le rendement et le rapport couple sur volume total de la machine (Tableau 3.1). Ces résultats, obtenus après quelques secondes de simulations, reflètent les performances que peut obtenir ce type de machine pour une vitesse de 1500 tr/min.

	6 pôles 36 enc.	6 pôles 54 enc.	8 pôles 48 enc.	8 pôles 72 enc.	10 pôles 60 enc.	10 pôles 90 enc.	12 pôles 72 enc.	12 pôles 108 enc.
Γ (Nm)	436	388	404	343	371	299	340	258
η (%)	90.01	89.9	90.47	90.25	90.28	89.9	89.9	88.9
Γ/V_{tot}	30000	26000	33000	28000	34000	27000	34000	25000

Tableau 3.1: Résultats de l'optimisation maximisation du couple

L'inconvénient majeur du bobinage réparti est de concevoir des machines axiales avec un grand nombre d'encoches, bien sûr, mais surtout de loger le bobinage. C'est pourquoi, le Tableau 3.1 met clairement en évidence que les machines avec un plus petit nombre d'encoches obtiennent de meilleures performances. En effet, la largeur minimale de la dent détermine la dimension du rayon interne de la machine. Plus le rayon interne de la machine est petit, plus le couple électromagnétique est grand (cf. [Eq 3.14]). Par conséquent, pour les machines avec moins d'encoches, le paramètre de la largeur minimal de la dent arrive en butée pour un rayon interne plus petit que les machines avec un grand nombre d'encoches.

En ne comparant que le couple électromagnétique, la machine avec 36 encoches et 6 pôles offre le meilleur couple. Cependant, en analysant le rendement et le rapport couple sur volume totale, cette machine n'obtient pas les meilleurs compromis. En revanche, à l'issue des optimisations, la machine discoïde de 8 pôles et 48 encoches regroupe le meilleur rendement, un très bon rapport couple sur volume total et surtout un couple électromagnétique atteignant les objectifs souhaités.

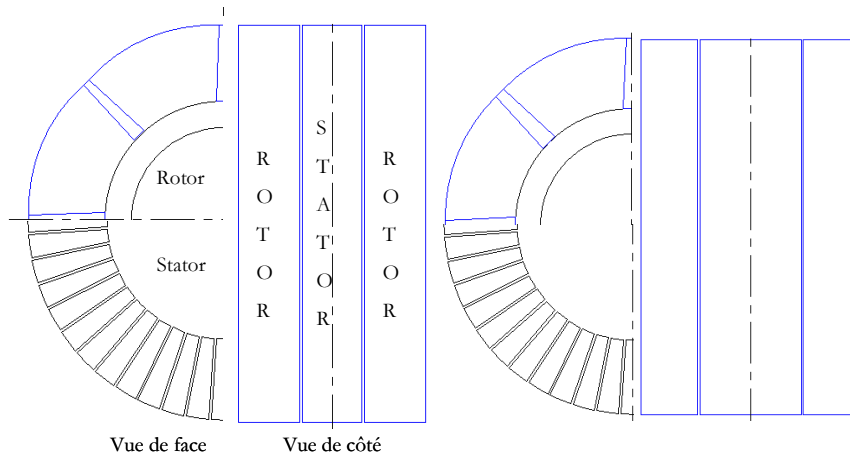


Figure 3.10: Machine avant (à gauche) et après (à droite) optimisation.

Pour obtenir ces résultats, l'optimisation montre (Figure 3.10) que la hauteur des dents arrive en butée maximale (soit 80 mm), les aimants permanents sont élargis et arrivent en butée haute (soit 8 mm) mais sont raccourcis pour correspondre à la dimension du rayon interne du stator imposé par la largeur minimale de la dent. Pour conclure, les contraintes actives qui dimensionnent le système électromagnétique sont les dimensions des dents, de l'encoche et de l'aimant. Pour la suite des optimisations et des exploitations en modèle numérique, la machine à flux axial de 48 encoches et 8 pôles est sélectionnée.

3.3.3.2 Comportement du rendement en fonction du volume total

Il est intéressant d'étudier le comportement du rendement en fonction de la masse active totale (masse du cuivre+masse du fer+masse des aimants) de la machine. En effet ce compromis est délicat à déterminer rapidement sans une étude approfondie de l'optimisation. Pour cette étude, le point de fonctionnement est placé à la moitié de la puissance optimale précédente pour une vitesse de 1500 tr/min. La première fonction objectif est de maximiser le rendement de la machine axiale à 48 encoches et 8 pôles et la seconde fonction objectif est de minimiser les masses actives de la machine.

La figure 3.11 résume sous forme d'une courbe de Pareto l'évolution géométrique de la machine en fonction des fonctions objectif fixées.

Le premier point de la courbe de Pareto (noté 1 sur la figure 3.11) est le résultat d'une optimisation dans laquelle l'objectif est de réduire les masses actives de la machine. La représentation géométrique associée à ce point révèle que pour remplir cet objectif le rayon interne du stator est augmenté pour réduire le fer utilisé pour la conception des dents. Par conséquent, les pièces polaires et les aimants sont aussi réduits pour correspondre avec le stator. Avec une masse aussi minime le rendement atteint quasiment 91%.

A l'opposé, il est possible, en lâchant une grande partie des paramètres géométriques, d'atteindre un rendement de 93.5% soit une amélioration de quasiment 3 points du rendement initial (point 2 de la Figure 3.11). Pour obtenir ce résultat, la Figure 3.11 montre qu'en priorité les dimensions des aimants ont augmentées (longueur et hauteur d'aimants). De plus la surface limitée par le rayon interne et externe de la machine a elle aussi augmenté pour satisfaire à la fonction objectif. Quant à la hauteur des dents, elle est réduite à son minimum. Pour ce point de rendement intéressant, la masse active de la machine devient importante et atteint 120 kg.

La principale information de cette étude et de cette courbe de Pareto est de constater que le rendement présente une limite asymptotique aux alentours de 93 % quelque soit la masse active de la machine. La machine optimale munie de 48 encoches et 8 pôles réside donc dans les trois points cerclés de vert (Figure 3.11). En effet, il n'est pas nécessaire d'ajouter de la masse active pénalisant le coût mais aussi le couple et la puissance massique de cette machine pour des résultats de rendement semblables.

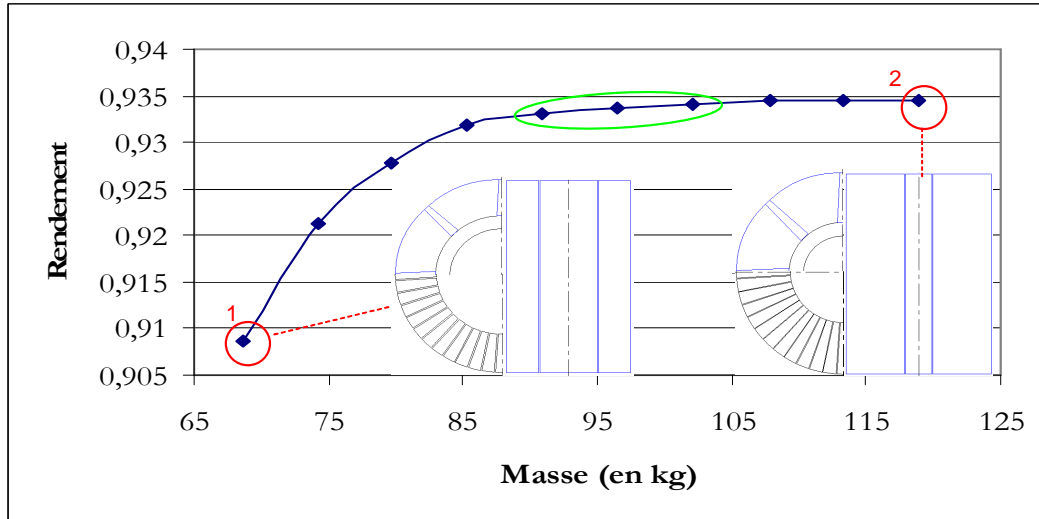


Figure 3.11 : Courbe de Pareto du rendement en fonction de la masse

3.3.4 Conclusion

A partir d'une modélisation de la machine discoïde à bobinage réparti qui a permis de transposer un problème électromagnétique de géométrie tridimensionnelle en un problème de géométrie bidimensionnelle, l'étude de débroussaillage basée sur une optimisation montre les premiers résultats obtenus. Ces premiers résultats nous incitent à continuer nos recherches dans la machine à flux axial puisqu'ils indiquent que ce type de machine obtient un bon couple massique et un bon rendement. N'ayant pas d'idées sur l'allure générale de cette machine, ces optimisations nous ont permis de fixer le nombre optimal de dents et d'encoches (résultats obtenus lors de l'optimisation maximisation du couple), d'identifier un premier dimensionnement des dents et des aimants (résultats obtenus lors de l'étude du comportement du rendement par rapport à la masse) et de constater que les résultats des calculs électromagnétiques sont encourageants. Fort de ces résultats, un modèle numérique en 3 dimensions est élaboré pour justifier et confirmer les résultats précédents, et afin d'étudier plus précisément le comportement magnétique de ce type de machines et d'en tirer les conclusions nécessaires.

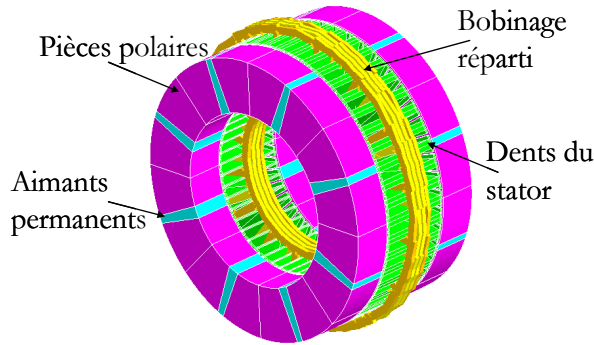
3.4 Modélisation numérique en trois dimensions

3.4.1 Introduction

L'étude analytique et l'optimisation précédentes ont permis de s'initier au fonctionnement d'une machine discoïde munie de deux rotors. Etant donné le fonctionnement tridimensionnel de ce type de machine, une étude en 3 dimensions par éléments finis est nécessaire.

3.4.2 Géométrie

La géométrie servant de base pour le problème 3D est issue des résultats des précédentes optimisations. Pour rappel, les principales dimensions sont le rayon extérieur de 150 mm, le rayon intérieur de 92 mm, la hauteur des dents de 80 mm et une épaisseur totale de 175 mm (Figure 3.12). Pour que d'éventuelles modifications puissent être apportées ultérieurement, ce modèle numérique est entièrement paramétré.



Rayon extérieur=150 mm

Rayon intérieur = 92 mm

Longueur totale= 175 mm

Entrefer= 2 mm

Pôles= 8

Nombre d'encoches=48

Figure 3.12: Vue générale de la machine à flux axial à bobinage réparti

3.4.3 Conditions aux limites

La géométrie globale et la physique de la machine permettent d'appliquer des conditions aux limites (de type Dirichlet ou de type Neumann) pour ainsi réduire le modèle numérique et surtout les temps de calcul qui deviennent onéreux. Les différentes symétries et périodicités présentes dans ce modèle aident à la réduction. Grâce à ces conditions aux limites, le problème électromagnétique peut être réduit pour n'analyser qu'un seizième de la machine. En effet, il existe une symétrie par rapport à un plan créé par les axes X et Y perpendiculaire à l'axe Z passant au milieu du stator qui permet de réduire le modèle numérique complet de moitié (Figure 3.13). Pour ne pas perdre les phénomènes physiques aux abords de cette symétrie, les conditions de Neumann (les lignes de flux traversent orthogonalement les limites de Neumann) sont appliquées car l'emplacement des aimants impose au flux de simplement traverser la culasse du stator.

Pour qu'il soit possible de n'étudier qu'un seizième de la machine, la géométrie et la physique de la machine doivent permettre d'appliquer de nouvelles symétries ou périodicités. C'est justement le cas : le bobinage réparti de cette machine et la polarité des aimants permettent d'appliquer une périodicité anticyclique (Figure 3.13). Ainsi, grâce à ces réductions et à l'application des conditions aux limites, le problème de base est diminué et seulement un seizième de la machine est résolu.

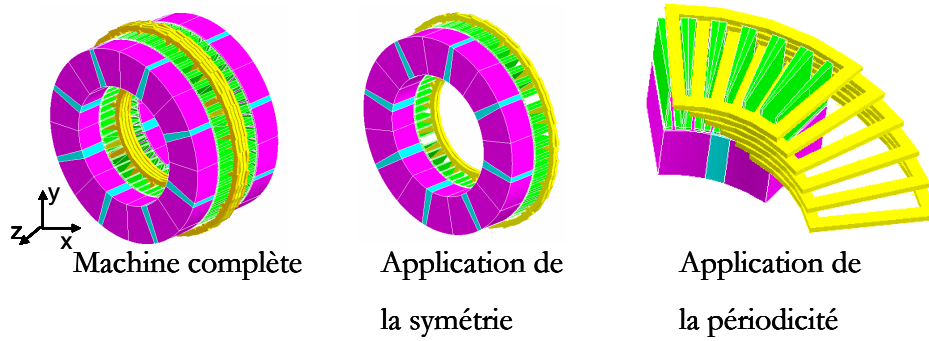


Figure 3.13 : Application des symétries et périodicités

3.4.4 Matériaux et Bobinage

Sans une bonne définition des matériaux et du bobinage utilisée, le problème électromagnétique peut être erroné ou finalement aboutir à des résultats éloignés de la réalité. C'est pourquoi ce paragraphe apporte des indications sur la modélisation des matériaux et des bobines utilisées.

3.4.4.1 Aimants permanents

Comme annoncé au chapitre précédent (cf 1.2.3), avec l'évolution des aimants, le Néodyme Fer Bore semble l'aimant permanent qui présente le meilleur compromis en termes de caractéristiques physiques. En effet, son champ coercitif et son induction rémanente sont supérieurs aux autres aimants. Il faudra en revanche veiller à refroidir correctement la machine pour ne pas démagnétiser les aimants en raison de la faible température de démagnétisation. Fort de ce choix, pour la modélisation 3D, les caractéristiques de l'aimant proposé sont issues des données du constructeur Atlas Magnetic pour un aimant N28UH. Il est annoncé une induction rémanente de 1.02 T et une perméabilité relative de 1.05. Pour l'application FLUX, l'aimant permanent est considéré et modélisé comme étant un «Aimant linéaire décrit par le vecteur cartésien B_r ». L'induction rémanente et la perméabilité relative sont nécessaires à sa description et au tracé de la courbe $B(H)$ (Figure 3.14 à gauche).

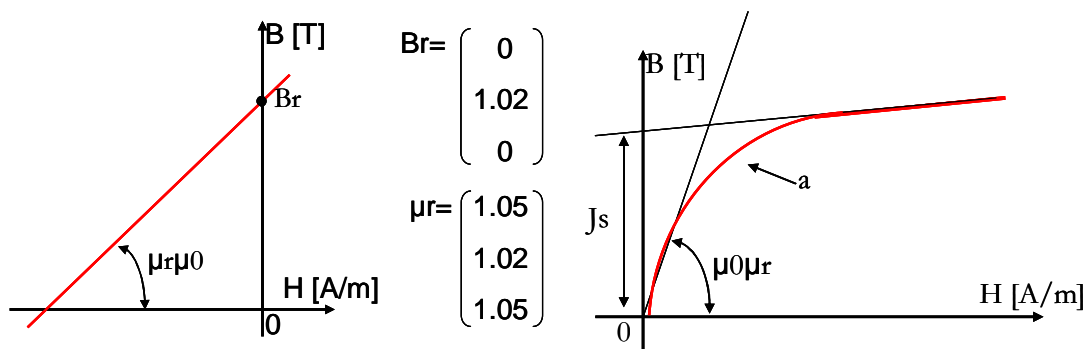


Figure 3.14 : Courbes de caractérisations des aimants (à gauche) et de la tôle (à droite)

3.4.4.2 Tôles

Pour la constitution des pièces du stator et des pièces polaires, le même matériau est utilisé en l'occurrence de la tôle M 600-65 issue des bases de données de Sollac. Avec ce type de matériau, pour que le fonctionnement soit possible, il faut que les tôles soient empilées parallèlement à la

direction de l'axe de la machine pour que le flux puisse facilement traverser la culasse et les pièces polaires. Grâce aux données du fabricant, il a été possible de déterminer la courbe $B(H)$ décrivant la physique de la tôle. Sous Flux, ce type de caractéristique est une « Saturation isotrope analytique+contrôle du coude (soit 3 coefficient) ». Dans ce cas présent, l'induction à l'origine où J_s est fixée à 1.9 T, la perméabilité relative à 4800 et le coefficient décrivant le coude à 0.25 (voir Figure 3.14 à droite). Le fait de n'entrer que 3 coefficients oblige le logiciel à tracer automatiquement la courbe ce qui permet de simplifier, voire diminuer, les temps de calcul.

3.4.4.3 Bobinage

Pour l'excitation statorique, le choix s'est porté pour des bobines dites non maillées. Leur conception et leur mise en place sont simples mais surtout elles nous exonèrent de maillage. Pour que la modélisation soit complète, une valeur du courant est déterminée pour chaque bobine créée. Cette valeur peut être fixe dans le cas d'une étude magnétostatique et variable dans le cas d'une étude magnéto-transitoire. L'économie de temps et l'absence de maillage sont les principaux avantages de ces bobines, en revanche il ne sera pas possible de calculer à l'aide du logiciel FLUX les pertes Joule engendrées par celles-ci. Une estimation par la formule des pertes Joule est donc nécessaire.

Physiquement, pour se situer dans le cas où le couple électromagnétique est maximal, le champ créé par le bobinage et le champ créé par les aimants permanents doivent être décalés de 90° électrique. C'est pourquoi, en fonction de la représentation graphique sous Flux (1 aimant, 2 demi-pièces polaires et 6 encoches), les bobines non maillées créées doivent porter respectivement la phase A, la phase C-, la phase C-, la phase B, la phase B et la phase A- (Figure 3.15).

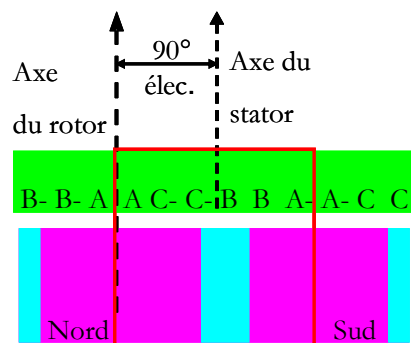


Figure 3.15 : Configuration du bobinage en fonction de l'excitation rotorique

3.4.5 Maillage par éléments finis

Le maillage est une étape importante de la modélisation en trois dimensions. Un mauvais maillage peut engendrer des résultats erronés. C'est pourquoi, il est important d'élaborer un maillage respectant un compromis entre finesse et temps de calcul. Pour concevoir ce maillage, plusieurs discrétisations sont possibles, il existe la discrétisation par points ou la discrétisation par lignes. La discrétisation par points ou ponctuelle est une grandeur qui, une fois affectée à un point, définit la distance entre ce point et les nœuds les plus proches dans toutes les directions. Les discrétisations ponctuelles fixent la densité de nœuds au voisinage des points. La discrétisation linéique est une grandeur qui, une fois affectée à une ligne, définit la répartition des nœuds sur cette ligne. Les discrétisations linéiques fixent la densité de nœuds sur les lignes. Les formes des différentes parties actives de la machine à bobinage réparti sont très disparates. La

dent du stator et son épanouissement polaire associé sont très minces (Figure 3.16) contrairement aux pièces polaires et à l'aimant permanent très épais (Figure 3.17). C'est pourquoi pour mailler au plus fin, le maillage utilisé est réglé par le concepteur et réalisé par une discrétisation linéique. Le maillage obtenu a créé plus de 170000 éléments volumiques du second ordre. Il est satisfaisant pour les futures simulations envisagées.

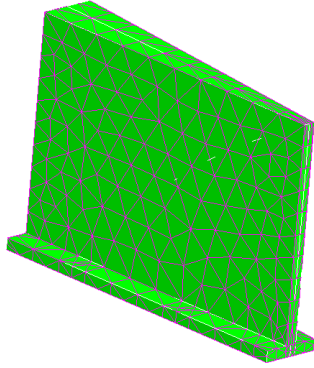


Figure 3.16 : Maillage de la dent statorique

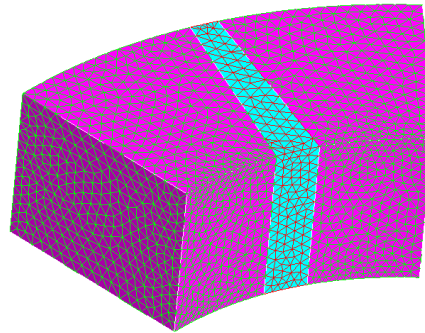


Figure 3.17 : Maillage du rotor

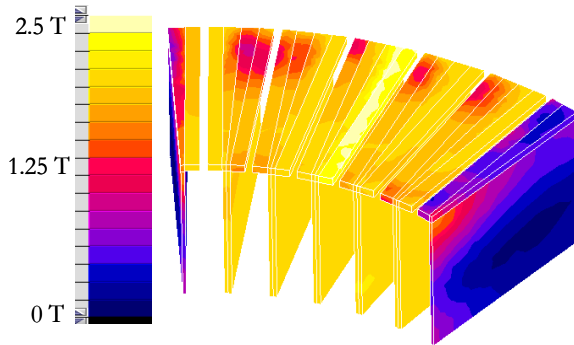
3.4.6 Exploitation des résultats du modèle numérique

En fonction des résultats souhaités, le logiciel de calcul par éléments finis FLUX donne la possibilité à l'utilisateur de choisir l'application ou l'environnement de calcul. Dans notre cas, deux applications sont fréquemment utilisées : la magnétostatique et la magnéto-transitoire. L'application magnétostatique permet de calculer et d'étudier la machine à un instant donné. En revanche, l'application magnéto-transitoire permet d'introduire la notion de mouvement entre le rotor et le stator mais aussi de compléter les études statiques par l'évolution du couple électromagnétique, la force magnétique et un bilan des pertes fer. Concernant les prochains paragraphes, les résultats magnétiques sont obtenus en magnétostatique, en fixant la valeur maximale des courants dans les bobines non maillées de façon à avoir une densité de courant dans les encoches de 4 A/mm^2 . Pour l'application magnéto-transitoire, la valeur maximale du courant est aussi fixée pour obtenir 4 A/mm^2 . Un paramètre représentant le pas de temps de calcul (appelé TIME) est ajouté pour pouvoir représenter l'évolution dans le temps des courants. Ces courants sont simulés par des sources de courants délivrant des courants purement sinusoïdaux.

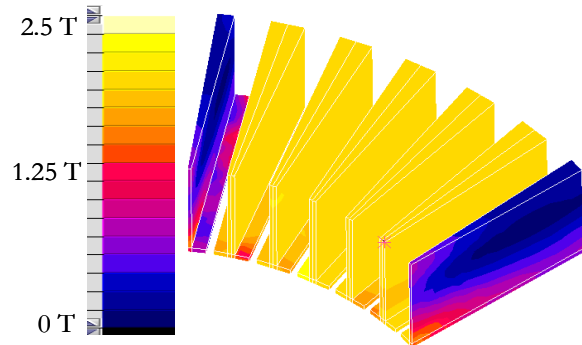
3.4.6.1 Etude des parties actives de la machine

L'étude magnétique des parties actives de la machine apporte des informations sur le comportement du flux, sur la saturation, sur le chemin emprunté par les lignes de champ et éclaire sur les points géométriques à parfaire. Les figures 3.18 et 3.19 décrivent le module de l'induction magnétique dans les dents du stator côté entrefer et côté cœur de la dent. L'analyse montre que les dents du stator sont très saturées aux alentours de 2 Tesla et dans certains endroits le module de l'induction atteint 2.5 Tesla. Concernant les inductions maximales, elles se localisent principalement dans les épanouissements polaires. Ces épanouissements sont très minces,aturent fortement et rapidement. De plus, le maillage, malgré son réglage manuel par la méthode de la discrétisation des lignes, engendre dans les pièces minces (donc maillées moins finement) des singularités de maillage créant des irrégularités de calculs. Cependant, outre le fait

du maillage, ces dents du stator sont très vite sous induction maximale. Cette induction élevée peut être nocive au bon fonctionnement de la machine comme par exemple en augmentant les pertes fer dans les dents ou en causant un échauffement thermique trop important. Il est donc nécessaire de redimensionner les dents du stator pour permettre au flux d'avoir une surface de guidage dans le stator plus importante et par conséquent de diminuer l'induction dans les dents. Les deux demi dents, dont l'induction est moindre (aux alentours de 0.8 Tesla) sont des dents autour desquelles le bobinage est alimenté par les courants les plus petits à cet instant.



**Figure 3.18 : Induction dans les dents,
côté entrefer**



**Figure 3.19 : Induction dans les dents,
côté coeur de la dent**

Au niveau du rotor, les pièces polaires semblent moins sujettes à un module d'induction élevé comme dans le stator (Figure 3.20). En moyenne, cette induction oscille aux alentours de 0.5 Tesla pour les parties externes au rotor (faces des pièces polaires ne servant qu'au flux de fuite). Il est normal de retrouver des singularités de maillage au niveau des coins et des arêtes des pièces polaires. Cependant, l'induction atteinte au voisinage de l'aimant permanent porte à discussion. En effet, dans cette zone, l'induction vaut en moyenne 2 Tesla. Cette valeur peut être atténuée car il s'agit d'une arête de la pièce polaire et la principale cause est la présence à ces côtés du champ créé par l'aimant permanent.

Toujours au niveau du rotor, les aimants permanents sont sans doute l'organe de la machine le plus important. Le risque majeur de ces pièces est leur démagnétisation. Comme il n'est pas possible de contrôler le champ qu'ils produisent, il est fréquent qu'ils se démagnétisent en présence de fortes inductions aux abords de leur environnement. C'est pourquoi, la vérification du module du champ H dans les aimants permanents est primordiale. Pour ne pas les démagnétiser, le champ maximal acceptable pour des aimants permanents Néodyme Fer Bore est de 650 kA/m. Grâce à la Figure 3.21, on note que le risque de démagnétisation est écarté puisque la valeur maximale atteinte est de 400 kA/m. La configuration spéciale des aimants engendre un champ non continu dans ceux-ci et maximal au niveau de la petite base du trapèze (Figure 3.21).

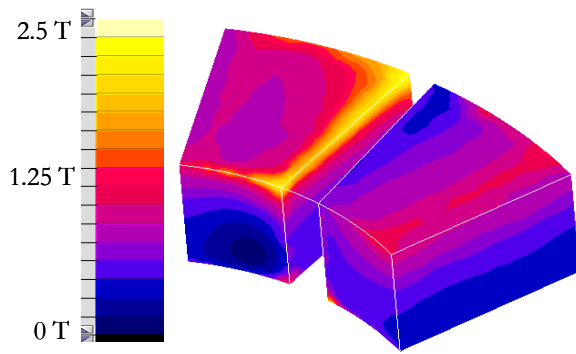


Figure 3.20 : Induction dans les pièces polaires

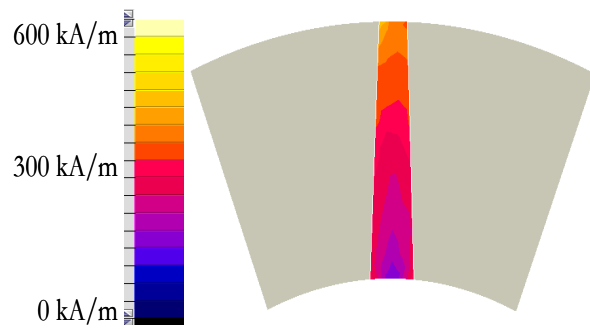


Figure 3.21 : Champ magnétique dans les aimants

Ces résultats magnétiques complètent les résultats obtenus lors de l'étude analytique. Sans ce modèle numérique en trois dimensions il n'était pas possible de déterminer avec précision le comportement du flux dans les parties actives de la machine. Cette étude a permis de mettre en avant la problématique liée au dimensionnement des dents. En effet, au vu des résultats, l'induction dans cette partie de la machine est trop importante et pourrait engendrer des difficultés dans son fonctionnement. Malheureusement un des seuls moyens pour éviter cela est soit d'augmenter la largeur des dents, soit de réduire le nombre d'encoches. Un redimensionnement doit donc être envisagé. La configuration actuelle en bobinage réparti ne permet pas ce type de démarche. La machine munie de 48 encoches et 8 pôles n'a déjà que 2 encoches par pôles et par phase. La solution (tout en gardant un bobinage réparti) est donc de diminuer le flux créé par les aimants permanents et ainsi de diminuer le flux traversant le stator.

3.4.6.2 Etude de l'induction dans l'entrefer

Les figures 3.22 et 3.23 permettent une étude de l'induction dans l'entrefer. La figure 3.23 est obtenue sur un plan de coupe situé au milieu de l'entrefer ; le module de l'induction B_y est représenté. La figure 3.22 est obtenue le long d'un chemin situé au milieu de l'entrefer et suivant le rayon moyen de la machine ; la composante normale de l'induction (B sur l'axe z) est représentée pour deux périodes électriques.

La figure 3.22 apporte des renseignements sur l'allure de l'induction dans l'entrefer. Cette dernière présente un profil en créneau avec des paliers représentant les différentes dents rencontrées au voisinage de l'entrefer. L'allure attendue était plus proche d'une sinusoïde que d'un créneau mais la saturation des dents (voir paragraphe précédent) nivelle le niveau d'induction dans l'entrefer. Cette courbe d'induction est aussi entachée de pics significatifs d'induction (passage de 1 Tesla d'induction à 1.5 Tesla) présents lors du passage d'une dent du stator au devant d'un aimant. Sur la figure 3.23 (en jaune), ce passage est caractérisé par la présence d'une zone dont la saturation est élevée (aux alentours de 1.4 Tesla). Cependant, et malgré les phénomènes électromagnétiques rencontrés, l'induction dans l'entrefer atteint 1 Tesla en valeur maximale (valeur attendue et calculée par le modèle analytique) et la courbe est caractéristique d'une courbe d'induction d'une machine à bobinage réparti.

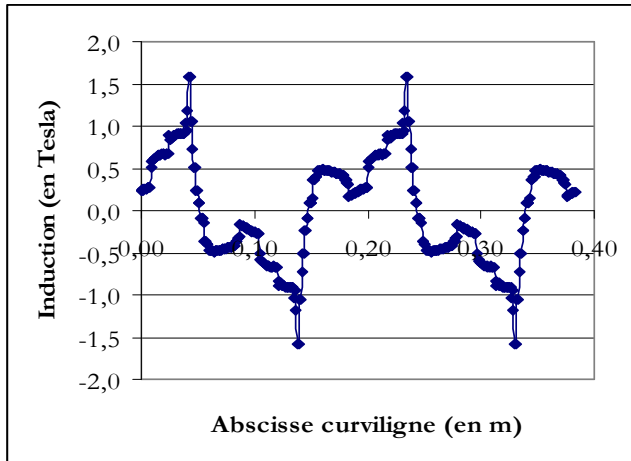


Figure 3.22 : Courbe de la composante normale de l'induction: B_z

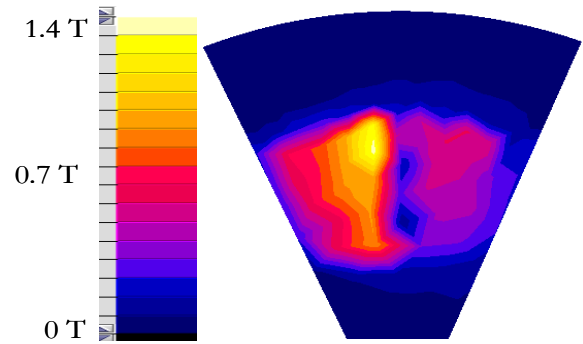


Figure 3.23 : Evolution du module de l'induction dans l'entrefer

3.4.6.3 Etude des performances globales: le couple électromagnétique et la force magnétique

Pour valider le modèle analytique précédent, le couple électromagnétique est une des grandeurs globales estimable par le logiciel et permettant de comparer les résultats entre modèle analytique et modèle numérique, et de réfléchir aux causes d'un écart de valeurs.

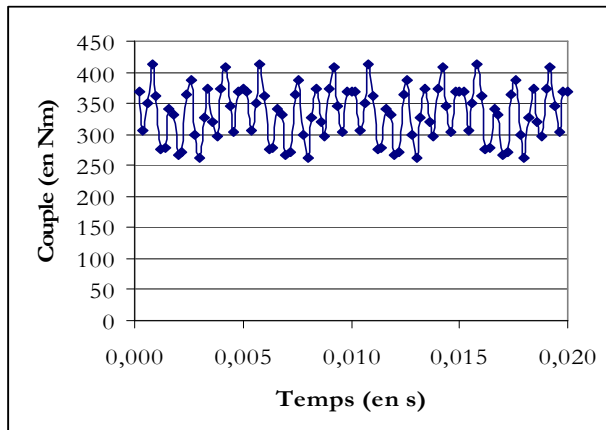


Figure 3.24 : Evolution du couple électromagnétique

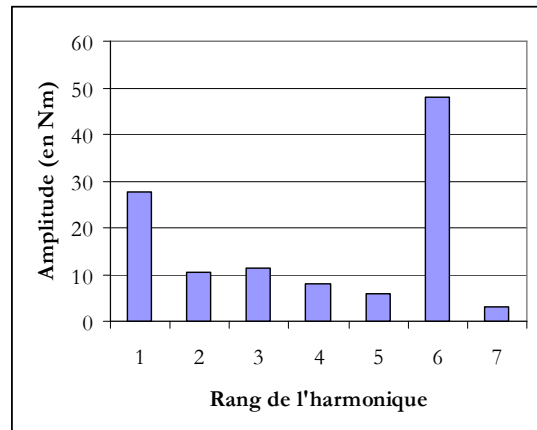


Figure 3.25 : Spectre du couple électromagnétique

Les figures 3.24 et 3.25 décrivant l'évolution du couple électromagnétique et son spectre montre que ce type de machine discoïde peut atteindre une valeur moyenne de couple égale à 352 Nm. L'ondulation de celui-ci est pénalisante puisqu'elle est supérieure à 40% du couple électromagnétique. Le spectre apporte des informations sur les harmoniques et montre l'importance de l'harmonique de rang 6. Pour une courbe de couple d'une machine électrique standard, cet harmonique est toujours prédominant.

Le défaut majeur de ce type de machines composé de 2 rotors est l'attraction magnétique qui existe entre le stator et le rotor. A l'aide d'un calcul des forces magnétiques dans les trois directions, il est possible de quantifier l'importance de ce défaut. Le tableau 3.2 répertorie les différentes forces et il s'avère qu'elles sont importantes surtout dans la direction de l'axe z (aux

alentours de 6600 N). Pour ne pas compromettre le bon fonctionnement de cette machine, il est alors impératif d'ajouter des renforts mécaniques entre stator et rotor pour ne pas que ces deux éléments s'attirent et entrent en contact lors du fonctionnement du moteur.

Force magnétique tangentielle en X	616 N
Force magnétique tangentielle en Y	1254 N
Force magnétique normale en Z	6600 N

Tableau 3.2 : Bilan des forces magnétiques

3.4.6.4 Bilan de puissances

Avec ces études analytiques et numériques, il est intéressant de dresser un bilan de puissances pour les modèles numérique et analytique. Pour le modèle par éléments finis, les pertes fer de la machine sont obtenues grâce au module de calcul pertes LS [MAR 03] permettant d'estimer en fonction de la tôlerie utilisée les pertes fer dans le stator et le rotor. Les pertes Joule sont quant à elles identiques aux pertes Joule du modèle analytique car l'utilisation de bobines non maillées ne permet pas d'avoir d'estimation numérique.

	Résultats du modèle analytique	Résultats du modèle numérique	Différence
Couple	404 Nm	354 Nm	13.5 %
Puissance	63.5 kW	55.6 kW	13.5 %
Pertes Joule	3500 W	3500 W	0 %
Pertes Fer	5500 W	2500 W	45 %
Rendement	0.905	0.902	1.5 %

Tableau 3.3: Comparaison des bilans de puissances des modèles analytique et numérique

Des écarts significatifs sont présents au niveau du couple électromagnétique et des pertes fer. Le couple électromagnétique estimé par le modèle analytique est supérieur de 13.5 % au couple du modèle numérique. Au niveau analytique, la modélisation des caractéristiques des matériaux en particulier la saturation semble insuffisante. L'induction dans le stator ou les pièces polaires peut alors être élevée et engendrer ainsi un couple électromagnétique fort. De même pour les pertes fer qui évoluent en fonction du carré de l'induction. Si la saturation des matériaux n'est pas suffisamment définie, l'induction est alors élevée et les pertes fer surestimées de même que le couple électromagnétique. Cependant comme le couple et les pertes fer sont surestimés alors le rendement prévu par le modèle analytique avoisine le rendement calculé par le modèle numérique.

Qualitativement, ce tableau montre que la machine à flux axial à double entrefer à bobinage réparti obtient néanmoins des résultats satisfaisants en termes de couple électromagnétique (350 Nm) et de rendement (90 %) même en étant pénalisée par des pertes Joule, conséquence du bobinage réparti. Il est donc nécessaire de s'intéresser au même type de machine mais cette fois-ci avec un bobinage sur dents.

3.4.7 Conclusion

L'approche tridimensionnelle par éléments finis de la machine discoïde à bobinage réparti permet de préciser l'analyse théorique. Les analyses des isovaleurs et autres courbes locales montrent que le dimensionnement n'est pas optimal. La largeur des dents et l'interaction entre aimants et dents provoquent l'augmentation non négligeable de l'induction dans les parties actives de la machine. De plus, une importante force magnétique normale entre stator et rotor complique l'assemblage mécanique des pièces. Toutefois, les aimants permanents ne sont pas exposés au risque de démagnétisation et leur dimensionnement assure un champ magnétique suffisant pour obtenir un couple électromagnétique de 352 Nm. Concernant la comparaison entre modèle analytique et modèle numérique, les résultats montrent que des modifications doivent être apportées pour estimer les pertes fer et surtout caractériser au mieux les propriétés physiques des matériaux en particulier lors de la saturation.

3.5 Conclusion

L'objectif principal de ce chapitre était d'étudier un type de machine discoïde à 2 entrefers, à bobinage réparti et aimants enterrés pour en quantifier et en estimer les performances. Le modèle analytique, basé sur le calcul de l'induction dans l'entrefer et sur le calcul du couple électromagnétique, a permis de prédimensionner la machine dans l'optique de l'optimisation d'un modèle géométrique en deux dimensions. Cette optimisation, réalisée avec le logiciel Cades, a montré son intérêt pour la recherche d'une géométrie optimale et a ainsi permis d'affiner les dimensions de la machine pour maximiser le couple. De plus, la courbe de Pareto du rendement en fonction du poids met en avant la polyvalence et le potentiel industriel de ce type de machine. De par son caractère tridimensionnel, une étude de la machine par un modèle analytique est nécessaire pour le prédimensionnement mais elle n'est pas suffisante pour une étude plus précise. Le modèle numérique par éléments finis sous Flux apporte des compléments en particulier dans le domaine magnétique de la machine. Ces compléments ont permis de remarquer une saturation importante des dents du stator et une interaction entre aimants et dents provoquant un pic d'induction. Enfin, la confrontation des résultats numériques et analytiques impose une réflexion sur le modèle analytique qui ne tient pas suffisamment compte des propriétés des matériaux engendrant une surestimation des pertes fer.

Concernant les performances de la machine, les rendements annoncés, que ce soit analytiquement ou numériquement, sont satisfaisants (de l'ordre de 90 %) et la polyvalence de cette machine est bel et bien validée. Toutefois, outre la force magnétique entre stator et rotor, le principal point négatif de ce type de machine reste le bobinage réparti. Pour qu'il soit logé dans le stator, un nombre conséquent d'encoches est nécessaire ce qui réduit les possibilités de dimensionnement de ces encoches. La saturation est alors importante dans les dents. De plus, l'importance des têtes de bobines réduit les possibilités de modifications de la géométrie de la machine et en augmente les pertes Joule. C'est pourquoi, dans le prochain chapitre, la machine discoïde sera munie d'un bobinage sur dents. Contrairement à ce chapitre, une approche indirecte de l'optimisation sera exposée.

Chapitre 4 :
Machine Discoïde à Double Entrefer
et Bobinage sur Dents

Chapitre 4

Machine Discoïde à Double Entrefer et Bobinage sur Dents

4.1 Introduction

L'idée de concevoir une machine à flux axial à deux entrefers et excitation rotorique par aimants enterrés ne serait pas complète sans une étude avec un bobinage sur dents. Le point négatif de la machine précédemment étudiée était les têtes de bobines qui sont source de pertes Joule et augmentent l'encombrement de la machine. De plus, la technologie d'incorporation d'un tel bobinage est difficile à industrialiser. Le bobinage sur dents est-il alors plus adapté aux machines à flux axial ? Ce chapitre apporte un éclairage sur la question en exposant la machine à flux axial double entrefer et bobinage sur dents.

Est-il possible de s'affranchir d'une étude analytique de cette machine ? L'optimisation par plans d'expériences est-elle adaptée à notre problématique ? La démarche adoptée répondra à ces questions.

Cette démarche comportera trois parties. La première partie consistera à déterminer le concept de base (trouver le meilleur compromis nombre d'encoches, nombre de pôles) en deux dimensions. La deuxième partie sera dédiée à la modélisation numérique par éléments finis en trois dimensions de la machine étudiée. Enfin, une nouvelle approche d'optimisation en trois dimensions sera exposée et permettra de déterminer en fonction du couple électromagnétique le point optimal de cette machine.

4.2 Détermination de la structure

4.2.1 Introduction

Après avoir étudié la machine à flux axial à bobinage réparti, le point pénalisant est sans aucun doute le bobinage réparti qui augmente les pertes Joule et complexifie la conception du stator en particulier. C'est pourquoi, il est intéressant d'étudier une machine discoïde dont le bobinage est concentrique. Ce bobinage est particulier et impose une étude approfondie pour déterminer le nombre d'encoches en fonction du nombre de paires de pôles. Pour ne pas alourdir les calculs, cette étude, effectuée avec le logiciel FLUX, a été faite sur une machine à flux radial dont les dimensions seront figées (diamètre de l'alésage, diamètre extérieur, dimensions des aimants) pour qu'une comparaison soit possible entre les différentes combinaisons. Cette analogie ou ce passage de flux radial à flux axial est possible car les phénomènes physiques et magnétiques sont identiques quelque soit la direction du flux dans l'entrefer.

4.2.2 Détermination du bobinage

La détermination du bobinage concentré peut s'avérer complexe [BIA 06] [CRO 02]. Ce paragraphe traite des règles associées au bobinage sur dents. Ainsi, nous proposons une méthode permettant d'en donner la distribution en fonction d'un nombre de dents, de pôles et de phases. Cette méthode concerne le bobinage sur dents et est applicable pour les machines polyphasées. Cependant, pour simplifier la démarche, nous ne traiterons que le cas des machines triphasées.

Le principe que nous proposons est le suivant. Tout d'abord, chaque phase est orientée. La phase U étant prise comme origine, nous la placerons à l'angle 0° , son retour est décalé de 180° . Pour une machine triphasée, les phases V et W sont respectivement placées à 120° et -120° (Figure 4.1 à gauche). Chaque phase appartient alors à un intervalle de 60° pour les machines triphasées (Figure 4.1 à droite).

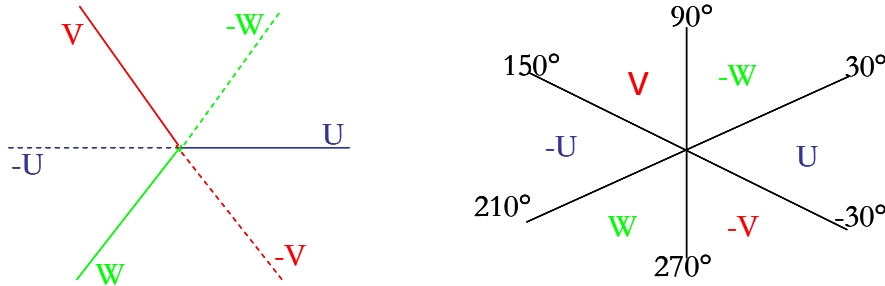


Figure 4.1: Répartition des phases d'une machine triphasée

La prochaine étape est de calculer l'angle mécanique [Eq.4.1] et l'angle électrique [Eq. 4.2] associé à chaque dent de la machine.

$$\theta_{m,n+1} = \frac{360^\circ}{Nb_enc} + \theta_{m,n} \quad [\text{Eq 4.1}]$$

Avec n le numéro de la dent, l'angle mécanique initial $\theta_{m,0} = 0^\circ$ et Nb_enc le nombre total d'encoches. Il est facile d'en déduire l'angle électrique correspondant :

$$\theta_{e,n} = p \cdot \theta_{m,n} \quad [\text{Eq 4.2}]$$

Avec p le nombre de paires de pôles de la machine. Ne travaillant que sur 360° électriques, il est nécessaire pour chaque angle électrique de se ramener à un angle compris entre 0° et 360° :

$$\theta_n = \theta_{e,n} \cdot \text{mod}[360^\circ] \quad [\text{Eq 4.3}]$$

Il suffit maintenant de faire concorder l'angle électrique θ_n avec les intervalles créés lors de la première étape (Figure 4.1 droite).

Un exemple est nécessaire pour illustrer cette démarche de détermination de bobinage sur dents. Prenons l'exemple d'une machine triphasée comportant 8 pôles et 9 dents. Les dents sont donc numérotées de 0 à 8.

La dent 0, d'angle électrique 0° , fait partie de l'intervalle de la phase U donc elle doit porter une bobine alimentée par la phase U.

$$\theta_{m,1} = \frac{360^\circ}{9} + 0^\circ = 40^\circ \quad [\text{Eq 4.4}]$$

La dent 1 a un angle mécanique de 40° (voir [Eq 4.4]). Son angle électrique associé est de 160° (voir [Eq 4.5]). L'angle électrique de 160° appartient à l'intervalle de la phase $-U$. Donc la dent 1 doit porter une bobine alimentée par la phase $-U$.

$$\theta_{e,4} = 4 \cdot 40^\circ = 160^\circ \quad [\text{Eq 4.5}]$$

Cette démarche doit être appliquée pour chaque dent de la machine et le bobinage sur dents associé au nombre de pôles est ainsi trouvé.

Cette méthode, qui est employée pour déterminer les différents bobinages utilisés ultérieurement, est facilement adaptable pour n'importe quels nombres de phases.

4.2.3 Détermination des nombres de pôles et nombres de dents optimaux

La structure finale que nous souhaitons modéliser par la suite doit être une machine triphasée. C'est pourquoi, nous ne nous intéressons qu'aux machines triphasées. En fonction de la théorie exposée précédemment, l'étude de 6 structures est proposée : il s'agit d'une machine comportant 9 encoches et 8 pôles, une machine de 9 encoches et 10 pôles, une machine de 9 encoches et 14 pôles, une machine de 12 encoches et 10 pôles, une machine de 12 encoches et 14 pôles et une machine de 18 encoches et 14 pôles.

Pour comparer les performances de ces structures, les avantages et inconvénients de celles-ci, l'étude se focalise sur le couple moyen électromagnétique, l'ondulation obtenue et la répartition des efforts radiaux supportés par le stator. Pour que la comparaison soit équitable, les dimensions sont identiques dans les 6 cas et les résultats sont obtenus pour une densité de courant de 4 A/mm^2 à 1500 tr/min . Les essais sont effectués pour un fonctionnement en charge.

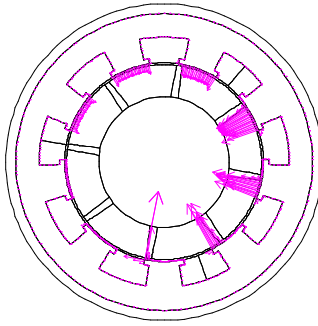


Figure 4.2: Forces magnétiques pour une machine 9 enc./ 8 pôles

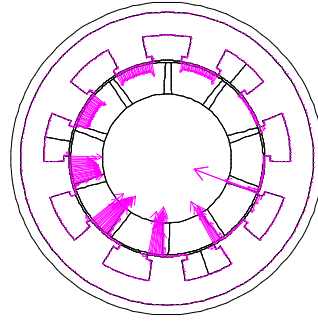


Figure 4.3: Forces magnétiques pour une machine 9 enc./ 10 pôles

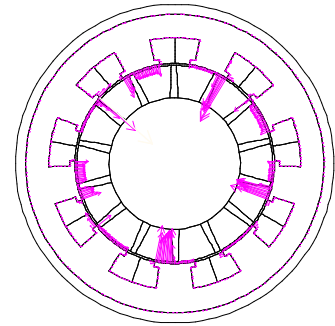


Figure 4.4: Forces magnétiques pour une machine 9 enc./ 14 pôles

Les efforts magnétiques créés par le bobinage, en fonctionnement en charge, sont un des principaux critères de sélection du choix du bobinage final. En effet, une machine discoïde subit déjà des efforts magnétiques axiaux dus aux attractions entre stator et rotors, il est donc nécessaire de choisir un bobinage ne créant pas de nouvelles forces magnétiques tournantes. L'étude de ces forces magnétiques (Figure 4.2 à 4.7) montre que de nos 6 combinaisons choisies, seules 3 d'entre elles n'ont pas d'efforts radiaux et sont bien équilibrées. Il s'agit des combinaisons dont le nombre d'encoches est pair. Si les nombres d'encoches et de dents sont premiers entre eux, il y a des efforts radiaux. Si ce n'est pas le cas, les efforts radiaux se compensent. D'après les résultats de cette étude, les machines à 9 encoches à 8, 10 et 14 pôles sont éliminées du choix final.

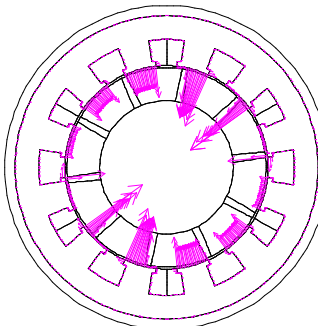


Figure 4.5: Forces magnétiques pour une machine 12 enc./ 10 pôles

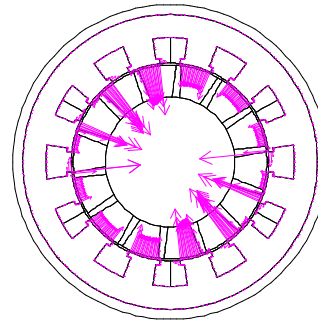


Figure 4.6: Forces magnétiques pour une machine 12 enc./ 14 pôles

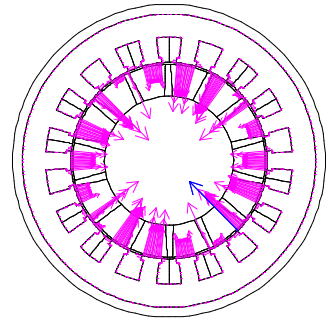


Figure 4.7: Forces magnétiques pour une machine 18 enc./ 14 pôles

Pour ne sélectionner qu'une machine à bobinage sur dents, intéressons nous à la valeur moyenne du couple électromagnétique et à son ondulation. Des trois machines restantes pour cette étude, la machine ayant 18 encoches et 14 pôles a une ondulation très minime avoisinant les 5%. En revanche le couple moyen de celle-ci ne dépasse pas 230 Nm. Le moteur à 12 encoches et 10 pôles crée une ondulation importante (aux alentours de 16 %) et sa valeur moyenne est la plus petite des 3 machines (210 Nm). En revanche la machine munie de 12 encoches et 14 pôles respecte les critères initiaux. En effet, son taux d'ondulation avoisine les 10 % et son couple électromagnétique moyen est le plus important des 3 machines. De plus les forces magnétiques créées par son bobinage sont équilibrées.

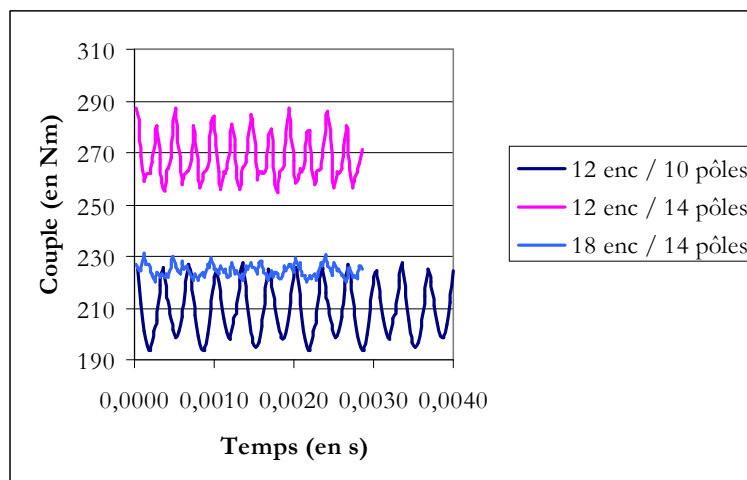


Figure 4.8: Evolution du couple pour les trois machines

4.2.4 Conclusion

Cette étude succincte en sur une machine à flux radial a permis d'étudier rapidement un grand nombre de possibilités quant aux nombres d'encoches et aux nombres de pôles. Le résultat final de cette démarche met en évidence le potentiel d'une machine comportant 12 encoches et 14 pôles. Cette configuration respecte bien les 3 principaux critères qui étaient fixés initialement c'est-à-dire un très bon couple électromagnétique, un taux d'ondulation acceptable et un équilibrage des forces magnétiques. Concernant l'industrialisation, le nombre de paires de pôles élevé par rapport à la normale (dans l'industrie, rarement supérieur à 10 pôles) est la limite acceptable pour un pilotage avec un variateur de vitesse standard.

Pour évaluer le potentiel de cette machine, la prochaine étape consiste à étudier le comportement magnétique et à en évaluer les performances à l'aide d'un modèle numérique en trois dimensions.

4.3 Modélisation numérique en 3 dimensions

Le caractère tridimensionnel du fonctionnement de cette machine impose un modèle numérique en trois dimensions. Pour faciliter la compréhension, la première partie de ce paragraphe présente la constitution de ce modèle sous FLUX en détaillant la géométrie, les conditions limites, les matériaux et le maillage adoptés. La seconde partie expose les résultats magnétiques, les performances électromagnétiques et les bilans de puissance obtenus à l'aide de ce modèle. Nous profiterons de cette modélisation pour étudier l'impact de la présence d'un épanouissement dentaire dans ce type de machine.

4.3.1 Géométrie

Munie de 12 dents et 14 pôles (Figure 4.9), la machine à flux axial à bobinage sur dents est similaire à la machine à bobinage réparti : l'ensemble géométrique général (2 rotors et 1 stator central) et la technologie de maintien des aimants sont conservés. L'étude précédente a permis de déterminer le bobinage peu commun de cette machine (cf 4.2.3). Pour que ce problème

électromagnétique ne soit pas à usage unique et que des modifications géométriques soient possibles, les dimensions sont entièrement paramétrées. Cette machine est essentiellement modélisée en 3 dimensions et les paragraphes suivants justifieront les conditions dans lesquelles la réduction du problème est intervenue.

Les dimensions de cette machine sont réduites par rapport à la machine du chapitre précédent. Les principales dimensions sont les rayons intérieurs du stator et du rotor, identiques dans notre cas, et valant 50 mm, les rayons extérieurs du stator et rotor également identiques valant 100 mm, une largeur d'encoche de 11 mm, un aimant dont la largeur minimale est de 5 mm, un entrefer de 2 mm et une épaisseur totale de la machine ne dépassant pas le décimètre.

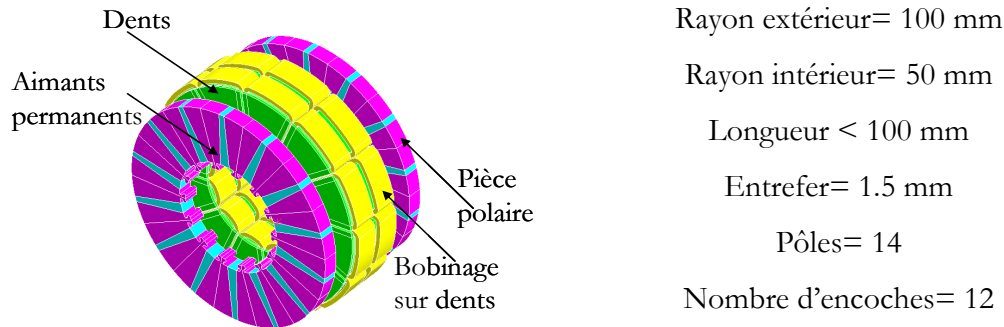


Figure 4.9 : Géométrie globale de la machine et récapitulatif des dimensions

4.3.2 Conditionnement du problème numérique

Les conditions aux limites sont intéressantes car elles permettent de réduire significativement le modèle numérique et ainsi réduire les temps de calculs parfois très coûteux. Cependant pour réduire le modèle, il est impératif que la physique et la géométrie de la machine le permettent. Dans notre cas, il est possible de réduire la machine et d'en étudier qu'un quart. En effet, il s'avère qu'en fonction de la géométrie de la machine, il apparaît une symétrie par rapport au plan XY où de chaque côté du plan traversant le stator il y a une symétrie. Pour cette symétrie, les conditions de Neumann sont appliquées pour imposer que les lignes de flux traversent orthogonalement le plan de symétrie. Ainsi, le problème est réduit de moitié (Figure 4.10 b).

De plus, la configuration du bobinage et de l'emplacement des aimants permet d'appliquer une condition anticyclique. En effet, la portion non représentée graphiquement est identique à la portion représentée au signe près c'est-à-dire que la bobine U positif devient une bobine U négatif et l'aimant de polarité Nord devient un aimant de polarité Sud, etc. Grâce à la faisabilité et à l'application de cette périodicité le problème est réduit une nouvelle fois de moitié soit au final une représentation d'un quart de la machine totale (Figure 4.10 c).

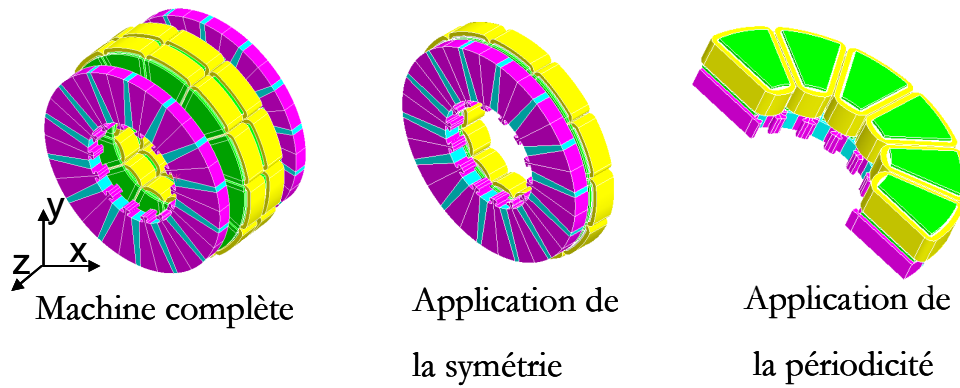


Figure 4.10: Application des symétries et des périodicités

4.3.3 Matériaux et Bobinage

Précédemment, pour la machine discoïde à bobinage réparti, les matériaux utilisés étaient du Néodyme Fer Bore pour les aimants permanents et de la tôle pour les pièces polaires et les dents du stator. Pour cette machine d'étude, les aimants permanents ont toujours les mêmes caractéristiques que précédemment. En revanche, pour les pièces polaires et les dents du stator, un nouveau matériau sera utilisé : la poudre de fer.

4.3.3.1 Poudre de fer

De part sa structure particulière, la réalisation du feuilletage pour les pièces polaires et les dents du stator apparaît complexe et onéreuse. On a donc choisi un matériau peu utilisé dans le domaine industriel : la poudre de fer. Son principal avantage est d'être constitué de grains permettant de réaliser n'importe quelle forme sans devoir orienter le matériau. Cet avantage trouve donc sa place pour cette application puisque les formes des différentes pièces ne sont pas conventionnelles. C'est pourquoi l'utilisation de poudre de fer s'est naturellement imposée pour ce type de machine discoïde, là où avec de la tôle il faudrait de nombreuses pièces différentes pour concevoir les dents et les pièces polaires.

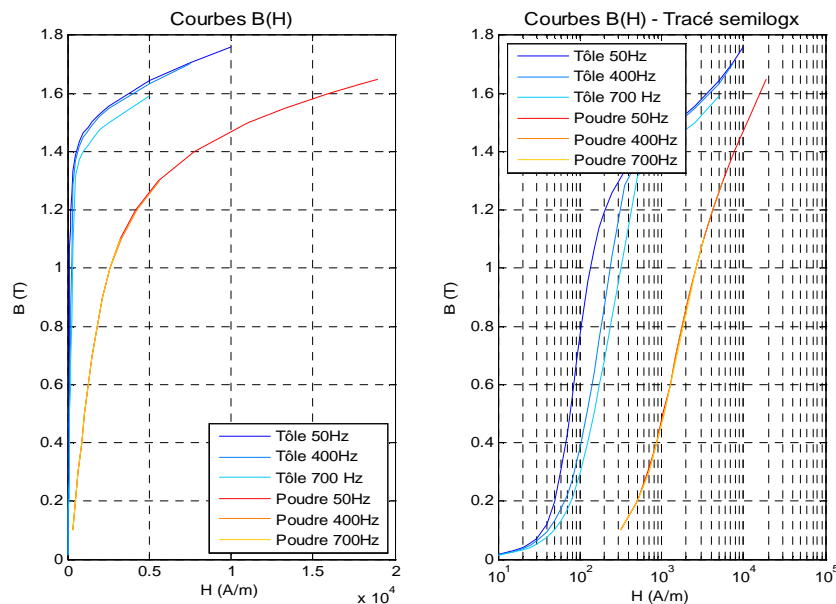


Figure 4.11: Comportement de l'induction B en fonction du champ magnétique H des tôles et de la poudre de fer (courbe à gauche, semilog à droite).

Toutefois, ses performances sont limitées par rapport à une tôle conventionnelle. Des essais ont donc été menés pour évaluer les performances et les caractéristiques de ce nouveau matériau. Ces essais expérimentaux ont été réalisés il y a quelques années par le G2Elab [LEB 99] sur un échantillon de poudre de fer de l'entreprise suédoise HÖGANÄS référencée Somaloy 500 + 0,5% Kenolube compacté à 800 MPa. Un échantillon torique a été placé sur un banc automatique pouvant caractériser des échantillons. Le banc, de type d'Epstein, permet entre autre de réaliser des mesures en contrôlant l'amplitude et la forme de l'induction ou du champ magnétique pour des fréquences de quelques hertz à quelques kilohertz.

Les résultats obtenus ont permis de tracer les courbes $B(H)$ en régime continu pour des fréquences de 50, 400 et 700 Hz sous une induction sinusoïdale (Figure 4.11). En comparaison, les courbes $B(H)$ en courant continu caractérisant les tôles conventionnelles sont représentées sur ce même graphique. On peut remarquer un avantage important de la poudre de fer qui est de conserver la même caractéristique $B(H)$ pour des fréquences différentes. Ce qui n'est pas le cas avec des tôles magnétiques classiques. On constate ainsi que les performances sont nettement différentes entre la tôle et la poudre de fer. Effectivement, à induction identique, la consommation d'ampères-tours est nettement plus importante avec la poudre de fer qu'avec la tôle.

Ces courbes montrent également que les performances de la tôle diminuent lorsque la fréquence augmente, ce qui n'est pas le cas avec la poudre de fer. On distingue ainsi l'intérêt d'avoir un nombre de paires de pôles important et/ou une vitesse de rotation très élevée. Puisque dans ce cas, les performances de la poudre et de la tôle pourront être équivalentes. A haute fréquence, les performances de la poudre de fer et de la tôle sont semblables.

	Pertes à 50 Hz (W/kg)		Pertes à 700 Hz (W/kg)	
	1 T	1.5 T	0.5 T	1 T
M400-50A	1.48	3.41	18.2	75
Poudre de fer	6.9	13	48.9	174

Tableau 4.1: Comparaison des pertes spécifiques de la poudre de fer et de la tôle.

4.3.3.2 Bobinages

Vu la complexité de ce problème et des éléments physiques (matériaux non linéaires, mouvement entre rotor et stator), des bobines non maillées ont été élaborées pour créer une excitation statorique. Comme dans le cas du chapitre précédent, aucune estimation de pertes Joule ne sera possible à partir du logiciel Flux. Pour les essais en magnétostatique ou en magnétotransitoire, toutes les simulations sont réalisées en charge c'est-à-dire qu'il y a présence d'une excitation au rotor et une excitation au stator. La valeur maximale du courant permettant de modéliser les bobines non maillées est calculée pour obtenir une densité de courant 4 A/mm² dans les encoches.

Physiquement, pour avoir le couple électromagnétique maximal, l'excitation statorique et l'excitation rotorique doivent être décalées de 90° électriques. C'est pourquoi, en fonction de la représentation graphique sous Flux (7 aimants et 6 encoches), les bobines non maillées créées doivent porter respectivement la phase A, la phase A-, la phase C-, la phase C, la phase B et la phase B- (Figure 4.12).

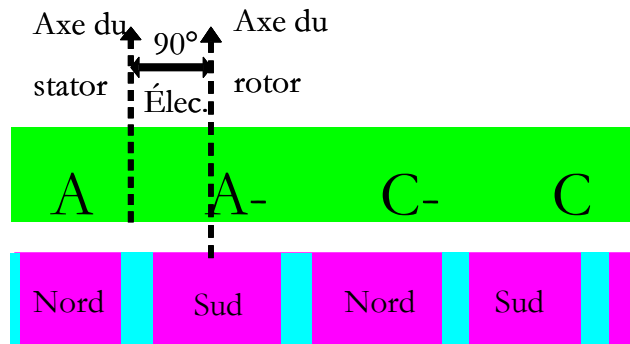


Figure 4.12: Configuration du bobinage en fonction de l'excitation rotorique

4.3.4 Maillage par éléments finis

Une fois la géométrie, les conditions limites et les matériaux définis arrive l'étape de maillage pour une modélisation en trois dimensions. Comme dans le cas de la machine à flux axial à bobinage réparti traité précédemment, plusieurs discrétisations du maillage sont possibles et le choix s'est porté sur une discrétisations par lignes. La disparité des formes du modèle numérique ne permet pas d'utiliser le maillage automatique. Avec un maillage effectué par la discrétisation des lignes, le concepteur a le contrôle du maillage, le maillage réalisé est régulier et toutes les parties du problème ont une influence cohérente les unes vis-à-vis des autres.

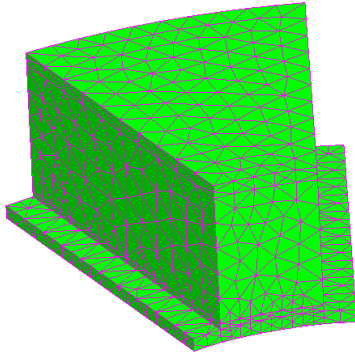


Figure 4.13: Maillage d'une dent du stator

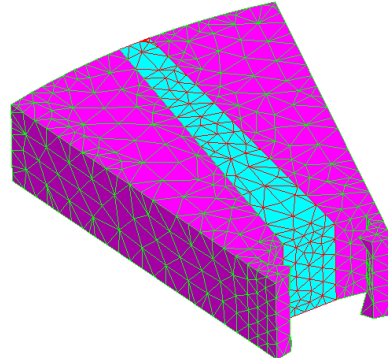


Figure 4.14: Maillage d'un aimant et de 2 demi-pièces polaires

4.3.5 Etude du problème en Magnétostatique

L'objectif de l'essai en magnétostatique est de voir le comportement magnétique de la machine à un point de fonctionnement correspondant au couple électromagnétique maximal. Les interprétations des résultats de cet essai valideront le dimensionnement de la machine ou permettront de localiser les problèmes magnétiques à résoudre. La configuration proposée est de fixer un courant dans les bobines non maillées à une valeur où la densité de courant dans une encoche vaut 4 A/mm^2 .

4.3.5.1 Etude des parties actives de la machine

Si elles sont mal dimensionnées, les dents du stator sont les pièces actives qui saturent le plus rapidement. En effet, l'épanouissement dentaire des dents est réalisé avec des parties très minces et sujettes à la saturation. Les Figures 4.15 et 4.16 montrent que le module de l'induction dans les parties actives de la machine atteint 2 Tesla. Les zones dans lesquelles l'induction est supérieure à 2 Tesla sont des zones de singularité de maillage, proche des arêtes des pièces soit des zones non représentatives de la réalité. Cependant il est judicieux de remarquer que l'épanouissement dentaire (au niveau de l'entrefer) et le côté entrefer des pièces polaires sont des zones où l'induction est élevée. En s'éloignant de l'entrefer, le module de l'induction diminue et retrouve des valeurs proches de 1 T.

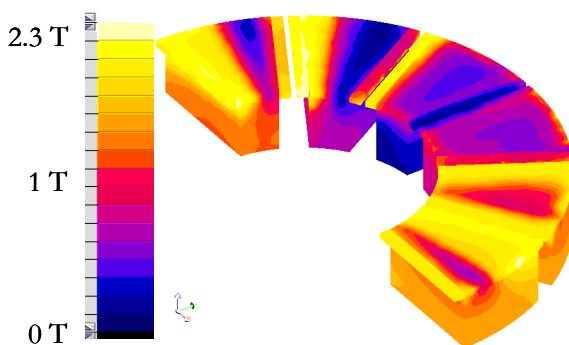


Figure 4.15: Module de l'induction B dans les dents.

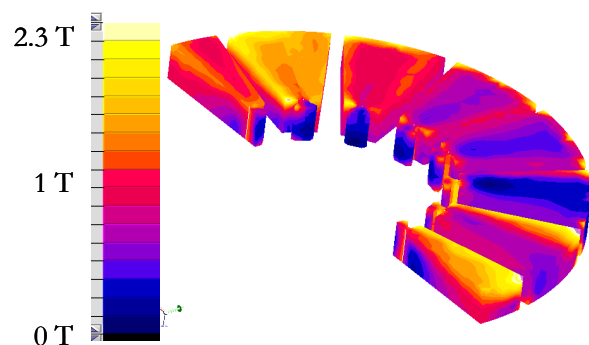


Figure 4.16: Module de l'induction B dans les pièces polaires (côté entrefer).

Pièces importantes de la machine, les aimants permanents grâce à leur dimensionnement permettent d'obtenir l'excitation rotorique attendue et le risque de démagnétisation n'est pas

atteint. La figure 4.17 représente la répartition du champ H dans les aimants et montre que la valeur limite de démagnétisation (aux alentours de 650 kA/m) n'est pas atteinte.

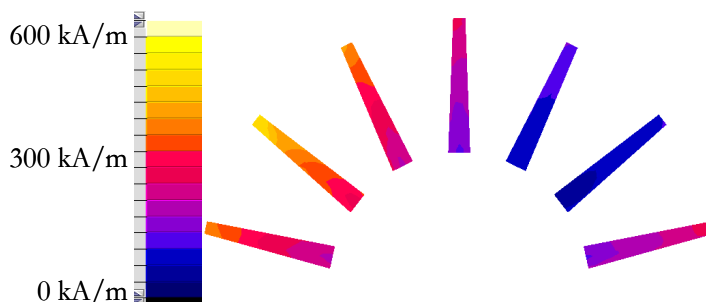


Figure 4.17: Module du champ H dans les aimants

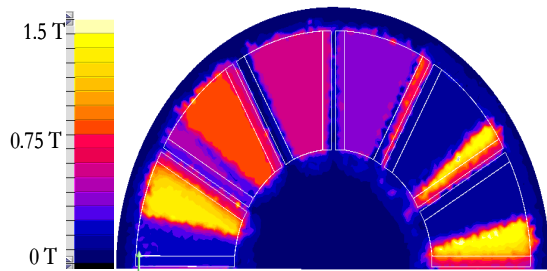
Aux regards des premières constatations et de cette étude en magnétostatique, il s'avère que l'épanouissement dentaire des dents est soumis à des inductions élevées pouvant altérer le bon fonctionnement de la machine. Cette induction élevée aurait pu provenir d'un surdimensionnement des aimants permanents mais ceux-ci sont bien dimensionnés puisque le risque de démagnétisation est écarté et l'excitation rotorique obtenue est satisfaisante. Le point à remettre en cause est donc le dimensionnement trop faible de l'épanouissement dentaire des dents statoriques. Deux alternatives s'offrent à nous, soit un redimensionnement de cette partie de la dent soit la suppression de l'épanouissement. Concernant les pièces polaires, les inductions maximales sont obtenues aux abords des aimants et ne sont pas sujettes à des modifications particulières.

Pour confirmer ces constatations, une étude magnétique dans la zone de l'entrefer est menée pour discuter du comportement de l'induction dans la zone du moteur où l'échange d'énergie s'opère.

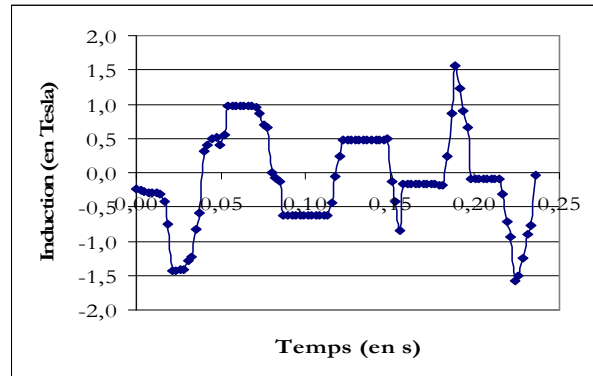
4.3.5.2 Etude magnétique dans l'entrefer

Le bobinage utilisé est un bobinage sur dents (ou concentré), l'induction dans l'entrefer n'est donc pas proche d'une sinusoïde. Les figures 4.18 et 4.19 sont ici pour comprendre l'évolution de l'induction dans l'entrefer. La figure 4.18 est obtenue sur un plan de coupe situé au milieu de l'entrefer ; le module de l'induction B_y est représenté. La figure 4.19 est obtenue sur un chemin situé au milieu de l'entrefer et au rayon moyen de la machine ; la composante normale de l'induction (B sur l'axe z) est représentée.

Les similitudes entre la courbe et les dégradés dans l'entrefer montrent que la principale composante de l'induction dans l'entrefer est la composante normale (axe z). Le plus important sur la courbe est la mise en évidence des trois zones les plus fortes en induction. Elles se situent au moment où les aimants permanents arrivent en vis-à-vis de la dent. Dans ces cas, l'induction atteint 1.5 T pendant un faible instant. Sans ces pics d'induction, il serait aisé de retrouver les paliers qui correspondent aux dents du stator.



**Figure 4.18: Module de l'induction B
dans l'entrefer en charge.**



**Figure 4.19: Evolution de l'induction normale
aux dents dans l'entrefer en charge.**

L'induction dans l'entrefer est celle attendue c'est-à-dire une induction en créneau typique du bobinage sur dents et n'excédant pas 1 T. En revanche, les pics d'inductions dus à l'interaction entre les dents du stator et les aimants permanents ne sont pas attendus. Par la suite, la modification de la géométrie de la dent pourrait atténuer ce phénomène. Les aimants permanents quant à eux ne feront pas l'objet d'étude particulière sur leur forme. En effet, leur forme permet entre autre leur tenue mécanique.

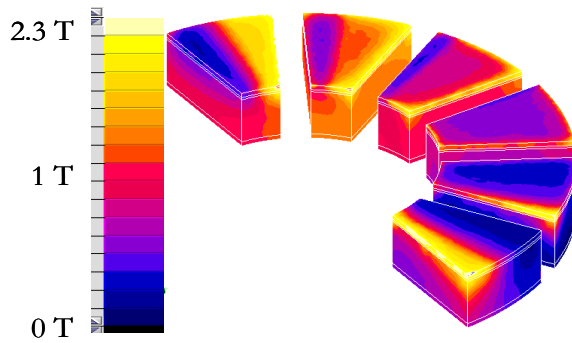
4.3.6 Etude du problème en Magnétotransitoire

Grâce aux essais en magnétotransitoire, une étude plus approfondie est possible. Des résultats en magnétostatique, les premières conclusions ont montré que les épanouissements dentaires des dents saturaient rapidement et pouvaient détériorer le bon fonctionnement de la machine discoïde. C'est pourquoi il a été décidé d'étudier les configurations avec et sans épanouissement. Cette comparaison porte sur les estimations des pertes fer, pertes Joule, rendement, couple et ondulation de couple.

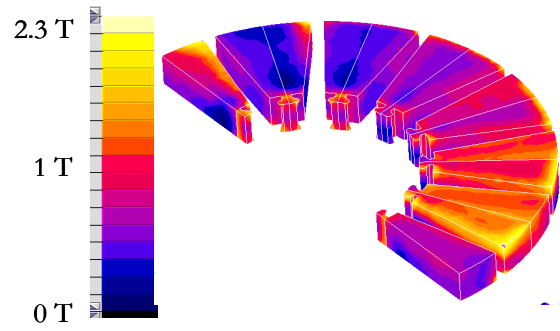
4.3.6.1 Etude des parties actives de la machine sans épanouissement dentaire

Pour des dents avec un épanouissement dentaire, l'induction B était importante dans les parties minces et en particulier les parties créant le pied des dents.

Les cartes de dégradés en fonctionnement en charge (représentées en Figure 4.20 et en Figure 4.21) montrent que le module de l'induction dans les dents et dans les pièces polaires ne dépasse pas 2.3 Tesla comme dans le cas de la présence d'un épanouissement dentaire. Cependant, il est aisé de quantifier visuellement qu'en moyenne l'induction dans les dents a diminué. En effet, avec la suppression des parties fortement saturées précédemment, les dents sont moins exposées à la saturation. Cette constatation se retrouve au niveau des pièces polaires qui elles aussi sont moins saturées et la valeur moyenne de l'induction est de 1 Tesla environ.



**Figure 4.20: Module de l'induction B
dans les dents en charge.**



**Figure 4.21: Module de l'induction B
dans les pièces polaires en charge.**

La suppression de l'épanouissement dentaire n'altère en rien le comportement magnétique des aimants permanents. Au contraire, dans cette configuration, le champ dans les aimants est réduit et le risque de démagnétisation est également diminué. Il atteint au maximum 350 kA/m.

En résumé, concernant le comportement magnétique des dents statoriques, le fait de supprimer l'épanouissement dentaire permet de diminuer sensiblement l'induction B. De plus, cette diminution a pour conséquence de réduire le risque de démagnétisation des aimants permanents. L'étude de l'entrefer permet d'approfondir la problématique de la suppression de l'épanouissement dentaire.

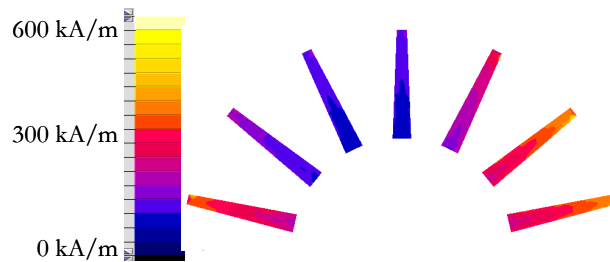


Figure 4.22: Module du champ H dans les aimants

4.3.6.2 Etude de l'entrefer de la machine sans épanouissement dentaire

Les figures 4.23 et 4.24 permettent une étude de l'induction dans l'entrefer. La figure 4.23 est obtenue sur un plan de coupe situé au milieu de l'entrefer ; le module de l'induction B y est représenté. La figure 4.24 est obtenue sur un chemin situé au milieu de l'entrefer et au rayon moyen de la machine ; la composante normale de l'induction (B sur l'axe z) est représentée.

Malgré la suppression de l'épanouissement dentaire, le phénomène d'interaction au moment du passage de l'aimant en face de la dent est toujours présent. Cependant ces zones, fortes en induction (dans ce cas supérieur à 1.5 T), sont moins étendues que précédemment. Il est donc possible de réduire les pics d'induction dans l'entrefer en supprimant l'épanouissement dentaire. De plus, la forme type de l'induction dans l'entrefer d'un bobinage sur dents est toujours présente et cette configuration ne change pas radicalement la répartition de l'induction magnétique.

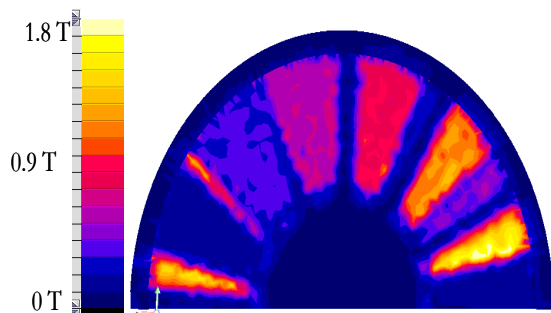


Figure 4.23: Module de l'induction B dans l'entrefer en charge.

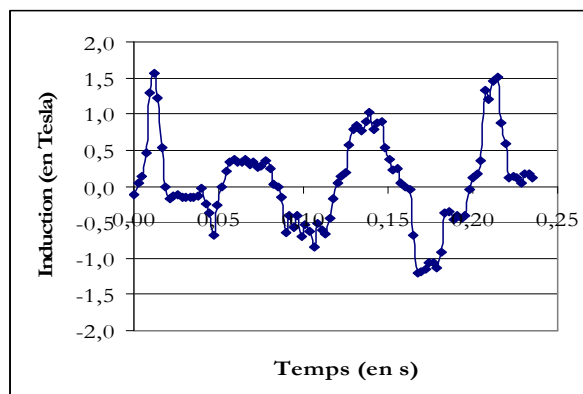


Figure 4.24: Evolution de l'induction normale aux dents dans l'entrefer en charge.

Pour conclure sur les effets magnétiques de cette configuration, le fait de supprimer l'épanouissement dentaire a permis de réduire les phénomènes néfastes au bon fonctionnement de la machine comme par exemple l'atténuation des pics d'induction dans l'entrefer et la diminution de la valeur moyenne de l'induction normale. Pour continuer la comparaison de ces 2 machines, les grandeurs globales (force magnétique, couple électromagnétique et bilan de puissances) sont étudiées dans les prochains paragraphes.

4.3.6.3 Comparaisons des forces magnétiques des deux configurations

Pour les machines discoïdes, le point le plus gênant est la force d'attraction entre le stator et le rotor. Cet élément peut être dissuasif dans le choix final. Le tableau 4.2 récapitule les forces magnétiques en fonction de la configuration de la dent. La composante la plus importante du vecteur force magnétique est la composante normale à la surface de la dent ou de la pièce polaire (F_z). Les composantes tangentielles sont quant à elles négligeables par rapport à la composante normale. A cette vitesse de rotation (3000 tr/min), la force magnétique est supérieure à 8000 N soit un poids de 800 kg appliqué sur le stator. Quelque soit la configuration choisie, de bons renforts mécaniques devront être mis en place pour ne pas risquer un frottement entre rotor et stator. Cependant, d'après les résultats, cette force peut être diminuée de 5 % si la configuration de dents avec un épanouissement dentaire est choisie. L'épanouissement dentaire semble ainsi permettre de répartir au mieux l'induction dans les dents et donc de diminuer la force magnétique pour un fonctionnement en charge.

Configuration	Avec épanouissement dentaire	Sans épanouissement dentaire
Composante normale : F_z	8304 N	8888 N
Composantes tangentielles : F_x, F_y	484 N, 360 N	604 N, 740 N

Tableau 4.2 : Description des forces magnétiques de la machine

4.3.6.4 Comparaisons des couples électromagnétiques des deux configurations

Sous FLUX, la grandeur globale qui permet de mieux quantifier les performances de la machine est le couple électromagnétique. Grâce aux simulations en magnéto-transitoire il est possible de discuter de la valeur moyenne du couple électromagnétique mais aussi de l'ondulation de ce même couple. Les figures 4.25 et 4.26 montrent les courbes des couples électromagnétiques pour respectivement la configuration avec un épanouissement dentaire et sans épanouissement dentaire. En termes de valeurs moyennes, les couples sont bien distincts puisqu'ils sont de 86.5 Nm pour la machine à épanouissement dentaire contre 82.5 Nm soit un écart de 5 %. En revanche, les valeurs de l'ondulation de couple sont proches puisqu'elles sont de l'ordre de 6% et 4%. Dans les deux cas, ces ondulations sont inférieures à 10% donc ces valeurs sont très satisfaisantes pour des applications industrielles. Compte tenu de ces résultats en termes de couple électromagnétique, la machine discoïde avec épanouissement dentaire obtient de meilleurs résultats. Un bilan de puissance sera exposé dans le prochain paragraphe et permettra ainsi de confirmer cette tendance.

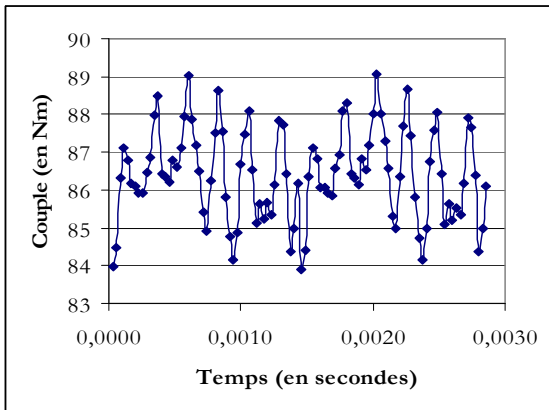


Figure 4.25: Evolution du couple pour une machine avec épanouissement

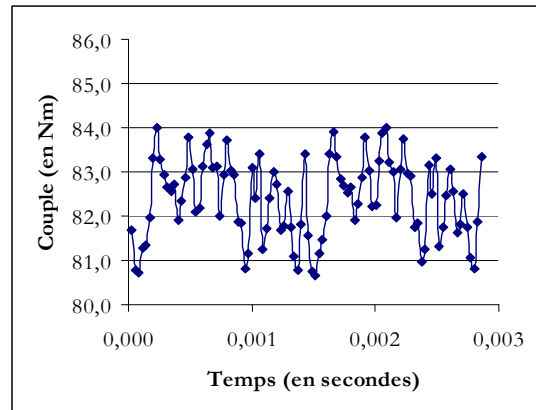


Figure 4.26: Evolution du couple pour une machine sans épanouissement

4.3.6.5 Comparaisons des bilans de puissances des deux configurations

Pour pouvoir dresser le tableau 4.3, les formules de perte Joule, rendement et pertes fer [Eq 4.6] ont été nécessaires. Ce tableau permet de comparer de façon définitive les deux configurations en termes de rendement et de bilan de puissances.

L'utilisation de poudre de fer oblige une estimation des pertes fer avec la formule empirique suivante :

$$P_{fe} = P \cdot \left(\frac{B}{1.5T}\right)^2 \cdot \left(\frac{f}{50Hz}\right)^{1.7} \cdot \text{masse}_{fer} \quad [\text{Eq 4.6}]$$

Cette formule est appliquée pour chaque dent du stator pour laquelle une valeur moyenne de l'induction est estimée.

Concernant les pertes Joule, le rendement et la puissance utile de la machine, les formules classiques d'une machine sont appliquées.

Configuration	Avec épanouissement	Sans épanouissement
Pertes fer	545 W	470 W
Pertes Joule	156 W	156 W
Puissance utile	27175 W	25920 W
Rendement	97.5 %	97 %
Force d'attraction	8304 N	8888 N

**Tableau 4.3 : Comparatif des bilans de puissances
d'une machine avec et sans épanouissement dentaire**

Hormis la présentation du bilan de puissances des différentes machines, ce tableau 4.3 est aussi un récapitulatif des études magnétiques et des grandeurs globales précédentes. A cause de ces épanouissements dentaires et de la présence d'une forte induction, les pertes fer de cette machine sont sensiblement plus grandes que la machine sans épanouissement. De même pour la puissance utile (image du couple électromagnétique) qui est elle aussi sensiblement plus grande que la machine sans épanouissement. Ces deux écarts montrent et expliquent que les rendements sont proches (97.5 % contre 97 %). L'autre constatation porte sur les pertes. En effet, grâce à l'utilisation d'un bobinage sur dents, les pertes Joule sont moins importantes que les pertes fer (environ 20% à 25 % des pertes totales). L'objectif est donc atteint puisque l'utilisation du bobinage sur dents était en partie motivée par la réduction des pertes Joule. Quant aux pertes fer, elles représentent 75 % des pertes totales. C'est le point négatif de ces machines. L'utilisation de la poudre de fer accentue ces pertes puisqu'à l'heure actuelle elle n'obtient pas des caractéristiques égales à de la tôle classique.

Cependant, avec des rendements supérieurs à 97 %, ces deux machines sont très compétitives sur le marché pour des applications industrielles.

4.3.7 Conclusion

L'étude par éléments finis en trois dimensions a permis d'évaluer le potentiel de cette machine. Le dimensionnement des parties actives telles que les dents, les pièces polaires ou les aimants est correct et permet d'avoir une bonne base de travail pour l'optimisation en trois dimensions. Les résultats concernant le couple (86 Nm) et le bilan de puissances (rendement aux alentours de 97 %) nous encouragent à poursuivre notre analyse de la machine à flux axial à bobinage sur dents.

Pour la suite de ce chapitre, l'objectif est d'améliorer la compétitivité de la machine discoïde avec épanouissement dentaire. L'étude sur la nécessité d'un épanouissement dentaire nous incite à le conserver pour l'optimisation en trois dimensions. Cette optimisation permettra aussi de définir le dimensionnement optimal des parties actives de la machine pour obtenir un meilleur couple électromagnétique.

4.4 Optimisations d'une géométrie en 3 Dimensions

4.4.1 Présentation

Les résultats précédents ont été obtenus grâce aux acquis de la recherche bibliographique et à l'étude de la machine discoïde à bobinage réparti. Malgré les très bonnes performances obtenues

dans le paragraphe précédent, l'optimum de la machine discoïde à bobinage sur dents n'est pas encore atteint. L'élaboration d'un modèle analytique étant trop complexe et trop long à réaliser, nous nous proposons d'effectuer une optimisation en trois dimensions à l'aide du logiciel FGot (développé par le laboratoire). Couplé au logiciel FLUX, ce logiciel d'optimisation permet de trouver l'optimum de cette machine discoïde à bobinage sur dents. Notre problème électromagnétique se prête idéalement à ce genre de procédé puisque toute la géométrie a été paramétrée précédemment et des capteurs de calculs ont été définis (en l'occurrence le capteur Couple). La définition de notre problème d'optimisation est donc réalisée. Reste maintenant à créer et effectuer les différentes étapes décrites dans le chapitre 2 : le débroussaillage, la création de surface de réponse et l'optimisation. Les paragraphes suivants décrivent et expliquent la démarche adoptée, les problèmes rencontrés et les résultats obtenus.

4.4.2 Débroussaillage

Avant d'optimiser directement le problème électromagnétique proposé, la première étape consiste à effectuer un débroussaillage. Celui-ci permet d'évaluer et de déterminer les paramètres influents de la machine discoïde pour par la suite supprimer les paramètres géométriques n'ayant aucune influence sur le couple et ainsi limiter le problème de base d'optimisation.

L'image du résultat de ce débroussaillage est contenue dans l'équation [Eq 4.7] appelée fonction substitut. Grâce au couplage des logiciels Flux et FGot, un grand nombre d'expériences numériques ont été réalisées. Ces expériences numériques ont été réalisées seulement que pour 9 paramètres géométriques de la machine. Le tableau 4.4 est un récapitulatif des paramètres concernés par l'optimisation.

Nom	Intitulé	Borne minimale	Borne Maximale
l_enc	Largeur d'encoches	5 mm	15 mm
r_rext	Rayon extérieur du rotor	90 mm	110 mm
r_rint	Rayon intérieur du rotor	45 mm	70 mm
entrefer	Entrefer	1 mm	3 mm
r_sext	Rayon extérieur du stator	90 mm	110 mm
r_sint	Rayon intérieur du stator	30 mm	70 mm
l_min_aim	Largeur minimale de l'aimant	3 mm	10 mm
h_ouv	Hauteur de l'ouverture d'encoche	1 mm	4 mm
l_ouv	Largeur de l'ouverture d'encoche	1 mm	4 mm

Tableau 4.4: Tableau récapitulatif des paramètres d'optimisation.

Pour chaque expérience, le couple électromagnétique de la machine discoïde est calculé. Avec ce paramétrage, 80 expériences numériques ont été réalisées servant de base de données pour les futures analyses et optimisations et permettent de définir la fonction substitut.

$$\begin{aligned}
 & -18.72 + 3.37 \cdot \text{lin}(l_{enc}, 5, 15)^2 - 3.05 \cdot \text{lin}(r_{rext}, 90, 110) + 2.96 \cdot \text{lin}(entrefer, 1, 3) \\
 & - 2.14 \cdot \text{lin}(l_{enc}, 5, 15) + 1.65 \cdot \text{lin}(r_{rint}, 45, 70) - 1.59 \cdot \text{lin}(l_{min_aim}, 3, 10) \\
 & + 1.46 \cdot \text{lin}(r_{sint}, 30, 70)^2 - 1.42 \cdot \text{lin}(r_{rext}, 90, 110) \cdot \text{lin}(r_{sext}, 90, 110) - 1.4 \cdot \text{lin}(entrefer, 1, 3)^2 \\
 & + 1.31 \cdot \text{lin}(r_{sext}, 90, 110) + 1.11 \cdot \text{lin}(r_{sint}, 30, 70) + 1.06 \cdot \text{lin}(r_{sext}, 90, 110)^2 \\
 & + 1.06 \cdot \text{lin}(r_{rext}, 90, 110)^2 + 1.03 \cdot \text{lin}(l_{min_aim}, 3, 10)^2 \\
 & + 0.86 \cdot \text{lin}(entrefer, 1, 3) \cdot \text{lin}(r_{rext}, 90, 110) - 0.75 \cdot \text{lin}(r_{rint}, 45, 70) \cdot \text{lin}(r_{sint}, 30, 70) \\
 & - 0.75 \cdot \text{lin}(l_{enc}, 5, 15) \cdot \text{lin}(r_{sext}, 90, 110) + 0.66 \cdot \text{lin}(r_{rint}, 45, 70)^2 - 0.48 \cdot \text{lin}(l_{ouv}, 1, 4)^2 \\
 & - 0.48 \cdot \text{lin}(entrefer, 1, 3) \cdot \text{lin}(r_{rint}, 45, 70) - 0.45 \cdot \text{lin}(l_{enc}, 5, 15) \cdot \text{lin}(r_{rext}, 90, 110) \\
 & + 0.43 \cdot \text{lin}(entrefer, 1, 3) \cdot \text{lin}(l_{enc}, 5, 15) - 0.41 \cdot \text{lin}(l_{min_aim}, 3, 10) \cdot \text{lin}(r_{rext}, 90, 110) \\
 & - 0.34 \cdot \text{lin}(h_{ouv}, 1, 4)^2 - 0.33 \cdot \text{lin}(entrefer, 1, 3) \cdot \text{lin}(l_{min_aim}, 3, 10)
 \end{aligned} \tag{Eq 4.7}$$

La complexité de la fonction substitut [Eq 4.7] ne permet pas d'isoler les paramètres de la machine les plus influents. Pourtant la structure globale de cette équation peut être résumé ainsi :

$$Fonction = < Couple > + A \cdot \text{lin}(nom, X_{min}, X_{max}) + \dots \tag{Eq 4.8}$$

Avec <Couple> la valeur moyenne du couple électromagnétique calculée autour de laquelle les différentes expériences oscillent, A un coefficient numérique permettant d'estimer l'importance du paramètre géométrique (plus ce coefficient est grand, plus le paramètre géométrique est important), nom étant le nom du paramètre géométrique optimisé et Xmin, Xmax sont les bornes inférieures et supérieures du paramètre géométrique.

Fort de cette explication sur la détermination de la fonction objectif, après ce débroussaillage, la valeur moyenne de cette machine est de 18.72 Nm en valeur absolue soit pour la machine complète un couple électromagnétique de 74.88 Nm. Tous les autres résultats des itérations vont se situer autour de cette valeur. Dans ce cas, en fonction de l'équation (Eq 4.7) et de la figure 4.27 montrant graphiquement l'ordre d'influence des paramètres (en bas de l'échelle grande importance du paramètre géométrique), il est possible de déduire que la largeur de l'encoche (terme au carré et ayant le plus grand coefficient) le rayon extérieur du rotor et l'entrefer sont les trois paramètres d'entrées d'optimisation les plus importants de notre problème. Cependant, il n'est pas possible d'écarter un paramètre définitivement. Lorsqu'une analyse plus précise de cette fonction substitut est menée, il s'avère qu'il n'y a pas d'écart significatif entre les différents paramètres pour pouvoir en exclure de nos optimisations futures.

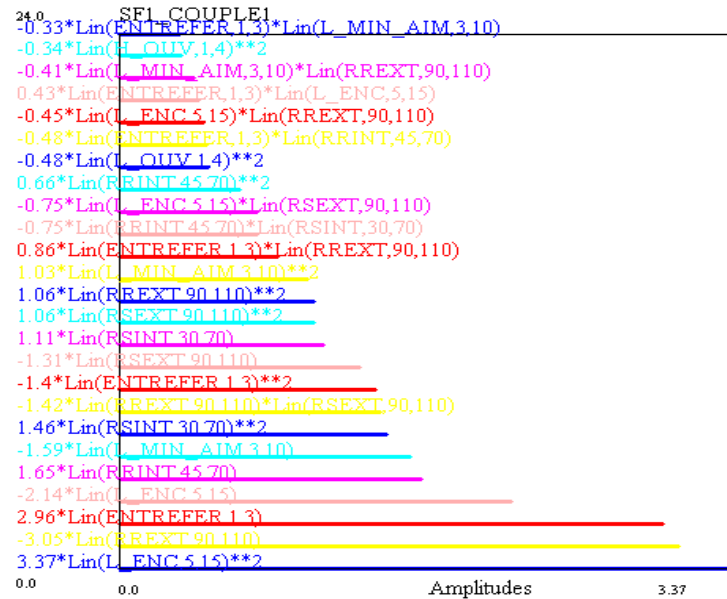


Figure 4.27 : Détermination des paramètres influents sur la fonction Objectif de la machine

Ce débroussaillage a seulement permis de mettre en évidence que la largeur de l'encoche de la machine jouait un rôle principal dans la valeur du couple électromagnétique. A un degré moindre, le rayon extérieur et l'entrefer peuvent sensiblement modifier le couple électromagnétique.

Les 80 « expériences numériques » obtenues à l'aide de FLUX peuvent être considérées comme 80 prototypes « virtuels ». En s'attardant manuellement sur chacun de ces prototypes, nous remarquons que le couple électromagnétique peut être significativement augmenté. Partant avec un couple de 86.5 Nm (voir Etude Magnétotransitoire), le couple électromagnétique atteint 124 Nm pour la configuration suivante grâce simplement au débroussaillage :

Entrefer = 1 mm	H_dent = 40 mm	H_ouv = 4 mm	L_enc = 15mm
L_min_aim = 10 mm	L_ouv = 1 mm	Rrext = 110 mm	Rrint = 45 mm
Rsint = 30 mm	Rsext = 110 mm		

Ces premiers résultats encourageants montrent que la machine discoïde à bobinage sur dents n'était pas à l'optimum de ses capacités. Simplement en créant des prototypes virtuels et en analysant les paramètres influents, nous remarquons qu'il est possible de gagner 30 % de couple électromagnétique en modifiant légèrement les dimensions de la machine. Pourtant l'optimum n'est toujours pas atteint puisque les surfaces de réponse et surtout l'optimisation en 3 Dimensions n'ont toujours pas été effectuées. Ces deux points sont l'objet des deux paragraphes suivants.

4.4.3 Optimisations

4.4.3.1 Optimisations directes

Coûteux en temps (création de 80 prototypes « virtuels » à l'aide FLUX), le débroussaillage a indiqué les paramètres géométriques à étudier plus précisément lors de l'optimisation. Pour ce problème électromagnétique, une optimisation stochastique déterministe est choisie car tous les paramètres sont continus et dérivables. Quasi-instantanée, l'optimisation livre au bout de 8 itérations le résultat final et la valeur du couple optimisé soit 129 Nm (Figure 4.28).

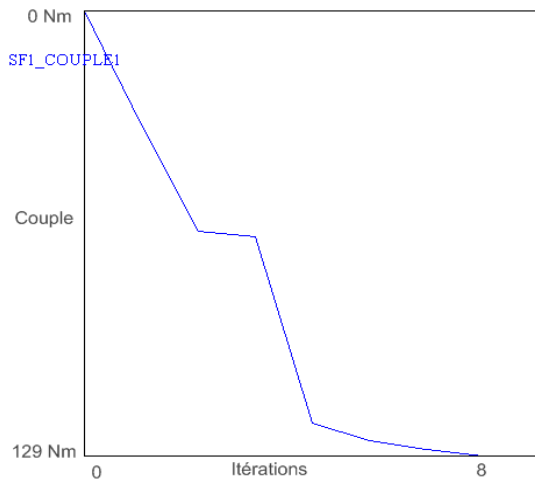


Figure 4.28: Evolution de la fonction Objectif

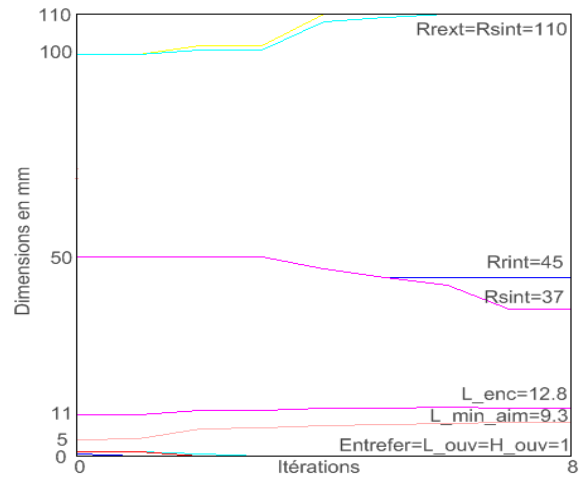


Figure 4.29: Evolution des paramètres d'optimisation

Le point optimal de la machine discoïde à bobinage sur dents est donc atteint pour la configuration décrite en Figure 4.29. En comparant le couple électromagnétique en fin d'étude magnétotransitoire et le couple en fin d'optimisation, un gain de plus de 30 % a été obtenu simplement en jouant sur la géométrie de la machine. Pour avoir une comparaison plus compréhensive, la figure 4.30 représente graphiquement une dent, une pièce polaire et un aimant avant et après l'optimisation. Trois points de modifications ont été localisés sur les différentes pièces. Le premier point (noté 1 sur la figure 4.30) concerne le stator dont la surface d'échange s'agrandit. Après optimisation, le rayon intérieur du stator n'est plus identique au rayon intérieur du rotor. Ce changement a pour conséquence de réduire les têtes de bobines de la machine. Le deuxième point (noté 2 sur la figure 4.30) concerne l'épanouissement dentaire qui diminue et arrive en butée minimale (pour la largeur et la hauteur de l'ouverture). Les résultats de cette optimisation montrent que les paramètres décrivant l'épanouissement dentaire tendent à diminuer voire à supprimer celui-ci. Enfin le troisième point de modification (noté sur 3 sur la figure 4.30) concerne les aimants. Naturellement pour augmenter le couple d'une machine, les aimants permanents voient leur volume augmenter. Cette optimisation met en évidence que la largeur minimale de l'aimant double. Ultérieurement un compromis devra être trouvé entre la maximisation du couple et le volume d'aimants utilisé (soit le coût de la machine).

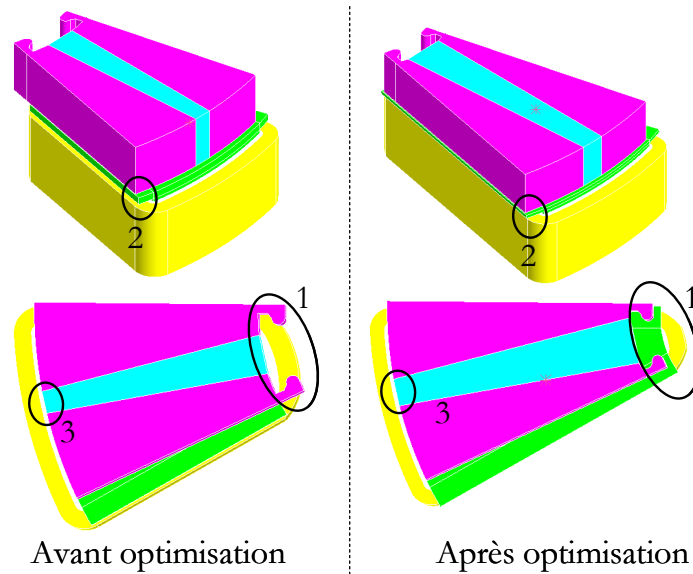


Figure 4.30 : Evolution graphique d'une pièce polaire, d'une dent et d'une bobine au cours de l'optimisation

Cette optimisation a permis de présenter une nouvelle approche d'optimisation dans le cas où un modèle analytique est complexe (difficulté pour déterminer les formes d'ondes pour un bobinage sur dents) et coûteux en temps (utilisation de nouveaux procédés faisant appel aux réseaux de réductance). De plus grâce aux résultats obtenus, les perspectives pour ce type de machine discoïde sont encourageantes.

4.4.4 Analyse de sensibilité ou de robustesse

Pour finir cette étude d'optimisation d'une géométrie en trois dimensions, une analyse de sensibilité ou de robustesse est possible grâce aux tracés de surfaces de réponses.

En fonction des résultats précédents, il s'avère que les deux paramètres les plus influents sur le couple de la machine à flux axial sont le rayon extérieur et la largeur de l'encoche. C'est pourquoi, pour l'étude de sensibilité, ces deux paramètres sont choisis (Figure 4.31). La surface du résultat est délimitée par un cube dont les arêtes en orange sur la Figure 4.31 représentent l'axe du couple électromagnétique, les arêtes en vert représentent l'axe du rayon extérieur et les arêtes en blanc représentent l'axe de la largeur de l'encoche.

Sur ce graphique d'analyse de robustesse, le résultat de l'optimisation précédente se trouve au point nommé A sur la Figure 4.31, c'est-à-dire un couple de 129 Nm pour une largeur d'encoches de 12.9 mm et un rayon extérieur de rotor de 110 mm. Avec cette analyse, on apprend qu'il n'est pas nécessaire d'augmenter la largeur de l'encoche car le couple de la machine diminuera. Naturellement, le couple est très influencé par la valeur du rayon extérieur du rotor. En effet, lorsque celui-ci diminue, le couple diminue et ce de façon linéaire. Enfin, cette machine d'étude est sensible aux variations de dimensionnement de la largeur de l'encoche. Il est aisé de constater qu'autour du point optimal, une variation de quelques millimètres de la largeur de l'encoche peut réduire fortement le couple électromagnétique. Pour une fabrication future, il faudra donc être vigilant aux dimensionnements des encoches de la machine.

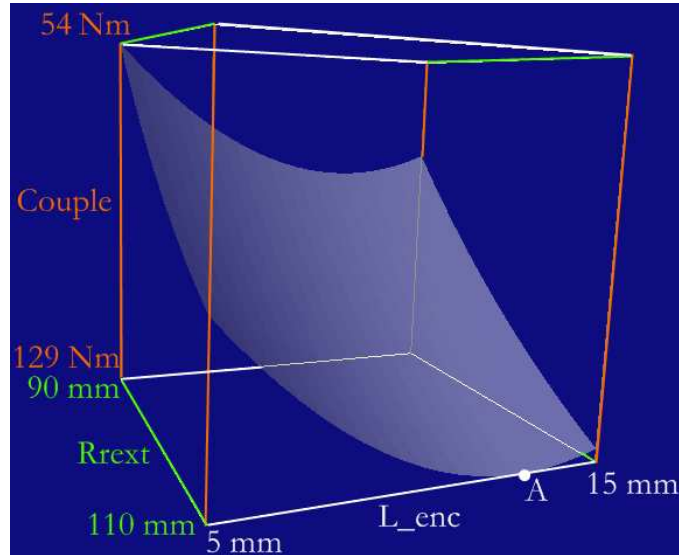


Figure 4.31 : Analyse de sensibilité de l'optimisation de la machine à flux axial

4.4.5 Conclusion

Ce paragraphe a permis de mettre en avant une approche d'optimisation en trois dimensions. Cette optimisation est possible en faisant interagir le logiciel FLUX (pour la fabrication de prototypes virtuels) et FGot (pour l'optimisation). L'utilisation des plans d'expériences de ce logiciel facilite et allège les temps d'optimisation d'un problème en trois dimensions. La machine à flux axial à bobinage sur dents a bénéficié de ce processus d'optimisation pour atteindre son point optimum calculé par rapport à sa fonction objectif le couple électromagnétique. Les résultats montrent qu'il est possible de gagner 30 % de couple électromagnétique (passage de 86 Nm à 129 Nm) simplement en retravaillant les dimensions des parties actives. De plus, une analyse de la sensibilité montre qu'il est important de respecter les dimensions du point optimal pour ne pas réduire de 5 voire 10 % le résultat final du couple électromagnétique.

4.5 Conclusion

Ce chapitre a permis d'analyser une autre configuration de machine à flux axial. Le bobinage réparti apportant un bon nombre d'inconvénients, l'étude du bobinage sur dents pour une machine axiale semble montrer que celui-ci est mieux adapté à la configuration souhaitée (2 entrefers et aimants enterrés).

L'approche indirecte de l'optimisation nous a obligé à entamer l'étude par une équivalence en deux dimensions pour déterminer rapidement le nombre d'encoches et de dents. Le modèle numérique par éléments finis en trois dimensions du moteur de 12 encoches et 14 pôles montre que le risque de démagnétisation des aimants est écarté et que l'induction est excessive dans les épanouissements dentaires. Une comparaison de machines avec épanouissement et sans épanouissement dentaire met en avant l'intérêt d'un épanouissement dentaire puisque rendement (97,5%), force magnétique d'attraction (8000 N) et couple (86 Nm) y sont améliorés. L'optimisation numérique via des plans d'expériences a permis de montrer qu'il est possible d'augmenter de 30% le couple électromagnétique de cette machine. En revanche l'étude de robustesse ou de sensibilité souligne l'importance de respecter les dimensions du point optimal

car dans le cas contraire la fonction objectif (soit le couple électromagnétique) peut être réduite de 10 %. C'est le cas lorsque la largeur de l'encoche est de 12 mm au lieu de 12.9 mm.

Comparée à la machine à bobinage réparti, la machine discoïde à bobinage sur dents s'adapte mieux à la géométrie du stator central. Le rendement, le volume d'encombrement et la polyvalence sont fortement améliorés. Pour continuer nos investigations sur les machines discoïdes à stator central, le prochain chapitre traite de l'étude expérimentale d'une maquette où la géométrie de base est conservée et le bobinage est concentré.

Chapitre 5 :
Etude d'une Maquette de Machine
Discoïde à Bobinage sur Dents

Chapitre 5

Etude d'une Maquette de Machine Discoïde à Bobinage sur Dents

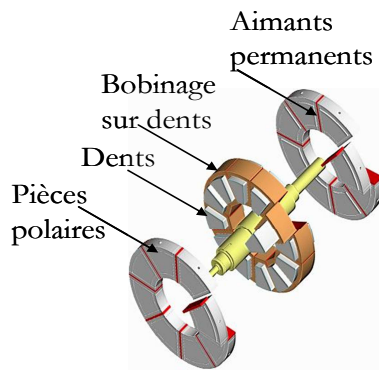
5.1 Introduction

Les deux chapitres précédents ont été consacrés aux études purement théoriques que nous avons effectuées sur des machines à flux axial double entrefer. Dans ce chapitre, l'opportunité d'étudier expérimentalement une machine discoïde à double entrefer est présentée. Cette structure à double entrefer est-elle réalisable ? Les matériaux utilisés et le bobinage choisi sont-ils les plus adaptés à la structure générale de la machine ? L'objectif de ce chapitre est double. Il est d'analyser et d'étudier le comportement d'une machine discoïde à double entrefer et de comparer les résultats obtenus à ceux d'un modèle numérique en trois dimensions. Faut-il prendre le modèle numérique ou les essais expérimentaux comme référence ? Peut-il y avoir une complémentarité entre essais théoriques et essais pratiques ? Ce chapitre permettra de se faire une idée sur ces questions mais aussi d'illustrer par une application industrielle réalisée le travail mené et exposé lors des chapitres précédents.

5.2 Présentation de la maquette

5.2.1 La maquette d'étude

Pour approfondir les différentes études menées sur les moteurs discoïdes, nous nous proposons d'étudier une maquette de machine discoïde conçu et réalisé par Leroy-Somer [SAI 03] (Figures 5.1 et 5.3). Comme pour les deux machines étudiées précédemment, ce moteur discoïde est muni de 2 rotors (Figure 5.2) et d'un stator central (Figure 5.4). Les rotors sont positionnés pour que le flux traverse axialement le stator. Les aimants permanents constituant les rotors sont placés de façon à être utilisés en concentration de flux. Cette même concentration de flux est accentuée par la présence de méplats sur les pièces polaires.



Rayon extérieur= 129.5 mm

Rayon intérieur= 63 mm

Longueur totale= 96 mm

Entrefer= 1 mm

Pôles= 8

Nombre d'encoches= 12

Figure 5.1 : Géométrie globale de la maquette et récapitulatif des dimensions

De par sa conception à 12 dents au stator et 8 pôles aux rotors, le bobinage de ce moteur est un bobinage sur dents. Toutes les parties actives de cette machine (c'est-à-dire stator et rotors) sont réalisées avec de la poudre de fer. Cette machine discoïde triphasée est conçue pour obtenir à vitesse nominale (6500 tr/min) un couple de 70 Nm soit 45 kW de puissance.

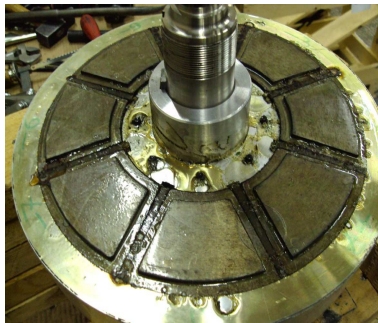


Figure 5.2: Un des rotors de la maquette



Figure 5.3: Vue d'ensemble de la maquette

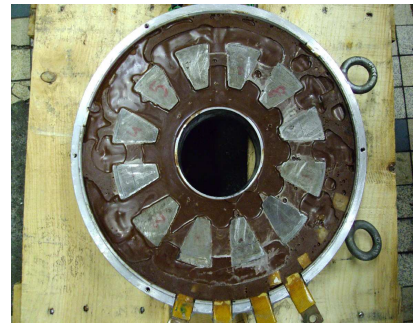


Figure 5.4: Stator résiné de la maquette

Cette machine discoïde est particulièrement confinée c'est pourquoi le circuit de refroidissement doit être au cœur de la machine. Le circuit à eau de refroidissement composé d'un serpentin intérieur et d'un serpentin extérieur en cuivre (Figure 5.7) passe donc aux abords des têtes de bobines pour refroidir au mieux les points chauds. Le diamètre intérieur de ce tube est de 6 mm et de 8 mm pour le diamètre extérieur. Pour surveiller la température des différents points chauds, 6 thermocouples ont été placés en plusieurs endroits. Les thermocouples Th1, Th2, Th5 et Th6 sont en contact entre le bobinage et l'isolant. Les thermocouples Th3 et Th4 sont directement en contact avec le noyau métallique de la bobine (Figure 5.5).

Tenant compte des études précédentes et de l'importance des forces d'attraction électromagnétiques entre le rotor et le stator, il a été décidé d'ajouter des renforts mécaniques pour réduire le risque d'attraction. Ces renforts (Figure 5.6) sont conçus en plastique et permettent de bloquer l'ensemble « résine et dents » du stator par rapport aux deux rotors. Ultérieurement, les essais montreront que ces renforts sont nécessaires.

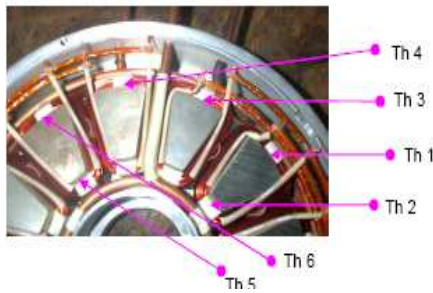


Figure 5.5: Emplacement des thermocouples



Figure 5.6: Renforts mécaniques



Figure 5.7: Circuit de refroidissement

5.2.2 Les bancs d'essais

5.2.2.1 Présentation des bancs d'essais

Pour caractériser au mieux cette maquette discoïde, deux bancs d'essais sont nécessaires. Un banc pour les essais en charge (Figure 5.8) est alors installé avec un ensemble variateur PowerDrive et codeur pour piloter la machine et une charge accouplée à l'arbre du moteur discoïde.

Le banc pour les essais à vide en fonctionnement génératrice (Figure 5.9) est équipé d'un moteur asynchrone. Celui-ci entraînera la machine d'étude grâce à un système de poulie, courroie. Un variateur permet de piloter le moteur asynchrone.

L'appareil de mesure pour les essais en génératrice est une console de mesure Chauvin Arnoux et permet de relever courant et tension, tandis qu'un tachymètre contrôle la vitesse. Concernant les essais en charge, une console de mesure permet de relever instantanément les valeurs efficaces et les fondamentaux des puissances absorbées et utiles, courant et tension de la machine d'étude et du variateur.

Pour alimenter le circuit de refroidissement à eau, un circuit fermé d'eau est raccordé au moteur discoïde. Le débit de circuit est de 300 litres par heure.

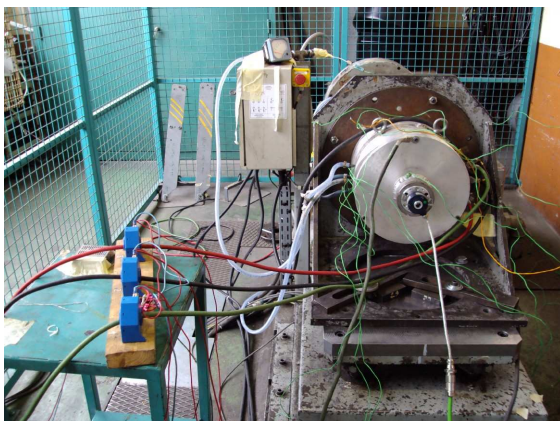


Figure 5.8: Banc pour les essais en charge



Figure 5.9: Banc pour les essais en génératrice

5.3 Applications : Caractérisation de la maquette

Pour pouvoir caractériser la maquette le plus finement possible, il a été décidé de réaliser un modèle numérique en trois dimensions par éléments finis sous FLUX qui pourra compléter, vérifier et aider à la compréhension des résultats obtenus grâce aux essais expérimentaux. Ce paragraphe se décline en trois parties dans lesquelles essais théoriques et essais pratiques seront présentés. Le but de ce paragraphe est de comparer théorie et pratique pour valider le modèle numérique, d'analyser les performances de la machine et de discuter sur les points à améliorer.

5.3.1 Fonctionnement à vide

Les premiers essais entrepris sont des essais à vide de la machine. Ces essais permettent d'étudier le comportement magnétique de la machine, de déterminer la force électromotrice et d'en déduire le coefficient K_e (égale à la force électromotrice à la vitesse nominale divisée par la vitesse nominale). Ces premiers essais permettent aussi de vérifier la certitude du modèle numérique en trois dimensions. Ces essais à vide ont été effectués en fonctionnement moteur.

5.3.1.1 Etude du comportement magnétique

Le comportement magnétique de la maquette ne peut s'étudier seulement avec le modèle numérique théorique. C'est pourquoi, la complémentarité des essais pratiques et théoriques est intéressante dans ce cas. Même pour les essais à vide, il est nécessaire de surveiller et d'analyser le comportement magnétique de cette machine. Ce paragraphe met donc en avant le niveau d'induction dans les dents et le champ magnétique dans les aimants.

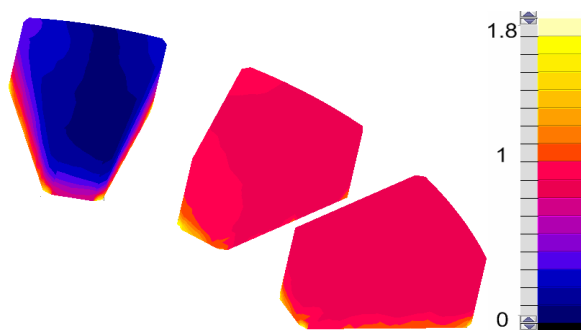


Figure 5.10 : Induction des dents statoriques à 750 tr/min

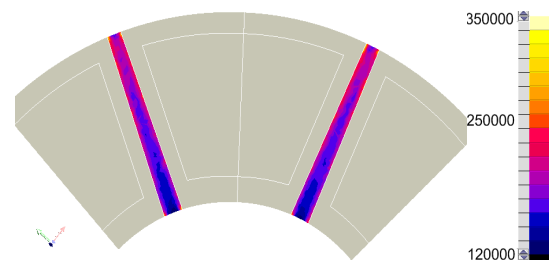
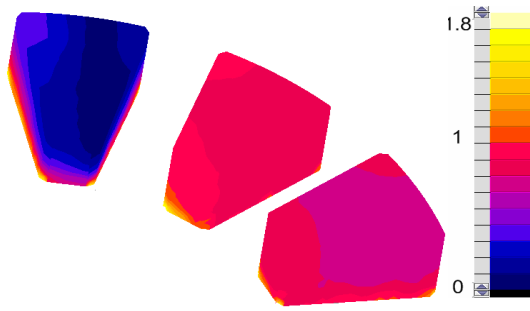
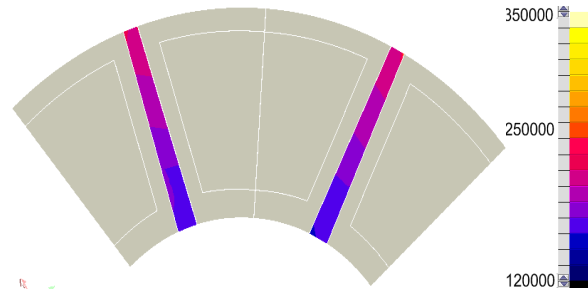


Figure 5.11 : Champ H dans les aimants à 750 tr/min

A vide, les dents du stator ne doivent pas saturer puisqu'il n'y a pas la présence de courant d'alimentation (ou courant faible, de l'ordre du dixième d'Ampère). C'est pourquoi, quelque soit la vitesse de rotation, le module de l'induction B dans les dents n'atteint pas 2 Tesla. Les figures 5.10, 5.12 et 5.14 montrent par ailleurs que la somme des inductions dans ces trois dents est nulle. Les zones où l'induction est la plus forte se trouvent aux abords de l'entrefer et dans les coins des pièces (là où des singularités de maillage apparaissent).

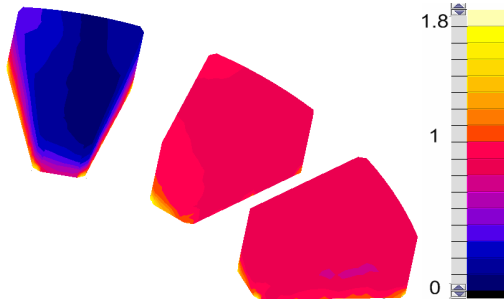


**Figure 5.12 : Induction des dents statoriques
à 1500 tr/min**

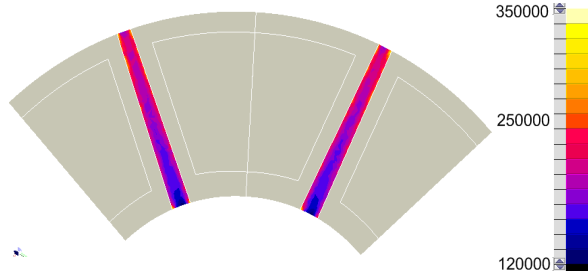


**Figure 5.13 : Champ H dans les aimants
à 1500 tr/min**

Le principal inconvénient des aimants pour l'excitation rotorique est le risque de désaimantation. Pour ce genre d'aimants (de matériau Néodyme Fer Bore), dans l'industrie il est préconisé de se fixer comme limite un champ magnétique maximal de 650 kA/m. Pour ces essais à vide, le champ dans les aimants est largement en deçà de cette limite puisque dans le cas le plus critique (à la vitesse de 3000 tr/min), ce champ n'atteint pas 350 kA/m (Figure 5.11, 5.13 et 5.15).



**Figure 5.14 : Induction des dents statorique à
3000 tr/min**



**Figure 5.15 : Champ H dans les aimants
À 3000 tr/min**

5.3.1.2 Etude des paramètres électriques

L'étude des paramètres électriques, en particulier la tension entre phases de la machine, permet d'une part de déterminer le coefficient K_e , et d'autre part de comparer et valider le modèle théorique.

Avant d'exploiter les allures de tensions et spectres associés, il sera intéressant de constater la présence d'harmoniques de rangs pairs (Figure 5.19), incompatible avec le fonctionnement théorique d'une machine tournante triphasée. D'un point de vue physique, rien n'explique la présence gênante de ces harmoniques de rangs pairs. La cause de ces harmoniques est due au bruit numérique généré par les simulations du logiciel. Des essais menés dans l'optique de comprendre la cause de ces harmoniques ont montré d'une part qu'il était possible de les réduire en affinant le maillage autour des bobines non maillées ou aux abords de l'entrefer (augmentation du temps de calcul), et d'autre part que ces harmoniques n'altèrent en rien les résultats portés par les autres harmoniques, et en particulier le fondamental.

Pour l'exploitation des résultats, afin d'être le plus proche de la réalité pour ces simulations par éléments finis en 3 dimensions, un circuit électrique a été incorporé pour avoir des informations sur les tensions simples et composées de cette machine. Pour chaque vitesse étudiée, la tension et le spectre de celle-ci sont étudiés.

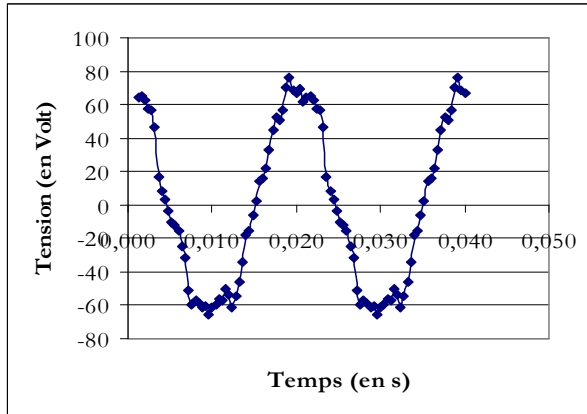


Figure 5.16 : Tension à vide entre phases
à 750 tr/min

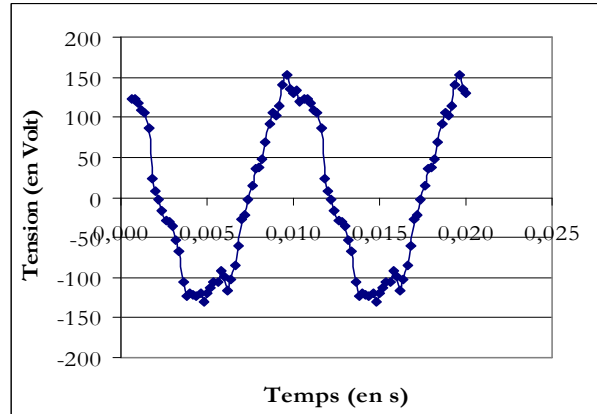


Figure 5.17 : Tension à vide entre phases
à 1500 tr/min

Quelque soit la vitesse d'étude, les tensions à vide entre phases relevées (ou force électromotrice) sont quasi-sinusoidales donc d'allures proches de celles attendues (Figure 5.16 à 5.18). Le bobinage adopté pour cette maquette réalise bien un champ tournant sinusoïdal. Les résultats de ces essais théoriques amènent à 750 tr/min une valeur efficace de la force magnétomotrice de 48.3 V, à 1500 tr/min 94.2 V et à 3000 tr/min 190.2 V (Figure 5.19).

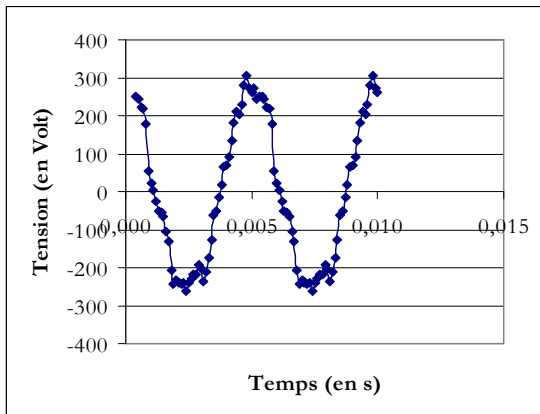


Figure 5.18 : Tension à vide entre phases
à 3000 tr/min

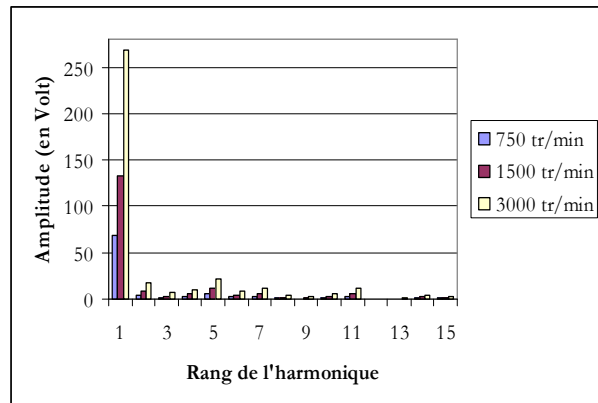


Figure 5.19 : Spectre des tensions (valeurs maximales) à différentes vitesses

5.3.1.3 Etude de la force d'attraction

Pour les essais à vide, les grandeurs globales se limitent principalement la force magnétique d'attraction entre le rotor et le stator. Le tableau 5.1 répertorie les composantes des vecteurs des forces magnétiques.

Vitesse (tr/min)	F _x (N) Composante tangentielle	F _y (N) Composante tangentielle	F _z (N) Composante normale
750	- 24	-88	5384
1500	-24	-112	5216
3000	-16	96	5296

Tableau 5.1: Décomposition du vecteur force magnétique à différentes vitesses

La force d'attraction prépondérante se situe bien parallèlement à l'axe de rotation de la machine (ici l'axe z) et vaut en moyenne et quelle que soit la vitesse de rotation environ 5300 N soit un poids de 530 kg sur la surface du stator. Même à vide, cette force est importante et devra être compensée par des renforts mécaniques.

5.3.1.4 Exploitation des résultats du fonctionnement à vide: Détermination du K_e

Avant d'exploiter directement les résultats de ces essais à vide, rappelons brièvement l'équation vectorielle de la machine synchrone. Le diagramme vectoriel de la machine synchrone (Figure 5.20) pour un point de fonctionnement en défluxage est défini par la tension (V), la force électromotrice (E), le courant (I), la résistance (R) et les réactances (X_d et X_q).

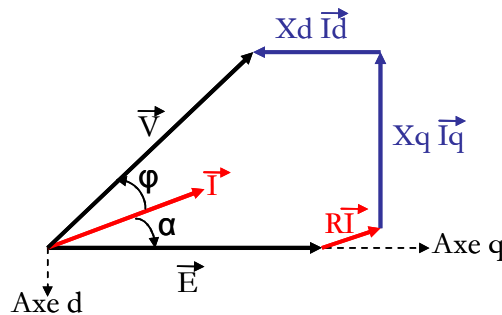


Figure 5.20: Diagramme vectoriel de la machine synchrone en fonctionnement défluxé

Grâce à ce diagramme, il est possible de déterminer l'équation vectorielle de la machine synchrone [Eq 5.1].

$$V^2 = (E - X_d \cdot I \cdot \sin \alpha + R \cdot I \cdot \cos \alpha)^2 + (X_q \cdot I \cdot \cos \alpha + R \cdot I \cdot \sin \alpha)^2 \quad [\text{Eq 5.1}]$$

Cette équation [Eq 5.1] permet de démontrer que si le courant tend vers zéro ou s'annule alors la tension relevée aux bornes du moteur est la force électromotrice. Grâce aux essais à vide, il est donc simple de déduire le rapport K_e (rapport entre la force électromotrice et la vitesse). Ce rapport permet d'évaluer la variation linéaire et l'équilibre des tensions entre phases en fonction de la vitesse.

Pour établir une comparaison entre les essais théoriques et pratiques, les premiers essais entrepris sur la maquette ont concerné les essais à vide en fonctionnement moteur. La machine entraîne une charge quasi-nulle. Avec les essais théoriques obtenus, il est possible de déterminer des paramètres précisant les caractéristiques et le comportement de la machine. Le tableau 5.2 rappelle la valeur des tensions efficaces entre phases (ou force électromotrice) aux vitesses respectives et le calcul du rapport K_e .

		Essais Théoriques	Essais Pratiques	Différence
A 750 tr/min	Tension	46 V	43.9 V	5 %
	Ke	0.0613 V/tr/min	0.058 V/tr/min	5 %
A 1500 tr/min	Tension	94.2 V	95.4 V	1.5 %
	Ke	0.0627 V/tr/min	0.0636 V/tr/min	1.5 %
A 3000 tr/min	Tension	190.2 V	173.7 V	9 %
	Ke	0.0634 V/tr/min	0.0579 V/tr/min	9 %

Tableau 5.2: Comparatif essais théoriques et essais expérimentaux

Sur ce tableau 5.2, les comparatifs entre essais théoriques numériques et essais pratiques montrent qu'il existe un très faible écart entre ces différents essais (toujours inférieur à 10 %). Cette bonne corrélation entre la théorie et la pratique permet de conclure sur la validité du modèle numérique en trois dimensions.

Outre le caractère comparatif de ce tableau, celui-ci permet aussi d'analyser le coefficient K_e de la machine. Les conditions d'essais pratiques n'ont pu être répétées à l'identique trois fois (stabilité thermique, température d'échauffement), à la vitesse de 1500 tr/min le coefficient K_e est surélevé comparé aux autres vitesses de rotation de 750 tr/min et 3000 tr/min. Néanmoins l'ordre de grandeur est respecté. Aux vitesses de rotation de 750 tr/min et 3000 tr/min, le coefficient K_e est stable et avoisine 0.06 V/tr/min (0.062 en pratique contre 0.058 en théorie).

Le bilan de ces essais à vide est donc satisfaisant puisque le coefficient K_e n'évolue que sensiblement en fonction de la vitesse ; il est donc stable. La deuxième conclusion concerne le comparatif démontrant la validité du modèle numérique. Il permettra de compléter de façon correcte le fonctionnement et le comportement de la maquette pour les prochains essais.

5.3.2 Fonctionnement en court-circuit

Pour poursuivre la caractérisation de la maquette, un essai en court-circuit semble nécessaire. Le banc d'entraînement pour l'essai en génératrice à vide est utilisé pour entraîner la maquette via une machine asynchrone à une vitesse de référence. La maquette est mise en court-circuit au moyen d'un contacteur.

L'intérêt de ces essais, grâce aux courants et aux tensions relevés, est de déterminer l'inductance directe de la machine L_d .

5.3.2.1 Etude des paramètres électriques

Numériquement, l'essai en court circuit sous Flux se réalise en plaçant de très faibles résistances après les bobines dans un circuit électrique. Les relevés des courants de court circuit à 1500 tr/min (Figure 5.21) et à 3000 tr/min (Figure 5.22) montrent des courbes quasi-sinusoïdales. Ils donnent directement la valeur efficace de chacun des courants à savoir à 1500 tr/min un courant de court circuit moyen de 66 A et à 3000 tr/min un courant moyen de 66.5 A.

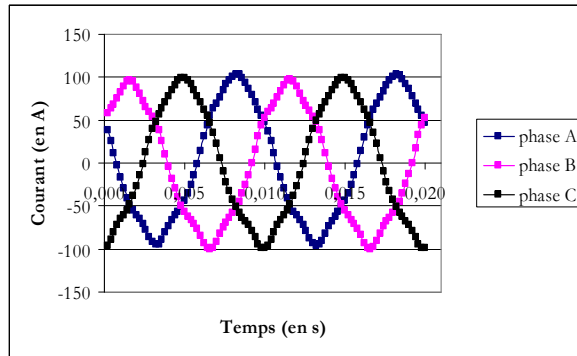


Figure 5.21: Evolution des courants de court-circuit à 1500 tr/min

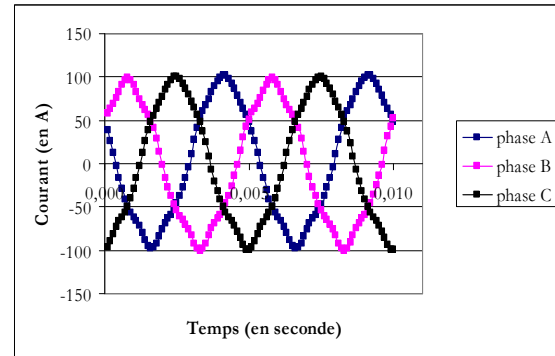


Figure 5.22: Evolution des courants de court-circuit à 3000 tr/min

Expérimentalement, en mettant la machine en court circuit, les grandeurs à relever étaient la vitesse (à l'aide d'une tachymètre), les trois courants, pour vérifier l'équilibrage de la machine et en déduire une valeur moyenne de courant et la tension entre phases lors de l'essai à vide. Le tableau 5.3 présente les résultats obtenus lors de ces essais et serviront pour déterminer l'inductance directe de la machine. La particularité de cet essai est d'avoir une très bonne stabilité du courant quelle que soit la phase et la vitesse de rotation.

Vitesse	1000 tr/min	1500 tr/min	2000 tr/min	3000 tr/min
Courant phase A	62.9 A	63 A	63.1 A	63.1 A
Courant phase B	62.8 A	63 A	63.1 A	63.1 A
Courant phase C	62.8 A	63 A	63 A	63.1 A
Tension entre phases à vide	57.8 V	86.6 V	115.3 V	172.7 V

Tableau 5.3: Relevés des courants et tensions pour les essais en court-circuit.

5.3.2.2 Détermination des inductances directes

Pour déterminer l'inductance directe de la machine, l'essai en court circuit est nécessaire en appliquant l'équation [Eq 5.1]. Dans cette équation, la force électromotrice est celle obtenue lors de l'essai à vide, la tension V devient nulle et la résistance devient rapidement négligeable devant la réactance. Il apparaît alors:

$$L_d = \frac{E}{\omega \cdot I_{cc}} = \frac{E}{p \cdot \Omega \cdot I_{cc}} \quad [\text{Eq 5.2}]$$

Avec Ω la vitesse de rotation de la machine en rd/s.

Grâce aux résultats obtenus précédemment lors des essais en charge et à vide, il est possible de dresser le tableau 5.4 récapitulant les paramètres participant à la détermination de l'inductance directe.

		Essais Théoriques	Essais Pratiques	Différences
A 1500 tr/min	Tension	94.2 V	86.6 V	8 %
	Courant	66 A	63 A	4.5 %
	Ld	1.31 mH	1.26 mH	4 %
A 3000 tr/min	Tension	190.2 V	172.7 V	9 %
	Courant	66.5 A	63.1 A	5 %
	Ld	1.31 mH	1.26 mH	4 %

Tableau 5.4: Comparaisons théorie/pratique pour l'inductance directe

Les essais en court-circuit ont été principalement réalisés pour déterminer l'inductance directe de la machine. Que ce soit en théorie ou en pratique, les valeurs calculées ou mesurées sont proches (un écart de 5%) et montrent une nouvelle fois la fiabilité du modèle numérique en trois dimensions. Grâce aux essais en charge présentés dans le prochain paragraphe, la valeur de l'inductance directe (1.31 mH) sera mise en relief et discutée en fonction de la valeur de l'inductance en quadrature.

5.3.3 Fonctionnement en charge

Les essais précédents, à vide et en court circuit, ont permis de dégager certains paramètres (le coefficient K_e , l'inductance directe) de la maquette discoïde. Mais ceci n'est pas suffisant. Il est primordial de réaliser des essais en charge pour évaluer et analyser le couple électromagnétique de la machine, les pertes et le rendement. Ce paragraphe expose donc les résultats du fonctionnement en charge de la machine pour les essais théoriques et expérimentaux.

5.3.3.1 Etude des paramètres électriques

Pour étudier le fonctionnement en charge, les tensions entre phases de la maquette apportent des premiers renseignements sur la validité du modèle numérique en charge, ainsi que sur l'étude du spectre de ces tensions. Pour ces essais en charge, la machine est alimentée par des courants triphasés sinusoïdaux prenant pour valeurs maximales 46 A à 750 tr/min, 59 A à 1500 tr/min et 70 A à 3000 tr/min. Ces valeurs de courant sont en réalité les valeurs récoltées lors des essais expérimentaux (voir Tableau 5.5).

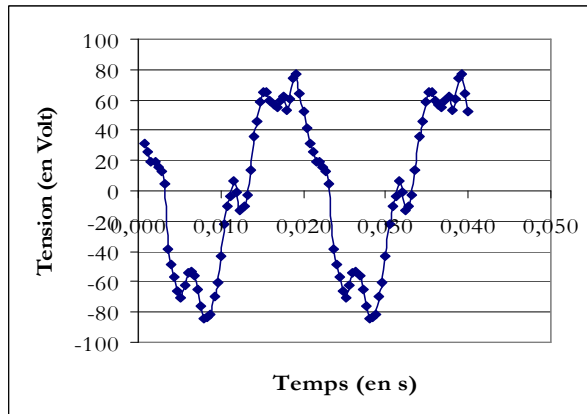


Figure 5.23 : Tension entre phases en charge à 750 tr/min

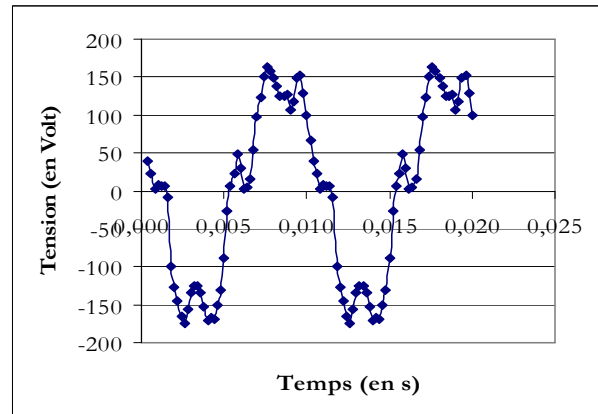


Figure 5.24 : Tension entre phases en charge à 1500 tr/min

Lors d'une première analyse rapide, les allures globales des différentes courbes à toutes les vitesses sont semblables et sont aussi bruitées. Les distorsions de ces tensions sont caractérisées par l'importance de l'harmonique de rang 5 présent dans les spectres respectifs. Cet harmonique, présent également pour des bobinages répartis, correspond à 20% de la valeur du fondamental. De plus, comme lors des essais à vide, les harmoniques de rang pair sont présents et illustrent les bruits numériques des simulations.

En comparant ces essais théoriques avec les essais expérimentaux, il apparaît que les résultats sont proches (voir Tableau 5.5). En effet, pour les essais théoriques, d'après les spectres des tensions entre phases (voir Figure 5.26), les tensions entre phases efficaces en charge sont de 49.6V, 109.6V et 242.5V respectivement à 750, 1500 et 3000 tr/min. Alors qu'en pratique, il a été mesuré 113.9 V et 228.7 V à 1500 et 3000 tr/min. Le modèle numérique en charge est donc validé et fiable pour la détermination de l'inductance en quadrature.

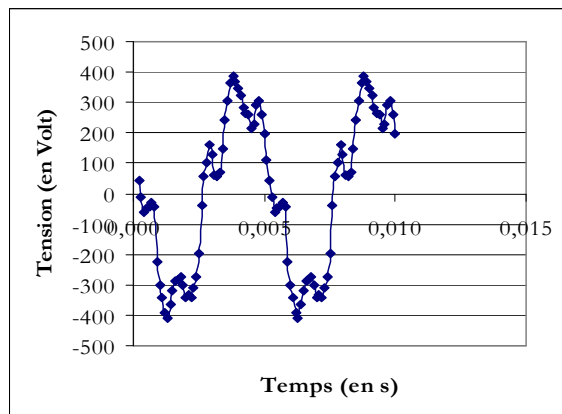


Figure 5.25 : Tension entre phases en charge à 3000 tr/min

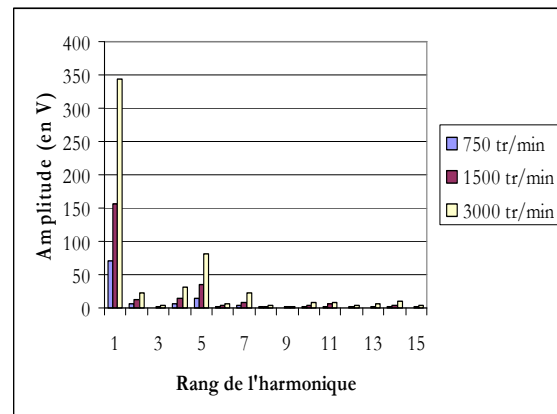


Figure 5.26 : Spectre des tensions (valeurs maximales) en charge à différentes vitesses

5.3.3.2 Détermination de l'inductance en quadrature

Les inductances de la maquette sont importantes et permettent de déterminer le rapport entre l'inductance directe et l'inductance en quadrature. Pour calculer l'inductance L_q , il est nécessaire

d'utiliser les essais à vide effectués précédemment et un essai en charge. Le calcul de l'inductance est complexe et ne peut être que théorique. En repartant de l' [Eq 5.1], pour déterminer cette inductance, il est nécessaire d'imposer un angle α (non possible en pratique) entre le courant et la force électromotrice à une valeur désirée. Cet angle est appelé angle de calage ou de défluxage.

Sous FLUX, cette étape consiste à retarder le courant sinusoïdal en fonction de l'allure de la force électromotrice relevée lors des essais à vide. L'angle de calage est ainsi connu et déterminé. Par conséquent, tous les éléments pour le calcul de l'inductance en quadrature sont connus et grâce à la formule suivante :

$$V^2 = (E - X_d \cdot I \cdot \sin \alpha)^2 + (X_q \cdot I \cdot \cos \alpha)^2 \Rightarrow X_q = \frac{\sqrt{V^2 - (E - X_d \cdot I \cdot \sin \alpha)^2}}{I \cos \alpha} \quad [\text{Eq 5.2}]$$

Avec V la tension efficace entre phases en charge pour décalage non nul entre courant et force électromotrice de la maquette, E la force électromotrice, I le courant de phase efficace, α l'angle de calage et X_d , X_q les réactances directe et en quadrature. La résistance R étant faible, il est possible de la négliger.

L'inductance en quadrature est connue par :

$$L_q = \frac{\sqrt{V^2 - (E - X_d \cdot I \cdot \sin \alpha)^2}}{p\Omega I \cos \alpha} \quad [\text{Eq 5.3}]$$

Avec Ω la vitesse de rotation de la maquette en rad/s et p le nombre de paires de pôles.

Les valeurs d'inductances déterminées et reportées dans le tableau 5.6 ont été obtenues pour un angle de calage de 10° et une tension entre phases de 102.2 V à 1500 tr/min et 224.5V à 3000 tr/min.

		Essais Théoriques	Essais Pratiques	Ecart
A 1500 tr/min	Courant	59 A	59 A	0 %
	Tension pour $\alpha=10^\circ$	109.6 V	113.9 V	4 %
	Ld	1.31 mH	1.26 mH	4 %
	Lq	1.52 mH	—	—
A 3000 tr/min	Courant	70 A	70 A	0 %
	Tension pour $\alpha=10^\circ$	242.5 V	228.7 V	6 %
	Ld	1.31 mH	1.26 mH	4 %
	Lq	1.54 mH	—	—

Tableau 5.5: Comparatif et Détermination des inductances.

Ces calculs mettent en relief et permettent de comparer les différentes inductances afin d'estimer la nature de l'aimantation de la maquette. Pour rappel, il a été expliqué que lorsqu'une machine électrique est à pôles saillants l'inductance directe est plus grande que l'inductance en quadrature (soit $L_d > L_q$). Lorsque la machine est à aimants, L_d est inférieur à L_q . Mais si les aimants sont en surface alors L_d est légèrement inférieure à L_q et si les aimants sont enterrés

alors L_d est largement inférieure à L_q . D'après les résultats des essais, l'inductance directe est quasiment égale à l'inductance en quadrature. Ces résultats sont cohérents puisque les aimants sont placés de façon orthogonale à l'axe de rotation et le rotor possède des appendices sur les pièces polaires qui modifient l'aimantation de la maquette et imposent alors une inductance en quadrature égale à l'inductance directe. Les valeurs déterminées par les essais expérimentaux et théoriques sont donc cohérentes avec la théorie permettant de déterminer les inductances d'une machine.

Comme l'inductance en quadrature ne peut se déterminer qu'en théorie, il est maintenant possible de vérifier si ces valeurs calculées (Tableau 5.5) concordent avec les essais pratiques. En utilisant l'équation [Eq 5.2], vérifions la valeur de la tension en charge V à 1500 tr/min et à 3000 tr/min pour un angle de calage de 10° et une résistance statorique R de 70 m Ω .

A 1500 tr/min, X_d et X_q valent respectivement 0.791 Ω et 0.967 Ω . Le courant en charge est de 59 A et la tension à vide (ou force électromotrice) est de 94.2 V. La tension en charge V vaut alors 113.7 V contre 113.9 V mesurée lors des essais (soit une différence de 1%).

A 3000 tr/min, X_d et X_q valent respectivement 1.583 Ω et 1.935 Ω . Le courant en charge est de 70 A et la tension à vide est de 190.2 V. La tension en charge V vaut alors 237.5 V contre 228.7 V mesurée lors des essais (soit une différence de 4 %).

Ces résultats de vérification montrent que les déterminations des inductions sont exactes. Ils permettent ainsi de vérifier et analyser les mesures effectuées par les essais pratiques.

5.3.3.3 Etude du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique est une grandeur globale importante car il permet de vérifier la cohérence entre les résultats pratiques et théoriques. Il permet également de déterminer la puissance qui peut être produite. Lors des essais expérimentaux, la valeur du couple était imposée par l'opérateur et des relevés de tensions, courants et puissances étaient réalisés. En théorie, la démarche inverse est effectuée puisque le courant d'alimentation est imposé et un relevé du couple est effectué. Dans cette partie, ce sont donc ces résultats théoriques qui sont exposés pour les vitesses de 750, 1500 et 3000 tr/min. Les valeurs des différents couples vont accroître car le courant d'alimentation augmentera en fonction de la vitesse (le courant est égal à 46, 59 et 70 A pour respectivement 750, 1500 et 3000 tr/min). Les allures et les spectres de ces différents couples électromagnétiques apportent des renseignements essentiels sur le fonctionnement de la maquette.

A 750 tr/min et dans cette configuration, le couple moyen électromagnétique de la machine est de 44 Nm. Mais il est facile de noter que les oscillations de celui-ci sont importantes et varient de 30 Nm à 60 Nm. Le spectre appuie cette observation et montre de plus que l'harmonique de rang 6 du couple est important, ainsi que les harmoniques de rangs 2, 3 et 4 mais à un degré moindre.

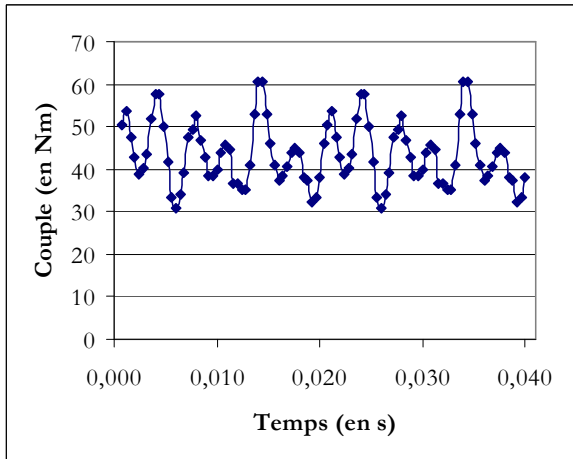


Figure 5.27 : Couple électromagnétique
à 750 tr/min et $I_{eff}=46$ A.

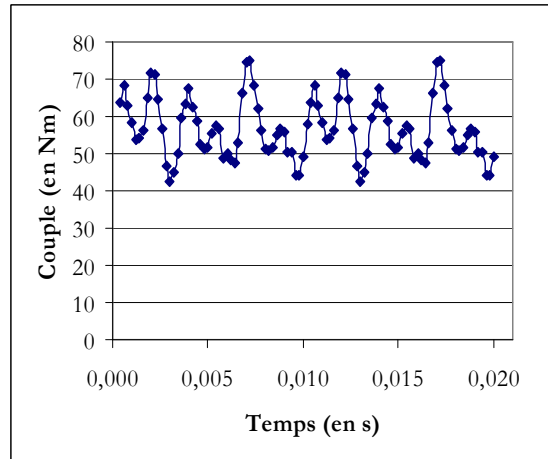


Figure 5.28 : Couple électromagnétique
à 1500 tr/min et $I_{eff}=59$ A.

La valeur moyenne de ce couple électromagnétique est de 57 Nm mais l'ondulation de celle-ci est préoccupante. En effet, malgré une diminution de ce taux d'ondulation par rapport à l'essai précédent, l'ondulation reste toutefois grande et pourrait nuire au bon fonctionnement de la machine. Le spectre du couple indique (comme lors de l'essai à la vitesse de 750 tr/min) que l'harmonique de rang 6 et à un degré moindre ceux de rang 2,3 et 4 deviennent importants.

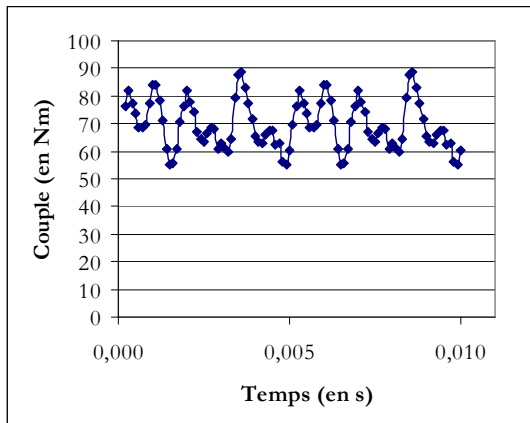


Figure 5.29 : Couple électromagnétique
à 3000 tr/min et $I_{eff}=70$ A.

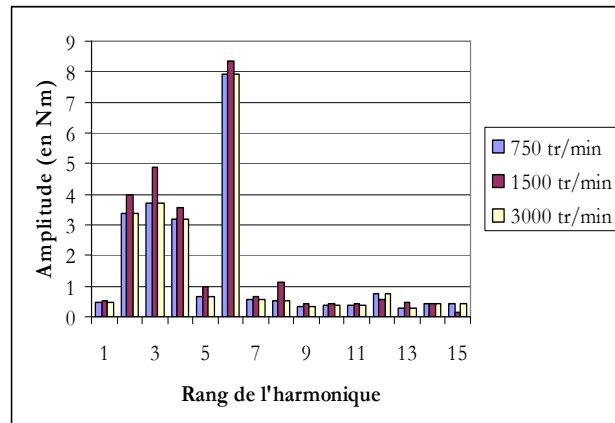


Figure 5.30 : Spectre des couples en charge
à différentes vitesses.

A la vitesse de 3000 tr/min, il est possible d'atteindre une valeur moyenne du couple de 69 Nm. Les oscillations allant de 55 Nm à 89 Nm sont diminuées par rapport aux essais à des vitesses moindres mais restent cependant importantes. En termes d'harmoniques, l'harmonique de rang 6 est toujours l'harmonique le plus grand mais les harmoniques de rangs 2, 3 et 4 deviennent prépondérants.

Ces essais théoriques montrent que lorsque le courant de phase est parfaitement sinusoïdal, le couple électromagnétique est particulièrement ondulant et atteint, dans le cas de la vitesse de 750 tr/min, une ondulation de 50%. En montant en vitesse, cette ondulation est atténuée mais toujours préoccupante. Lors des essais en charge expérimentaux, cette caractéristique n'était pas présente puisque le couple était fixé par l'opérateur via une charge.

5.3.3.4 Etude de la force d'attraction

Il a été remarqué lors des essais théoriques à vide l'importance de la force magnétique d'attraction entre le stator et le rotor. Cette tendance se confirme lorsque la machine est en charge. Pour information, le tableau 5.6 renseigne sur la formation des vecteurs de la force magnétique en fonction de la vitesse.

Vitesse (tr/min)	F _x (N) Composante tangente	F _y (N) Composante tangente	F _z (N) Composante normale
750	176	-440	5688
1500	224	-544	6680
3000	264	-648	7968

Tableau 5.6: Décomposition de la force magnétique à différentes vitesses.

La force magnétique dans l'axe z croît en fonction du courant d'alimentation. Déjà importante à vide, cette force peut atteindre jusqu'à 8000 N. Grâce à la courbe de tendance, il est possible d'imaginer que cette force peut atteindre allègrement 10000 N soit un poids de 1 tonne appliqué sur les disques du rotor. Ces forces deviennent préoccupantes et doivent être contrecarrées. Fort de ces constatations, il a donc été décidé de rajouter des renforts (Figure 5.6, paragraphe 5.2.1) qui permettent de conserver un écart constant entre rotor et stator sans altérer le circuit magnétique de la machine.

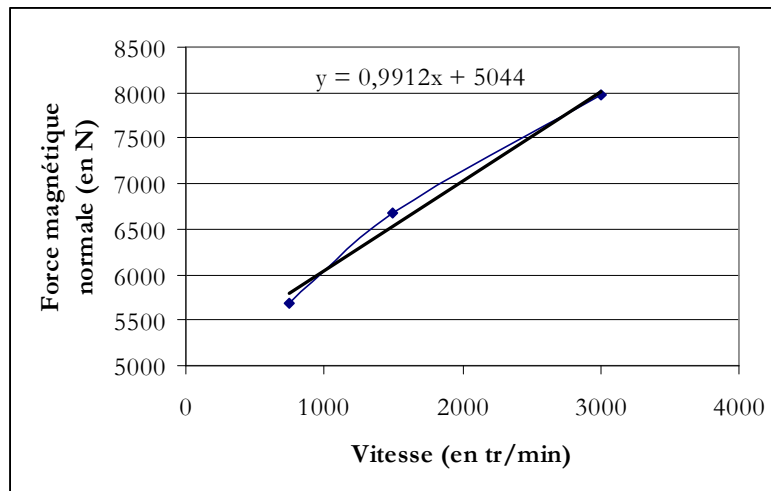


Figure 5.31 : Evolution de la force d'attraction en fonction de la vitesse.

5.3.3.5 Etude du comportement magnétique

Le comportement magnétique des pièces actives ne peut s'observer que théoriquement. Cette complémentarité des essais pratiques et théoriques va s'avérer intéressante dans ce cas pour déterminer les pertes fer et évaluer le risque de saturation des dents du stator. De plus, l'étude du comportement magnétique devient nécessaire pour la détermination des pertes fer sachant que le module de calcul de FLUX pertes LS n'est pas applicable pour le matériau poudre de fer.

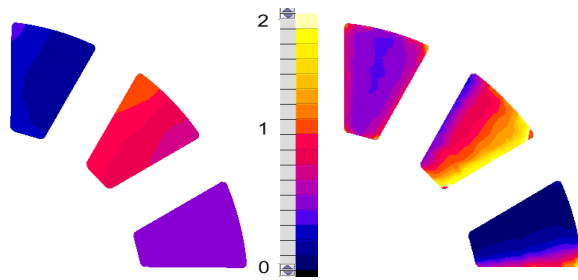


Figure 5.32 : Induction statorique au coeur (à gauche) et au niveau de l'entrefer à 750 tr/min.

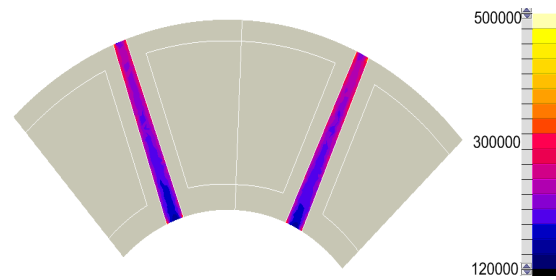


Figure 5.33 : Champ H dans les aimants à 750 tr/min.

Avant d'analyser le comportement magnétique du stator, il est intéressant de remarquer grâce aux dégradés de champ des Figures 5.33, 5.35 et 5.37 décrivant le champ magnétique dans les aimants que les aimants sont bien dimensionnés puisque la valeur limite de désaimantation des aimants n'est pas atteinte. Dans le cas le plus critique (à la vitesse de 3000 tr/min), le champ oscille aux alentours de 400 kA/m.

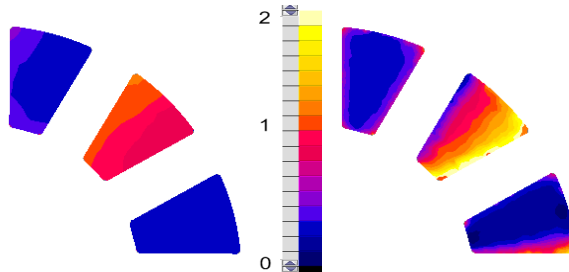


Figure 5.34 : Induction statorique au coeur (à gauche) et au niveau de l'entrefer à 1500 tr/min.

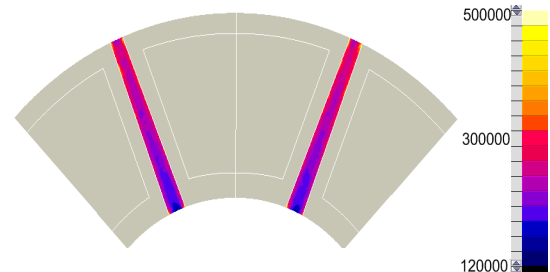


Figure 5.35 : Champ H dans les aimants à 1500 tr/min.

Concernant le module de l'induction B, les valeurs limites d'induction sont atteintes dans certains cas. En effet à 750 tr/min, le risque de saturation des dents du stator n'est pas présent. En revanche plus la vitesse augmente et plus l'induction est grande. Des zones très exposées à la saturation, comme les coins des dents, les arêtes ou les faces comprises dans l'entrefer, arrivent rapidement à des valeurs d'induction atteignant 2 Tesla. Il est possible d'atténuer cette observation par le fait que ces zones sont difficiles à mailler et ces saturations peuvent correspondre à des singularités de maillage. Cependant ces inductions limites restent locales et s'atténuent en s'éloignant de l'entrefer. Ainsi, dans le cœur des dents, le module de l'induction n'atteint plus que 1 Tesla environ.

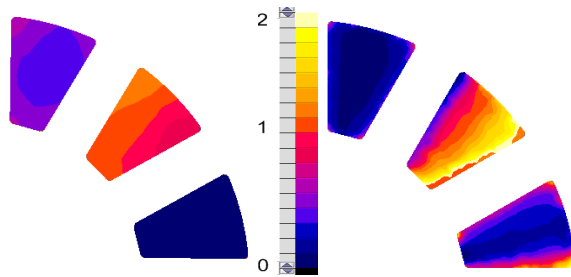


Figure 5.36 : Induction statorique au coeur (à gauche) et au niveau de l'entrefer à 3000 tr/min.

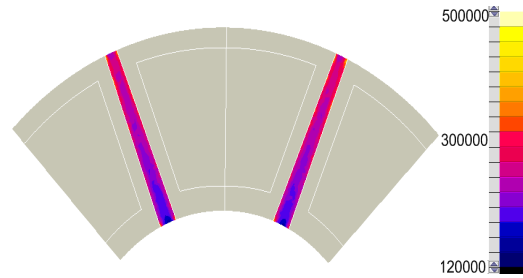


Figure 5.37 : Champ H dans les aimants à 3000 tr/min

L'estimation des pertes fer pourrait se faire en évaluant grossièrement le niveau d'induction dans les zones des dents du stator des figures précédentes et ainsi en déduire les pertes fer. Comme le bobinage utilisé est concentrique, l'induction sur une période électrique est constituée de paliers. Ce signal riche en harmoniques est donc susceptible d'engendrer des pertes. Pour faciliter ces estimations et être plus précis, la démarche adoptée est donc la suivante. Tout d'abord, les courbes des inductions normales dans les dents du stator sont relevées. Ces courbes sont obtenues sur un arc de cercle se trouvant sur un rayon moyen en passant au cœur des dents. Ensuite, elles sont converties en temporelle (Figure 5.38 pour la vitesse de 1500 tr/min et 5.39 à 3000 tr/min).

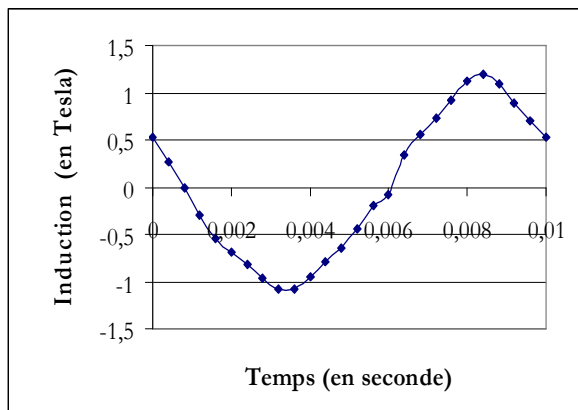


Figure 5.38: Induction normale dans les dents à la vitesse de 1500 tr/min.

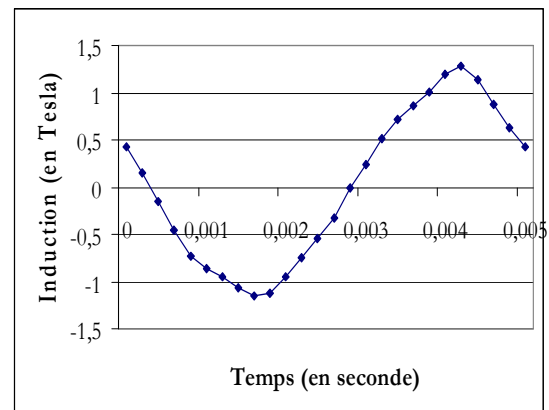


Figure 5.39: Induction normale dans les dents à la vitesse de 3000 tr/min.

Comme ces courbes sont temporelles, il est alors possible d'effectuer une décomposition en série de Fourier, et d'en déterminer les différentes amplitudes des harmoniques de l'induction grâce aux spectres de la Figure 5.40 pour 1500 tr/min et la Figure 5.41 pour 3000 tr/min.

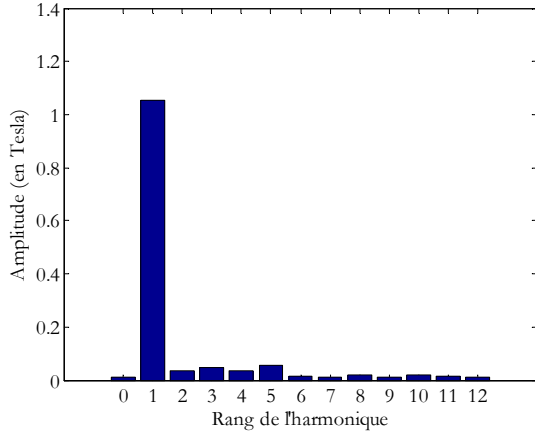


Figure 5.40 : Spectre des harmoniques de l'induction à 1500 tr/min.

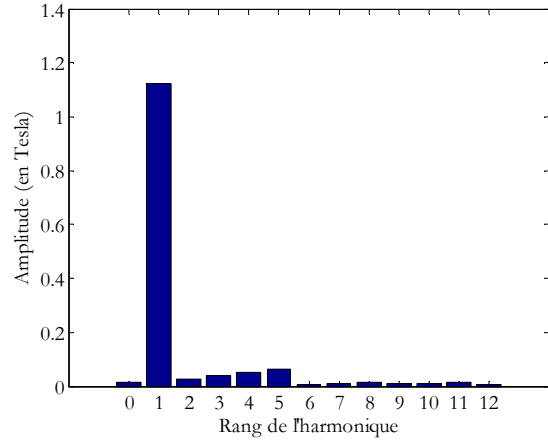


Figure 5.41 : Spectre des harmoniques de l'induction à 3000 tr/min.

Enfin, cette induction dépendant du rang de l'harmonique est incorporée dans l'équation empirique [Eq 5.4] qui permet d'estimer de façon suffisante les pertes fer dans les matériaux.

$$P_{fer} = P \cdot m \cdot \left[\sum_{n=1} \left(\frac{B_n}{1.5T} \right)^2 \cdot \left(\frac{n \cdot f}{50Hz} \right)^{1.3} \right] \quad [Eq 5.4]$$

Avec P la densité massique de pertes fer à induction et fréquence donnée en W/kg, m la masse des pièces en fer en kg, n le rang de l'harmonique, f la fréquence en Hz et Bn l'induction en Tesla.

L'équation [Eq 5.4] ne représente que les pertes localisées dans le stator de la maquette. Dans une machine synchrone à aimants permanents, les pertes fer sont réparties deux tiers dans le stator et un tiers dans le rotor. L'équation [Eq 5.4] estime que les deux tiers des pertes fer. Pour en estimer la totalité, l'équation [Eq 5.5] doit être utilisée.

$$P_{fer_tot} = 3/2 \cdot P_{fer} \quad [Eq 5.5]$$

Finalement, en calculant les pertes fer pour une masse totale des dents de 7.5 kg, un coefficient de densité massique pour de la poudre de fer Höganäs référencée Somaloy 500+0.5% Kenolube compacté à 800 MPa de 13 W/kg à l'induction 1.5 T et à la fréquence de 50 Hz, il vient : à 1500 tr/min, P_{fer_tot} = 185 W et à 3000 tr/min, P_{fer_tot} = 515 W.

5.3.3.6 Bilan de puissances

Important pour évaluer le potentiel de cette maquette discoïde, le bilan de puissances va éclairer les performances obtenues par celui-ci. Précédemment, seules les pertes fer ont été estimées par les essais théoriques. Le but de ce paragraphe est d'analyser les différentes pertes de la maquette, de les comparer avec les essais théoriques et d'en isoler les points négatifs.

Les résultats des essais effectués en fonctionnement en charge pour les vitesses de 1500 tr/min et 3000 tr/min sont présentés dans le Tableau 5.7. Pour mettre en perspective les puissances et pertes mesurées, les Figures 5.42 et 5.43 représentent graphiquement les décompositions entre puissances et pertes.

Vitesse (tr/min)	Couple (Nm)	U (V)	I (A)	Pa (W)	Pertes fer+sup (W)	Pertes Joule (W)	Rendement (%)
1500	0	94.8	5.8	883	750	4	_____
	17.8	98.3	21.5	3332	788	44	77
	35.3	104.5	39.5	6238	891	144	84
	53.6	113.9	58.7	9388	1057	321	86
3000	0	175.6	5.2	1582	1773	4	_____
	21.4	190.2	26.6	8277	2354	68	72.7
	34.8	197.9	41	12767	2559	158	80
	60.6	228.7	70.5	21817	3312	477	83

Tableau 5.7 : Bilan de puissances des essais expérimentaux de la maquette.

Ces résultats retranscrits dans le tableau 5.7 permettent de constater que le couple électromagnétique de la maquette atteint 54 Nm à 1500 tr/min et 60 Nm à 3000 tr/min pour des puissances respectives de 9.4 kW et 21.8 kW. En terme de performance pure, ces résultats sont satisfaisants et proches des données du cahier des charges. En revanche concernant les pertes et le rendement de la machine, les résultats sont éloignés des attentes. Il est aisé de constater l'importance des pertes fer et pertes supplémentaires en fonction des pertes Joule. En effet, la majeure partie des pertes est la conséquence des pertes fer et pertes supplémentaires atteignant à pleine charge environ 1 kW et 3 kW respectivement à 1500 et 3000 tr/min. En termes de proportionnalité, ces pertes fer et supplémentaires représentent en moyenne plus de 80 % des pertes totales. Le rendement de la maquette ne peut alors qu'en être altéré chutant à 86 % dans le meilleur des cas.

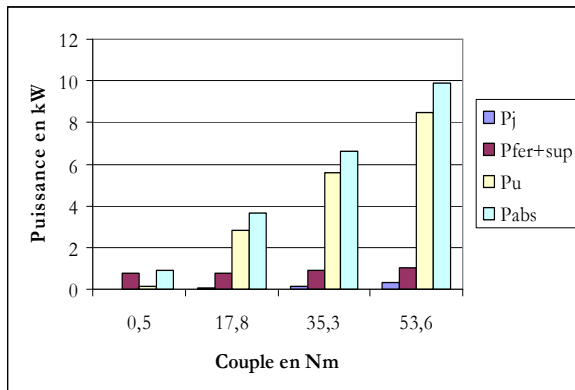


Figure 5.42 : Répartition des puissances à différentes charges à 1500 tr/min

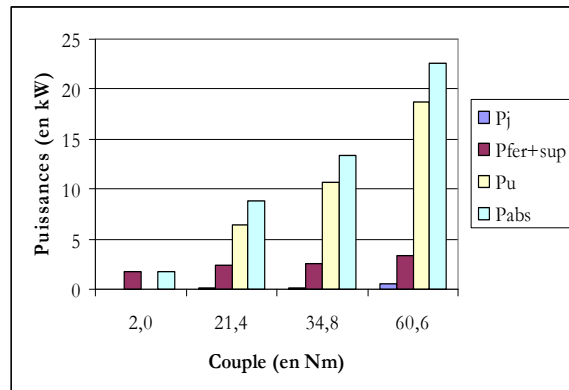


Figure 5.43 : Répartition des puissances à différentes charges à 3000 tr/min

Ces résultats sont d'autant plus surprenants qu'en théorie, et grâce aux simulations faites sous FLUX, ces valeurs de pertes fer et supplémentaires ne sont pas atteintes (tableau 5.8) et restent à des valeurs convenables. Ces pertes ont été calculées par la démarche démontrée précédemment et à des points de fonctionnement correspondant aux essais expérimentaux en pleine charge de la maquette.

Pour aboutir à une estimation de rendements théoriques, les pertes Joule ont été calculées grâce à :

$$P_j = \frac{3}{2} R_{\text{stator}} I_{\text{max}}^2 \quad [\text{Eq 5.6}]$$

Avec R_{stator} la résistance statorique à chaud de la maquette de 72 mΩ et I le courant le courant efficace en pleine charge valant 59 A et 70 A pour 1500 et 3000 tr/min.

Après les calculs des différentes pertes Joule, les rendements théoriques de cette maquette atteignent 91.5 % à 1500 tr/min et 91.8 % à 3000 tr/min. Les rapports entre les pertes fer et supplémentaires et les pertes Joule sont les proportions attendues c'est-à-dire des pertes fer plus importantes que les pertes Joule mais restent dans des valeurs raisonnables qui ne pénalisent pas le rendement général (voir tableau 5.8).

Vitesse (tr/min)	Couple (Nm)	Pu (W)	U (V)	I (A)	Pertes fer +sup (W)	Pertes Joule (W)	Rendement (%)
1500	57	8953	109.6	59	185	376	94.1
3000	69	21676	242.5	70	515	529	95.4

Tableau 5.8 : Résultats des maquettes théoriques à 1500 et 3000 tr/min.

La nette différence entre les pertes fer et supplémentaires prédites et mesurées lors des essais expérimentaux se retrouve dans le tableau 5.9 qui informe par ailleurs des écarts entre essais théoriques et expérimentaux. Aux vues des écarts mesurés, le modèle numérique en trois dimensions semble valide et met en lumière une consommation de pertes fer de la maquette non déterminée. A noter qu'un écart de 75 % de pertes fer entre maquette réel et maquette théorique est présent montrant ainsi sur la maquette qu'une cause encore non déterminée consomme plus de 2 kW de pertes fer et supplémentaires.

	Maquette théorique	Maquette réel	Différence
Couple	69 Nm	60.6 Nm	12 %
Puissance utile	21676 W	19038 W	12 %
Pertes fer + sup.	515 W	3312 W	500 %
Pertes Joule	529 W	477 W	10 %
Rendement	95.4 %	83 %	13 %

Tableau 5.9 : Comparaisons des bilans de puissances à 3000 tr/min

5.3.3.7 Conclusion

Les essais en fonctionnement en charge de la maquette ont permis de compléter l'étude des performances de la machine. Tous au long de ces essais, il a été prouvé la validation du modèle numérique en trois dimensions. La détermination de l'inductance en quadrature (aux alentours de 1.54 mH) montre que la nature de l'aimantation de la machine correspond à une machine à aimants en surface. La présence d'appendices aux rotors et le positionnement des aimants impose ce genre d'aimantation. Mais le point important soulevé lors de cette étude concerne les pertes fer et supplémentaires de la maquette. En effet, une grande différence entre les essais théoriques et

les essais expérimentaux est apparue (75 % d'écart) et la cause de cet écart n'est pas déterminée. C'est pourquoi, dans le prochain paragraphe, une étude de plusieurs hypothèses concernant ces pertes est proposée afin de les isoler et de les expliquer.

5.3.4 Etude des pertes fer

Cette prochaine étude qui approfondie l'étude des pertes fer et supplémentaires est indispensable car ce sont ces mêmes pertes qui pénalisent les performances de la machine et amputent le rendement (aux environs de 83 %). Ce paragraphe est découpé en 4 parties qui représentent les pistes de recherche à la détermination précise de ces pertes.

5.3.4.1 Isolement des pertes fer

Pour isoler les pertes fer des pertes supplémentaires, un essai est proposé. Cet essai consiste à entraîner la maquette de la machine à flux axial par un servomoteur. Ce servomoteur a pour rôle d'évaluer sa propre puissance de sortie et donc d'estimer les pertes à vide de la machine discoïde. Deux méthodes de mesures, effectuées lors du même essai, sont réalisées pour confirmer les résultats. Les relevés (Tableau 5.10) sont effectués pour une stabilité thermique respectant la règle d'une prise de 1 degré Celsius toutes les 20 minutes au minimum.

La première méthode de mesures consiste à déduire la puissance consommée par la maquette discoïde en se servant des paramètres donnés par le variateur et les caractéristiques du servomoteur ($K_e=98 \text{ V}/(1000 \cdot \text{tr}/\text{min})$ et $K_t=1.6 \text{ Nm}/\text{A}$).

La seconde méthode consiste à ne tenir compte que du courant (soit du couple) de l'ensemble servomoteur et maquette pour la vitesse de rotation. Puis en entraînant le servomoteur seul, il suffit de soustraire sa puissance absorbée à celle de l'ensemble servomoteur et maquette.

	Vitesse	1000 tr/min	2250 tr/min	3000 tr/min	3500 tr/min
	Echauffement	29.7 °	58.1 °	71 °	89.3 °
1 ^{ère} Méthode	Tension	103 V	216 V	279 V	320 V
	Tension/ $K_e=\Omega$	1051 tr/min	2204 tr/min	2847 tr/min	3265 tr/min
	Courant	1.37 A	1.89 A	2.13 A	2.28 A
	$K_t \cdot \text{Courant} = \Gamma$	2.192 Nm	3.024 Nm	3.408 Nm	3.648 Nm
	$\Omega \cdot \Gamma = \text{Puissance utile}$	241 W	698 W	1016 W	1247 W
2 ^{ème} Méthode	Couple pertes	2.05 Nm	2.83 Nm	3.18 Nm	3.41 Nm
	Pertes	214 W	667 W	1000 W	1249 W

Tableau 5.10 : Détermination des pertes fer à vide par les 2 méthodes de mesures.

Le peu d'écart existant entre les deux méthodes de mesures marque la fiabilité de ces mesures et par conséquent de ces résultats. Ces mesures, dont le but principal était d'évaluer et d'isoler les pertes fer à vide, confirment que ces pertes sont excessives à vide. Sans présence de courant et à 3000 tr/min, elles atteignent aux alentours de 1 kW pour un échauffement de 71°. La courbe de la figure 5.42 montre bien que les pertes fer évoluent linéairement en fonction de la vitesse. La différence entre les essais théoriques et pratiques provient donc d'une sous-estimation des pertes

fer dont la cause n'a pas été encore résolue. Une première hypothèse est d'étudier le circuit de refroidissement de la machine ainsi que les points chauds de celle-ci pour évaluer le bon dimensionnement du serpentin de refroidissement pour extraire les calories nécessaires au bon fonctionnement de la maquette.

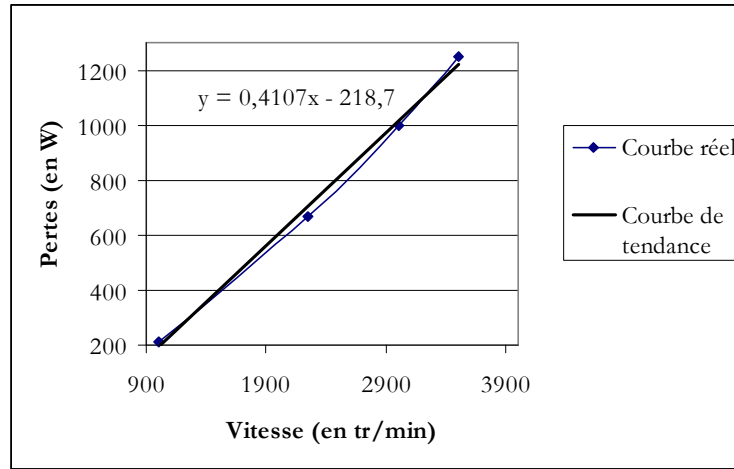


Figure 5.42 : Evolution des pertes fer à vide en fonction de la vitesse.

5.3.4.2 Circuit de refroidissement

Après avoir déterminé précisément les pertes fer des pertes totales de la machine, une évaluation du système de refroidissement et la nature de l'écoulement sont nécessaires.

La nature de l'écoulement est déterminée par le nombre de Reynolds qui indique si l'écoulement est laminaire ou turbulent. Si le nombre de Reynolds (Re) est supérieur à 2320 alors l'écoulement est turbulent et si Re est inférieur à 2320 alors l'écoulement est laminaire. Le nombre de Reynolds est déterminé par l'équation [Eq 5.9] :

$$Re = \frac{v \cdot d \cdot \rho}{\eta} \quad [\text{Eq 5.9}]$$

Avec v la vitesse de l'eau en m/s, d le diamètre du serpentin en mètre, ρ la densité en kg/m^3 et η la viscosité dynamique en Pascal.seconde (ou kg/m.s). Dans ce cas-ci, avec un débit mesuré de 288 l/h soit $v=1.58$ m/s, $\rho=998$ kg/m^3 , $\eta=1791.8 \cdot 10^{-6}$ et le diamètre du serpentin de 6mm, le nombre de Reynolds est de 5280. L'écoulement est donc turbulent. Pour dissiper au mieux les calories d'une machine, l'écoulement turbulent est préférable : c'est le cas pour le circuit de refroidissement.

Comme décrit en paragraphe 5.2.1, le circuit de refroidissement est composé de deux serpentins. En appliquant l'équation [Eq 5.10], il est possible d'évaluer la puissance dissipée par le serpentin :

$$P = D_m \cdot C_{thm} \cdot \Delta T \quad [\text{Eq 5.10}]$$

Avec D_m le débit massique en kg/s , C_{thm} en J/(kg.K) et ΔT la différence de température en degré Kelvin. Au cours des essais, la différence de température entre l'entrée et la sortie du serpentin est évaluée à 2°K , le débit mesuré est de 0.08 kg/s et C_{thm} est de 4186 J/(kg.K) . Il est donc possible d'extraire une puissance de 670 W grâce à ce système de refroidissement.

Aux vues des estimations des pertes fer à vide (supérieures à 1 kW à 3000 tr/min), le système de refroidissement est sous dimensionné car il ne peut extraire qu'une partie des pertes de la maquette. De plus, les essais précédents avec le couplage au servomoteur ont permis de déterminer les points chauds de la maquette. Ces points chauds se trouvent au niveau du noyau en poudre de fer. Or, le système de refroidissement se trouve à proximité externe du bobinage. Il est donc nécessaire de redimensionner le système de refroidissement et de revoir son emplacement.

5.3.4.3 Comportement thermique de la maquette

Le comportement thermique de la machine montre aussi les difficultés de la maquette à dissiper les calories ou les pertes créées. Au cours des essais à vide, les courbes de l'évolution de l'échauffement ont été relevées (Figure 5.43). L'évolution de quatre thermocouples est représentée : le thermocouple se trouvant au cœur du noyau (Th1), le thermocouple se trouvant au voisinage du bobinage (Th2), le thermocouple de la carcasse (Th carcasse) et le thermocouple de la température ambiante (Th amb). Cette courbe peut être décomposée en deux parties dans lesquelles une asymptote représentant la stabilité thermique à 1200 tr/min et à 1500 tr/min a été atteinte. Pour ces essais à vide, malgré la stabilité thermique à 1500 tr/min, le point le plus chaud de la machine avoisine une température de 100 °C ce qui est important et confirme l'hypothèse du sous dimensionnement du circuit de refroidissement. De plus, à la stabilité, une puissance absorbée de 600 W et un échauffement de 66 °C ont été relevés. Les pertes Joule étant faible et négligeable, cette puissance peut être considérée comme étant la somme des pertes fer et des pertes supplémentaires. Ces résultats coïncident avec les essais concernant l'isolement des pertes fer où il a été mesuré 400 W de pertes fer à 1500 tr/min.

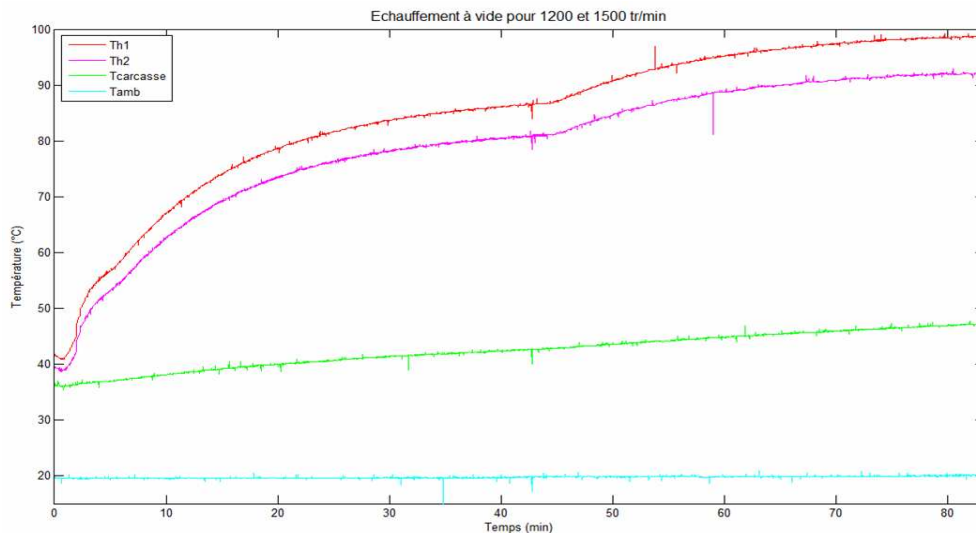


Figure 5.43 : Echauffement pour 1200 tr/min et 1500 tr/min à vide.

Pour confirmer le fait que l'échauffement de la maquette est important, le comportement thermique à 3000 tr/min, et pour différentes charges est étudié grâce à la figure 5.44. Trois pentes positives et significatives sont présentes et décrivent le comportement thermique pour des charges de 20.5 Nm, 34 Nm et 51.5 Nm (soit 75% du couple nominal). Quelle que soit la charge imposée à la maquette, la stabilité thermique est difficile à atteindre, voire impossible. Pour preuve, au cours de l'essai à 51.5 Nm, le point chaud de la machine (au cœur du noyau statorique)

atteint une température de 140 °C après avoir vu celle-ci augmenter de 60°C en sept minutes. La mesure de la résistance à chaud confirme que l'échauffement de la maquette est de 112 °C (pour une machine au comportement normal, un échauffement de 80°C est la limite à ne pas dépasser).

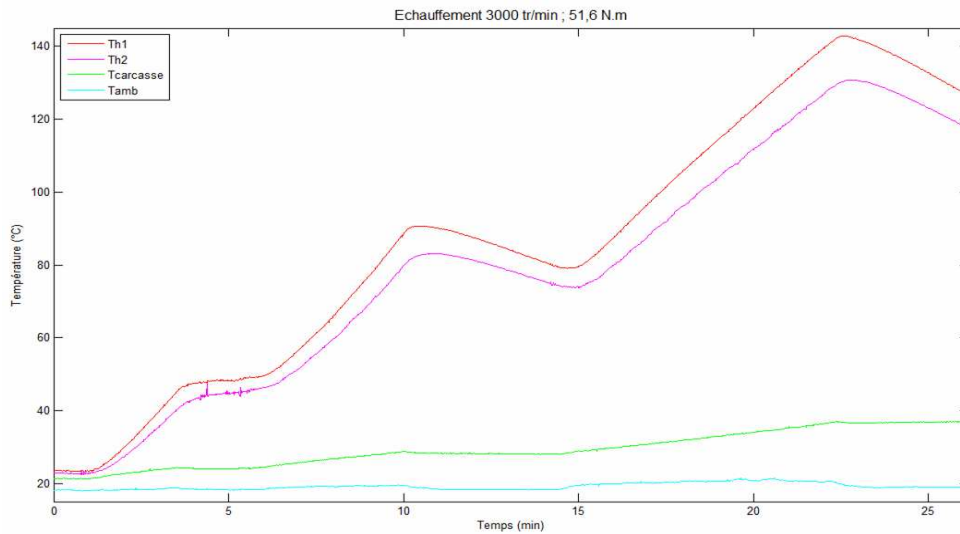


Figure 5.44 : Echauffement pour différentes charges à 3000 tr/min.

Que ce soit à vide ou en charge, le comportement thermique de cette maquette est préoccupant et confirme que le circuit de refroidissement devient insuffisant. L'analyse de ce comportement thermique ne peut être l'unique cause d'une sous estimation théorique des pertes fer. C'est pourquoi, le prochain paragraphe ébauche une explication sur le comportement de la poudre de fer.

5.3.4.4 Poudre de fer

Les essais précédents en attestent, ce sont les pertes fer qui sont en surplus dans la maquette. Les paragraphes précédents ont permis de montrer que le comportement thermique et le circuit de refroidissement peuvent être une cause de cette augmentation. Il reste un point à éclaircir, celui de la source majeure des pertes fer : la poudre de fer. Moins utilisée en industrie que les tôles, la poudre de fer facilite la conception des pièces actives mais son comportement et son utilisation sont plus méconnus.

Pour garder toutes ces caractéristiques et propriétés physiques, la poudre de fer doit être moulée et compactée par une pression allant de 400 MPa à 800 MPa. Or, dans cette maquette, toutes les pièces actives (pièces polaires et dents du stator) ont été usinées. Les faces des pièces actives (Figures 5.45 et 5.46) participant à la circulation du flux peuvent être altérées et engendrées une augmentation des pertes (la caractérisation de la poudre en chapitre 4 reste valable car les faces usinées ne participent pas à la circulation du flux). En effet, lors de l'usinage, les grains de la poudre de fer se placent en court-circuit et entraînent la création d'une couche de courant induit en surface des faces et donc augmentent les pertes fer de la maquette.

Sous Flux, une simulation est proposée pour estimer ces pertes. Dans cette simulation, il est considéré que les faces de la maquette usinées participant à la circulation du flux présentent une couche en fer massif de 1 mm d'épaisseur. Puis, le calcul des pertes fer grâce au module pertes LS est effectué. Les résultats de cette simulation montrent qu'une augmentation de 50 W de pertes

fer est présente. Par conséquent l'usinage de la poudre de fer n'a pas qu'un effet local sur les faces mais génère une dégradation des performances sur la totalité des pièces en poudre de fer.

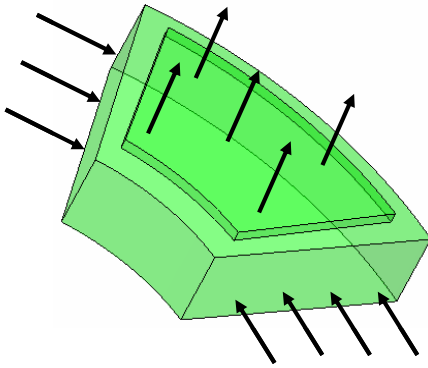


Figure 5.45 : Direction du flux dans la pièce polaire.

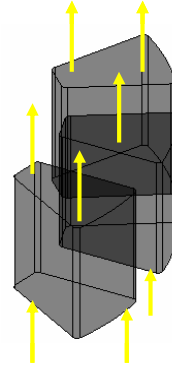


Figure 5.46 : Direction du flux dans les dents du stator.

5.3.4.5 Conclusion

Malgré une étude plus précise sur la détermination des pertes fer ou la différence entre les pertes théoriques et les pertes Joule, une conclusion définitive ne peut pas être posée. Ces quatre hypothèses étudiées ont permis de soulever le fait que le circuit de refroidissement devient insuffisant devant l'augmentation des pertes. Le couplage de la maquette avec un servomoteur informe sur le fait que les pertes fer sont importantes en fonctionnement à vide et peuvent être la principale cause d'un rendement faible.

5.3.5 Conclusion

Après avoir exclusivement étudié des machines discoïdes à double entrefer théoriquement, ce chapitre illustre de façon industrielle nos travaux de recherche. Les résultats ont été présentés de manière à montrer la complémentarité entre les essais théoriques et les essais expérimentaux. Ainsi, il a été possible de déterminer les inductances propres et en quadratures, les niveaux d'induction dans les dents, les pièces polaires et le bilan de puissance. Les différences présentes entre la théorie et l'expérience montrent que le modèle numérique est valable et peut contribuer à l'évolution et au développement de cette maquette.

Au niveau des performances, celles-ci approchent des résultats attendus et prédits par le modèle numérique. La détermination des inductances confirme la nature de l'aimantation de la machine. La force d'attraction entre le stator et le rotor a été calculée et contrée par l'ajout de renfort. Par ailleurs, les tensions, courants et couple sont ceux attendus par les calculs analytiques. Néanmoins, la différence obtenue entre théorie et pratique en ce qui concerne les pertes fer s'avère être le point divergeant identifié. Le rendement prédit en théorie à 95 % chute dans la réalité à 83 %. Les différentes hypothèses avancées pour trouver la cause de ces pertes soulèvent certains points à approfondir (étude plus précise de la poudre de fer, redimensionnement du circuit de refroidissement) mais ne permettent pas de conclure définitivement sur la nature de ces pertes.

Chapitre 6 :

Comparaisons des Performances

Chapitre 6

Comparaisons des Performances

6.1 Introduction

Les trois chapitres précédents exposent trois études différentes sur les machines à flux axial à double entrefer. Traitées indépendamment, ces machines n'ont pas les mêmes dimensions, le même nombre d'encoches et la même polarité. Il est donc difficile de pouvoir évaluer ou d'estimer quelle machine semble la mieux adaptée, la moins coûteuse ou la plus compacte. C'est pourquoi, dans ce chapitre il est question de trouver et d'utiliser une méthode de comparaison pour déterminer quelle machine discoïde semble la plus adaptée au marché industriel.

6.2 Résumé des performances des trois machines

6.2.1 Définitions et déterminations

Avant de comparer les trois machines discoïdes qui ont été présentées précédemment, ce paragraphe permet de résumer pour chaque moteur les différentes caractéristiques, performances et autres volumes des parties actives. Le but de ce résumé est de présenter les grandeurs qui seront la base des comparaisons du prochain paragraphe.

Pour la détermination des volumes des pièces, seules les parties servant à la confection de la pièce sont mesurées (le reste de matière issu du carré circonscrit n'est pas pris en compte) et la masse de chaque matériau est calculée en prenant comme densité volumique 7000 kg/m³ pour la poudre de fer, 7840 kg/m³ pour les tôles, 7350 kg/m³ pour les aimants et 8870 pour le cuivre.

Pour évaluer la place voire l'encombrement de chaque machine, l'équation [Eq 6.1] est utilisée. Elle permet de bien estimer l'emplacement et reflète bien le caractère compact ou non compact que prend la machine discoïde.

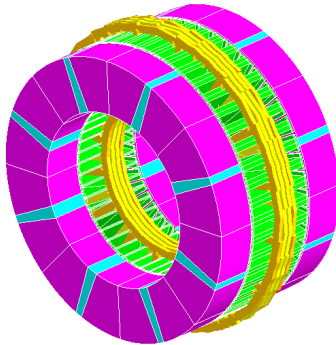
$$Vol_global = \pi(R_{ext} + Tête_bobines)^2 \cdot Long_total \quad [Eq. 6.1]$$

Avec R_{ext} le rayon extérieur de la machine, $Tête_bobines$ la largeur des têtes de bobines, $Long_total$ la longueur extérieure totale de la machine.

Le coût de chaque machine sera aussi une donnée importante dans ce chapitre. Le coût calculé ne tiendra pas compte de l'outillage à mettre en place, des méthodes d'assemblage et de la main d'œuvre mais seulement du prix des matériaux utilisés. A ce jour, le cuivre vaut 5 €/kg, les aimants permanents NdFeB d'Atlas UHT 40 valent 86 €/kg [ATL 09], la tôle Sollac M235 vaut 1.75 €/kg [SOL 09] et la poudre de fer Somaloy 500 vaut 2.19 €/kg [HOG 09].

6.2.2 Machine discoïde à bobinage réparti

La première machine discoïde à double entrefer étudiée dans ce manuscrit est à bobinage réparti. Le volume de cuivre calculé est donc conséquent (aux alentours de 2 dm³). C'est une machine purement virtuelle dont les performances ont été estimées grâce aux modèles analytiques et numériques. Sa polarité (8 pôles soit 16 aimants correspondant à 0.4 dm³ de matière et 16 pièces polaires correspondant à 3.5 dm³ de tôle) et son nombre d'encoches (48 encoches soit 0.7 dm³ de tôle) permettent d'avoir 2 encoches par pôles et par phase. Les dimensions de son rayon extérieur et intérieur (Tableau 6.1) ont été en partie imposées par son bobinage réparti. En effet, à cause des têtes de bobines imposantes, celui-ci a besoin de place pour être incorporé dans les encoches. Cela engendre un volume global important de l'ordre de 14 dm³.



Rayon extérieur + Têtes de bobines= 158 mm

Rayon intérieur= 92 mm

Longueur= 175 mm

Pôles= 8

Nombre d'encoches= 48

Vitesse= 1500 tr/min

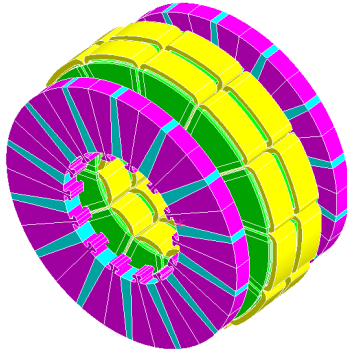
Couple= 354 Nm

Tableau 6.1: Récapitulatif pour la machine discoïde à bobinage réparti.

Cependant, avec une telle dimension de rayon extérieur et une telle longueur de machine, les performances intrinsèques sont élevées. A 1500 tr/min, le couple électromagnétique de la machine atteint donc 354 Nm soit une puissance utile de 55.6 kW pour un rendement de 90.2% (les pertes sont décomposées en 3500 W de pertes Joule et 2500 W de pertes fer et supplémentaires). Le coût total des matériaux de cette machine discoïde avoisine les 400 €.

6.2.3 Machine discoïde à bobinage sur dents

Plus compacte que la machine précédente pour s'approcher des dimensions de la maquette, cette machine discoïde est à bobinage sur dents.



Rayon extérieur + Têtes de bobines= 105 mm

Rayon intérieur= 50 mm

Longueur= 82 mm

Pôles= 14

Nombre d'encoches= 12

Vitesse= 1500 tr/min

Couple= 86 Nm

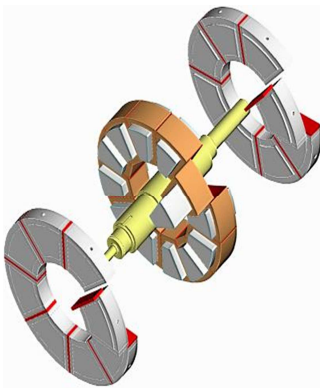
Tableau 6.2: Récapitulatif pour la machine discoïde à bobinage sur dents.

Le volume du cuivre s'en ressent en atteignant 0.4 dm³. La diminution du rayon extérieur de la machine et par conséquent du rayon intérieur amène la majorité des dimensions à être abaissée. Par conséquent, le volume global de la machine est de 3 dm³. Plus précisément, les dents au nombre de 12 représentent un volume de 0.85 dm³, les pièces polaires et aimants permanents au nombre de 14 représentent respectivement 0.55 dm³ et 0.14 dm³.

Cette machine moins longue que la précédente obtient des performances électromagnétiques plus faible que la machine à bobinage réparti. En effet, à 1500 tr/min, le couple électromagnétique est de 86 Nm soit une puissance utile de 13.5 kW pour un rendement avoisinant les 97 %. Les têtes de bobines étant moins importantes, les pertes Joule ne représentent que 156 W contre 300 W de pertes fer et supplémentaires. Le coût total des matériaux des parties actives de cette machine est de 124.5 €.

6.2.4 Maquette de la machine discoïde

Enfin, la dernière machine participant à la comparaison finale entre les machines discoïdes est la machine discoïde à bobinage sur dents dont une étude sur maquette a été réalisée. Etant données les divergences entre théorie et pratique et de la validité du modèle numérique de la maquette, pour les comparaisons ultérieures les résultats du modèle numérique sont pris en compte. Ainsi, les volumes des différentes parties actives de cette maquette sont proches de la machine discoïde à 12 dents et 14 pôles. Le volume du bobinage sur dents correspond à 0.8 dm³, les pièces polaires et aimants permanents au nombre de 16 correspondent respectivement à 1.8 dm³ et 0.16 dm³. Les dents du stator, quant à elles au nombre de 12, représentent une quantité de poudre de fer de 0.86 dm³. L'encombrement de cette machine avoisine 6 dm³.



Rayon extérieur+ Têtes de bobines= 132.5 mm

Rayon intérieur= 63 mm

Longueur= 96 mm

Pôles= 8

Nombre d'encoches= 12

Vitesse= 1500 tr/min

Couple= 57 Nm

Tableau 6.3: Récapitulatif pour la maquette discoïde.

Avec cette configuration et à 1500 tr/min, il a été possible d'atteindre un couple électromagnétique de 57 Nm soit une puissance utile proche de 9 kW. Avec le modèle numérique, l'estimation des pertes fer et supplémentaires montrent que celles-ci sont de 185 W contre 529 W pour les pertes Joule. Le rendement du modèle numérique de la maquette est donc de 94.1 %. L'utilisation de la poudre de fer pour les pièces polaires et pour les dents du stator pénalisent le prix total des matériaux de cette maquette et atteint 178 €.

6.2.5 Conclusion

Le récapitulatif de ce paragraphe permet de mettre en place toutes les données nécessaires pour les comparaisons qui suivront. Les différences facilement détectables de prix et de volumes entre les machines discoïdes doivent être mises en relief pour pouvoir être discutées. C'est le but du prochain paragraphe.

6.3 Comparaisons des 3 machines discoïdes

6.3.1 Introduction

Les différences de polarité, d'encoches et de volumes ne permettent pas de comparer directement les trois machines discoïdes. La solution est de ramener chaque performance électrique et physique (couple électromagnétique, puissance et rendement) à une unité de volume ou à une unité de coût. En appliquant ce procédé, les comparaisons sont cohérentes et peuvent être discutées.

Dans les prochains paragraphes, des études comparatives prenant comme référence les masses (ou les volumes) des parties actives et comme référence le coût des matériaux sont menées.

6.3.2 Comparaisons des performances en fonction des masses

Les premières comparaisons effectuées entre les trois machines discoïdes concernent les performances électriques en fonction d'une unité de volume ou de masse des aimants, du fer ou poudre de fer, du cuivre et de l'encombrement. Les graphiques (Figures 6.1, 6.2, 6.3 et 6.4) et tableau (Tableau 6.4) suivants permettent de mettre en perspective les études et autres essais des chapitres précédents.

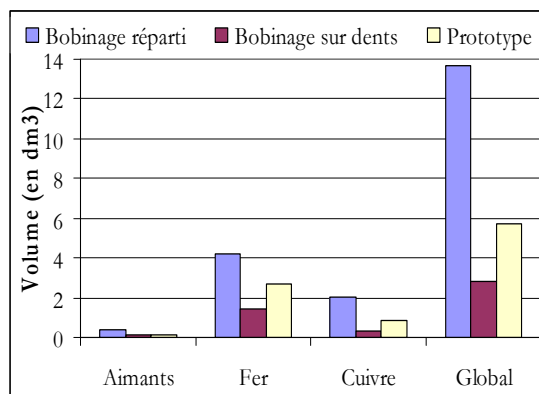


Figure 6.1 : Répartition des volumes pour les différentes machines.

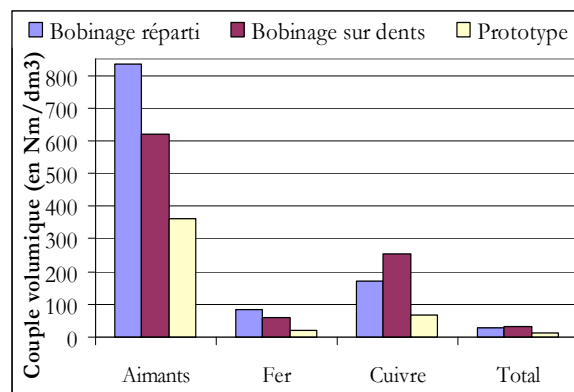


Figure 6.2 : Couples volumiques pour les différentes machines.

Du point de vue volume des matériaux (Figure 6.1), naturellement c'est bien la machine à bobinage réparti qui consomme le plus de fer, le plus d'aimants et surtout le plus de cuivre (soit 4 fois plus que dans les cas des machines à bobinage sur dents). Le volume global représente l'encombrement (voir [Eq. 6.1]) et montre que la machine à bobinage sur dents est très compacte. Cependant, il faut relativiser car les dimensions sont très différentes. C'est pourquoi les graphiques qui suivent apportent un plus en terme de comparaison et montrent que les trois machines sont proches concernant le couple volumique, la puissance massique et le rendement volumique.

Grâce à la figure 6.2, il est possible de constater que dans certains cas la machine à bobinage réparti est plus performante. Cette constatation est valable pour le couple par unité d'aimants et de fer. En revanche pour le couple par unité de cuivre, la machine à bobinage sur dents est plus intéressante. Néanmoins, en regardant le couple volumique total, deux machines sont proches : il s'agit de la machine à bobinage réparti et à bobinage sur dents. Avec respectivement des couples volumiques de 25.8 Nm/dm³ et 30.3 Nm/dm³, il est aisé de dire que ce sont des performances satisfaisantes. En revanche, la maquette n'atteint que 9.8 Nm/dm³ de couple volumique.

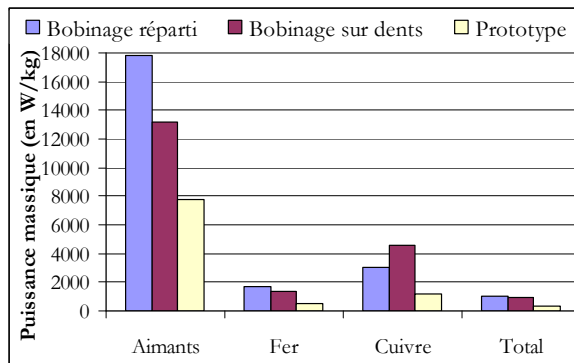


Figure 6.3 : Puissances massiques pour les différentes machines.

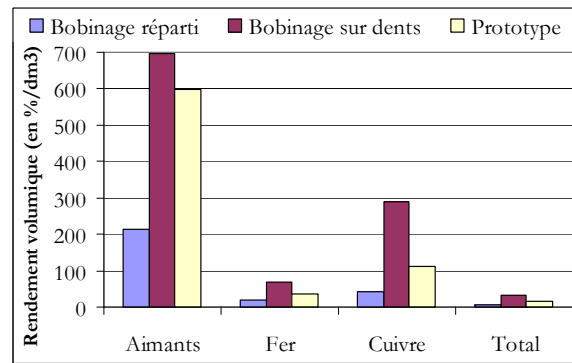


Figure 6.4 : Rendements volumiques pour les différentes machines.

L'étude de la puissance massique (Figure 6.3) met en avant le fait que la compacité de la machine à bobinage réparti n'est pas optimisée puisque la puissance massique de cette machine est plus grande que celle de la machine à bobinage sur dents et la maquette. Il faut donc revoir la conception de ce type de machine pour mieux optimiser les pièces nécessaires à son bon fonctionnement.

Concernant le rendement volumique (Figure 6.4), la machine à bobinage sur dents est la plus performante dans tous les cas. Avec à la base un rendement de 96.7 %, le fait de le ramener à une unité de volume accentue la différence avec la machine à bobinage réparti (rendement de 90.2 %). La maquette, quant à elle, obtient dans chaque cas des résultats deux fois plus performants que la machine à bobinage réparti.

Comparaisons des Performances

	Couple volumique	Puissance massique	Rendement volumique	Encombrement
Bobinage réparti	25.8 Nm/dm ³	1020 W/kg	6.6 %/dm ³	13.7 dm ³
Bobinage sur dents	30.3 Nm/dm³	969.8 W/kg	34.1 %/dm³	2.84 dm³
Maquette	9.9 Nm/dm ³	325.2 W/kg	16.4 %/dm ³	5.73 dm ³

Tableau 6.4 : Récapitulatif des principaux résultats

Pour conclure cette comparaison concernant les masses et les volumes des machines discoïdes, le Tableau 6.4 récapitule les résultats obtenus par unité de volume total et masse totale. Hormis pour la puissance massique où la machine à bobinage réparti est plus performante (montrant ainsi que la disposition et la forme des pièces doivent être optimisées), la machine à bobinage sur dents est très compétitive en termes de couple volumique, rendement volumique et encombrement. Ces résultats sont le reflet qu'une machine discoïde à bobinage sur dents allie performances et compacité. Le faible rendement de la machine à bobinage réparti pénalise les bons résultats se trouvant à hauteur des machines à bobinage sur dents.

6.3.3 Comparaisons des performances en fonction du coût

Une étude sur la répartition des coûts est nécessaire car elle permet d'évaluer la pertinence d'utiliser de nouveaux matériaux (poudre de fer) plus onéreux que les matériaux classiquement utilisés dans l'industrie (tôles).

Les différentes figures (Figures 6.5, 6.6 et 6.7) et le tableau 6.5 vont permettre de discuter en détails du coût mais aussi d'avancer des perspectives d'optimisation de coût des machines.

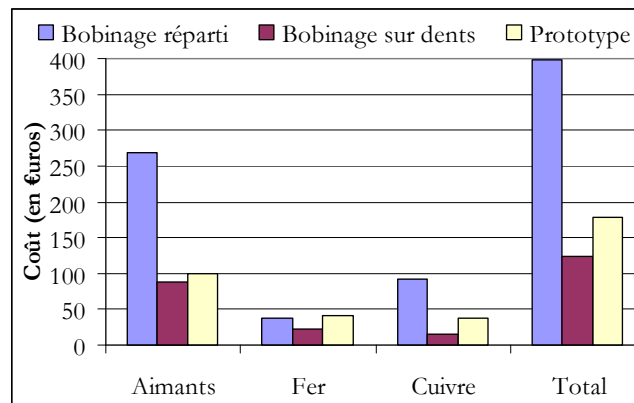


Figure 6.5 : Coût total des matériaux pour les différentes machines.

Le premier graphique (Figure 6.5) de ce paragraphe traite du coût et de la répartition du coût de chaque matériau entrant dans la conception de la machine. La machine à bobinage réparti est la plus onéreuse car ses dimensions plus grandes que les machines à bobinage sur dents engendrent une plus grande consommation d'aimants permanents et surtout de cuivre. Pour les machines à bobinage sur dents, les coûts des matériaux sont équivalents ainsi que le coût total. Cependant, il est à noter que l'importante consommation de cuivre (par conséquent du coût) pour la maquette amène la différence de prix finale (124.5 € contre 177.7 €).

Un rapport important dans l'industrie est de calculer le coût par unité de couple électromagnétique. Il permet d'évaluer concrètement le potentiel industriel d'une machine électrique et le prix d'une unité de couple. La figure 7.6 décrit ce rapport pour chaque matériau et pour le volume total. La machine à bobinage réparti obtient les rapports les plus intéressants sauf pour le cuivre. Malgré son encombrement pénalisant, la machine à bobinage réparti est la plus compétitive car le coût du fer est minime et il y a moins d'aimants permanents utilisés. La machine à bobinage sur dents, avec un rapport de 1.44 €/Nm (contre 1.22€/Nm), talonne les performances de la machine à bobinage réparti mais est pénalisée par le coût d'utilisation de la poudre de fer et la consommation importante d'aimants permanents. Cependant ce rapport est tout à fait acceptable et ne dépasse pas 1.5 €/Nm (référence industrielle pour les machines à aimants). La maquette, quant à elle, avec un rapport de 3.22 €/Nm, semble éloigné des exigences industrielles.

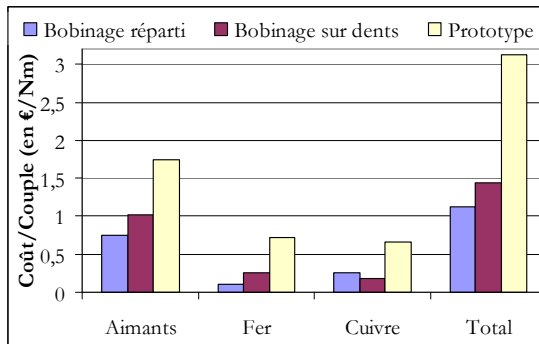


Figure 6.6 : Coût par unité de couple pour les différentes machines.

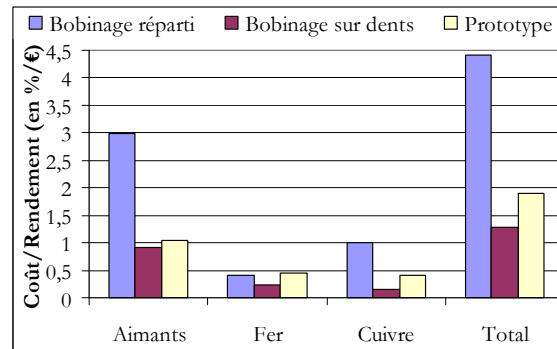


Figure 6.7 : Coût par unité de rendement pour les différentes machines.

En revanche pour le rapport coût par rendement, les résultats sont inversés. En effet, la machine à bobinage réparti obtient les plus mauvais résultats. Que ce soit pour le coût des aimants permanents, le coût du cuivre ou le coût total, les machines à bobinage sur dents sont quasiment deux fois plus performantes. Cette différence est nettement marquée pour les aimants permanents et le cuivre. En revanche, pour le fer (poudre de fer), cette différence est moins marquée car l'utilisation de poudre de fer pour la machine à bobinage sur dents et la maquette nivelle les résultats.

	Coût/Couple	Coût/Puissance	Coût/Rendement	Coût
Bobinage réparti	0.88 €/Nm	7.10-3 €/W	4.4 €/%	397.3 €
Bobinage sur dents	1.44 €/Nm	9.10-3 €/W	1.3 €/%	124.5 €
Maquette	3.12 €/Nm	19.10-3 €/W	1.88 €/%	177.7 €

Tableau 6.5 : Récapitulatif des principaux résultats pour les différentes machines.

Finalement, avec le tableau récapitulatif (Tableau 6.5), il est simple de se rendre compte que la machine à bobinage réparti est la plus performante en terme de coût par couple. Malheureusement, son rendement ne la permet pas de rivaliser avec les machines à bobinages sur dents. La maquette est en deçà en terme de prix des deux autres machines malgré un rapport coût

sur rendement intéressant. Enfin même si elle n'obtient pas les meilleurs résultats, la machine à bobinage sur dents obtient de très bons résultats et n'est pas pénalisée par son rendement.

6.4 Conclusion

La diversité des technologies utilisées et des physiques des machines nous imposaient de mettre en place une méthode de comparaisons adéquates reflétant des performances de chacune des machines discoïdes. En comparant les couples électromagnétiques, les puissances et les rendements par unité de volumes l'objectif est atteint.

La synthèse de ces résultats montre que la machine discoïde à bobinage sur dents obtient la majorité des meilleurs résultats. Sa compacité, démontrée par la valeur du couple volumique, atteint les 30 Nm/dm³. L'utilisation pour cette machine de la poudre de fer n'est pas tellement pénalisante pour le prix total puisque la référence de 1.5 €/Nm n'est pas dépassée. Le très bon rendement obtenu lors des essais numériques confirme que ce type de machine est très compétitif.

Pour la machine à bobinage réparti, le défaut majeur est l'utilisation trop importante de cuivre pour le bobinage. Il impacte directement sur l'encombrement de la machine et par conséquent sur le couple volumique. Le rendement, très en deçà de celui de la machine à bobinage sur dents, pénalise aussi ce type de machine. Néanmoins, cette machine avoisine les performances de la machine à bobinage sur dents et obtient même pour la puissance massique et le coût par rapport au couple les meilleurs rapports (respectivement 1020 W/kg et 0.88 €/Nm).

Enfin, la maquette rivalise difficilement avec les deux machines précédentes. Pourtant muni d'un bobinage sur dents, ses résultats intrinsèques de couple, de puissance ne sont pas assez élevés pour pouvoir avoisiner les couples volumiques et coûts par rapport au couple des deux machines virtuelles.

Conclusions et Perspectives

Conclusions et Perspectives

Cette étude a permis de mettre en lumière une structure de machine électrique peu étudiée jusqu'à présent : une machine discoïde à double entrefer et aimants permanents enterrés.

Le choix de cette structure a été dicté par les conclusions apportées par la recherche bibliographique. Cette recherche bibliographique exhaustive a permis dans un premier temps de bien définir les parties nécessaires au fonctionnement d'une machine électrique. Le bobinage, l'emplacement des aimants, le nombre d'entrefer et la direction du flux ont constitué une base technologique primordiale pour le classement et la sélection finale de notre structure. Dans un second temps, la littérature scientifique, les brevets ont servi de base de données pour élaborer un tableau dynamique sous Excel regroupant la plupart des structures des machines électriques synchrones à aimants permanents. Grâce à tous ces éléments, une synthèse a pu être portée concernant l'industrialisation, le couple massique, le rendement et la polyvalence de chaque structure. Et le choix final s'est dirigé sur une machine discoïde à double entrefer à bobinage réparti ou bobinage sur dents.

La machine discoïde à bobinage réparti a fait l'objet d'une étude basée sur un modèle analytique en deux dimensions. Ce modèle analytique, permettant de déterminer le couple électromagnétique de la machine à l'aide de l'équation de l'induction dans l'entrefer, a permis de prédimensionner la géométrie et d'étudier l'impact des matériaux et de l'alimentation sur le fonctionnement global. Il est aussi la base de l'optimisation réalisée à l'aide du logiciel Cades. L'intérêt de cette optimisation a été la recherche d'une géométrie dont les dimensions sont optimales pour la maximisation du couple électromagnétique. L'exploitation des résultats a donc abouti à une géométrie optimale mais aussi à la confirmation du bon potentiel industriel de cette machine grâce aux analyses des courbes de Pareto. Pour approfondir l'étude de cette machine, la prise en compte du caractère tridimensionnel est effectuée avec le modèle numérique par éléments finis FLUX associé à notre structure. Les résultats concernant l'induction dans les dents (et plus particulièrement l'épanouissement dentaire) ont mis en avant qu'il était nécessaire de réajuster la géométrie du stator pour améliorer le fonctionnement global. De plus, ce modèle numérique nous informe des similitudes avec le modèle bidimensionnel concernant les résultats

de couple électromagnétique (aux alentours de 13 % d'écart) et des divergences de résultats pour l'estimation des pertes fer. En perspective à la modélisation de cette machine, des précisions doivent être apportées pour obtenir une meilleure prise en compte des caractéristiques physiques des matériaux et ainsi améliorer l'estimation des pertes fer. Cette machine, quant à elle, fait preuves de polyvalences et de bonnes performances en termes de rendement (environ 90 %) et de couple (environ 354 Nm). Le point négatif de cette machine est le bobinage. En effet, celui-ci est encombrant, consomme beaucoup de cuivre (en particulier les têtes de bobines) et est par conséquent source de pertes Joule. C'est pourquoi, la suite de l'étude a concerné le même type de structure avec un bobinage sur dents.

Le bobinage sur dents semble plus adapté à la structure discoïde d'une machine électrique. La compacité, la réduction des têtes de bobines permettent de s'approcher d'une structure plus cohérente. L'étude de cette machine discoïde à double entrefer et bobinage sur dents a fait l'objet d'une approche indirecte d'optimisation. Ne pouvant élaborer un modèle analytique rapidement, rigoureux compte tenu du bobinage choisi, la démarche est de modéliser numériquement la machine puis de l'optimiser. Le modèle numérique par éléments finis a permis d'obtenir les premiers résultats magnétiques et de porter une attention particulière à la présence ou non d'un épanouissement dentaire. Les analyses montrent que la présence d'un épanouissement dentaire, malgré une induction élevée dans cette partie de la machine, permet d'obtenir des rendement (97.5 %), couple (86 Nm) et force magnétique d'attraction (8000 N) bien meilleurs. L'optimisation proposée pour cette structure est peu commune et utilise le principe des plans d'expérience. Après multiples créations de prototypes virtuelles, il s'avère qu'il est possible d'augmenter le couple électromagnétique de la machine de 30 % tout en gardant des dimensions compactes pour aboutir à un couple massique très satisfaisant (aux alentours de 9 Nm/kg). En revanche l'analyse de robustesse a montré que cette machine était très sensible aux variations des dimensions géométriques (en particulier la largeur de l'encoche). Il sera donc important de respecter les dimensions déterminées par l'optimisation. Au cours de l'étude de cette machine discoïde à bobinage sur dents, il a donc été montré, en utilisant une nouvelle approche de modélisation numérique tridimensionnelle et une optimisation tridimensionnelle, les très bonnes capacités et performances de ce type de structure. A l'avenir, il serait intéressant de retravailler la forme de la dent, en l'arrondissant par exemple, pour améliorer le remplissage des encoches par les bobines et ainsi optimiser l'utilisation de la poudre de fer.

La partie expérimentale de cette thèse a permis d'illustrer concrètement sur une maquette la structure discoïde à double entrefer. Nous avons profité de cette maquette pour valider le modèle numérique tridimensionnel par éléments finis en se basant sur les résultats type d'une machine électrique c'est-à-dire les tensions, le courant, les inductances et le couple électromagnétique. Néanmoins des divergences sont apparues concernant l'estimation et la détermination des pertes fer. Les nombreux essais et hypothèses n'ont pu déterminer la cause principale de cet écart entre la théorie et la pratique. A l'avenir, il est donc important d'expliquer ces pertes fer supplémentaires pouvant être la conséquence de courant de Foucault ou d'une mauvaise utilisation de la poudre de fer. Une poudre de fer de nouvelle génération peut permettre de résoudre une grande partie de nos interrogations. Hormis les problèmes rencontrés avec les pertes fer, les performances de cette maquette sont en deçà de celles des machines étudiées théoriquement. Cependant de nouvelles perspectives s'offrent à nous. En effet, comme le modèle numérique de la maquette est validé, il sera donc possible d'appliquer la méthode d'optimisation tridimensionnelle basée sur les plans d'expériences. Ainsi, il sera possible de trouver la géométrie

optimale pour augmenter le couple électromagnétique et optimiser l'utilisation de la poudre de fer.

Enfin, l'étude comparative met en avant les performances et le potentiel industriel de la machine discoïde à double entrefer et bobinage sur dents. Que ce soit au niveau du rendement ou de l'encombrement, elle mérite que l'on s'intéresse encore plus à sa technologie et les points à améliorer.

Cette thèse n'est que le début d'une étude de machines discoïdes à aimants permanents à double entrefer. Cette étude a prouvé les bonnes performances et le bon potentiel industriel entrevue lors de notre recherche bibliographique préalable. Les outils pour la modélisation et l'optimisation existent et leurs applications sont très bien adaptées aux problématiques rencontrées. Nous avons donc proposé des machines électriques performantes dans la gamme de moyenne puissance. En perspective, le but final est de continuer l'étude de ce genre de machines, d'en approfondir la connaissance de son fonctionnement, son comportement et de mieux maîtriser la physique de nouveaux matériaux pour aboutir à une machine discoïde à double entrefer commercialisable.

Références Bibliographiques

Références Bibliographiques

- [ALB 05] L.Albert, C.Chillet, A.Jarosz, J.Rousseau, F.Wurtz, “Sizing of automotive claw-pole alternator based on analytical modelling”, *ELECTROMOTION*, vol.12, n°2-3, Avril-Septembre 2005, pp. 118-124.
- [ATL 09] Atlas Magnetics Europe, Données constructeurs, 2009.
- [AYD 02] M. Aydin, S. Huang and T. A. Lipo, “A new axial flux surface mounted permanent magnet machine capable of field control” *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, 2002, pp. 1250-1257.
- [AYD 03] M. Aydin, S. Huang and T. A. Lipo, “Performance Evaluation of An Axial Flux Consequent Pole PM Motor Using Finite Element Analysis”, *IEEE International Conference on Electrical Machines and Drives*, Madison, 2003.
- [AYD 04] M.Aydin, S.Huang, T.A Lipo, “Axial Flux Permanent Magnet Disc Machines: A Review”, *EPE-PEMC’04*, 2004.
- [AYD 06] M.Aydin, S.Huang, T.A Lipo, “Torque Quality and Comparison of Internal and External Rotor Axial Flux Surface-Magnet Disc Machines”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol.53, n°3, Juin, 2006.
- [BEL 07] E.Belicova, V.Hrabovcov, “Analysis of an Axial Flux Permanent Magnet Machine (AFPM) Based on Coupling of two Separated Simulation Models (Electrical and Thermal ones)”, *Journal of Electrical Engineering*, Vol. 58, n°1, 2007, pp. 3-9.
- [BEN 05] H.Ben Hamed, N.Bernard, G.Feld, B.Multon, “Machines synchrones, principes généraux et structures”, *Techniques de l’ingénieur*, d3520, 2005.
- [BIA 06] Nicola Bianchi, Silverio Bolognani, Paolo Frare, “Design Criteria for High-Efficiency SPM Synchronous Motors”, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2006.

- [BIA 06] N.Bianchi, S.Bolognani, M.Dai Pre, G.Grezzani “Design Considerations for Fractional-Slot Winding Configurations of Synchronous Machines”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol.42, N°4, Juillet/Aout 2006.
- [BRA 02] J.Braid, A.Van Zyl, C.Landy, “Design, Analysis and Development of Multistage Axial-Flux Permanent Magnet Synchronous Machine”, *Africon'02*, 2002.
- [BRA 94] K.Brandiski, U.Pahner, R.Belmans, “Optimal design of a segmental PM DC motor using statistical experiment design method in combination with numerical field analysis”, ICEM 1994, Paris, France, Vol.3, pp. 210-215, 1994.
- [CAM 74] P.Campbell, “Principles of a Permanent-Magnet Axial-Field D.C. Machine”, *Proceedings of the IEE*, Vol. 121, No. 12, pp. 1489-1494, 1974.
- [CAR 96] F.Caricchi, F.Crescimbin, O.Honorati, A.Di Napoli, E.Santini, “Compact Wheel Direct Drive for EVs”, *IEEE Industry Applications Magazine*, Novembre/Décembre, 1996.
- [CAR1 98] F.Caricchi, F.Crescimbin, O.Honorati, “Low-Cost Compact Permanent Magnet Machine for Adjustable-Speed Pump Application”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol.34, n°1, Janvier/Février, 1998.
- [CAR2 98] F.Caricchi, F.Crescimbin, O.Honorati, G.Lo Bianco, E.Santini, “Performance of Coreless-Winding Axial-Flux Permanent-Magnet Generator with Power Output at 400 Hz, 3000 r/min”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol.34, n°6, Novembre/Décembre, 1998.
- [CAR 99] F. Caricchi, F. Crescimbin, O. Honorati, “Modular axial-flux permanent-magnet motor for ship propulsion drives,” *IEEE Trans. Energy Conversion*, vol. 14, pp. 673–679, *Septembre*, 1999.
- [CHE 05] Y.Chen, P.Pillay, “Axial-flux PM wind generator with a soft magnetic composite core”, *4th IAS Annual Meeting Industry Applications Conference 2005*, Oct. 2–6 2005, Vol. 1, pp 231-237.
- [CHO 06] Han-Wook Cho, Seok-Myeong Jang, Sang-Kyu Choi, “A Design Approach to Reduce Rotor Losses in High-Speed Permanent Magnet Machine for Turbo-Compressor”, *IEEE Transactions on Magnetics*, 2006.
- [CHI 04] K.Chiarenza, “Improved Axial Flux Motor with Active Flux Shaping”, *World Wilde Patent*, Number Patent: 0030457318; 2004.
- [CHI 88] C.Chillet, “Machine synchrone multidisque à aimants permanents”, Thèse de Doctorat de l'Institut National Polytechnique de Grenoble, France, 1988.
- [CIR 02] M. Cirani, “Analysis of an Innovative Design of an Axial Flux Torus Machine”, Licentiate thesis, Juin 2002, Stockholm, Sweden.
- [COL 04] P.C. Coles, D.Rodger, R.J.Hill-Cottingham, H.C. Lai, M. Lampert, A.Walker, “Design and Analysis of an Axial Flux Permanent Magnet Machine”, *IEE Conference on Power Electronics, Machines and Drives*, Volume 2, pp.840-843, Mars/Avril, 2004.
- [COU 02] J.L. Coulomb, “Electromagnétisme et problèmes couplés”, *Electromagnétisme et éléments finis 3, Hermes*, Chapitre 16, 2002.
- [CRO 02] J.Cros, P.Viarouge “Synthesis of High Performance PM Motors With Concentrated Windings”, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol.17, N°2, Juin 2002.
- [DEL 07] B.Delinchant, D.Duret, L.Estrabaut, L.Gerbaud, H.H.Nguyen Huu, B.Du Peloux, H.L.Raktoarison, F.Verdière, S.Bergeon, F.Wurtz, ” An Optimizer using the software

Component Paradigm for the Optimization of Engineering Systems”, *COMPEL: The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering*, vol. 26, n°2, 2007, pp.368-379.

[ELR 05] A.M. El-Refaie, T.M. Jahns, “Comparison of Synchronous PM Machine Types for Wide Constant-Power Speed Range Operation”, *LAS’05*, 2005.

[ELR 06] A.M. El-Refaie, T.M. Jahns, D.W. Novotny, “Analysis of Surface Permanent Magnet Machines with Fractional-Slot Concentrated Windings”, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2006.

[FEU 05] F.Feudale, A.Odorico, M.Sica, F.Caricchi, F.Giulii-Capponi, F.Crescimbeni, “Multi-Stage Axial-Flux PM Machine for Direct-Drive Railway Traction Application”, *Ship Propulsion and Railway Traction Systems Conference*, 2005.

[FIC 01] R.L.Ficheux, F.Caricchi, F.Crescimbeni, O.Honorati, “Axial-Flux Permanent-Magnet Motor for Direct-Drive Elevator Systems without Machine Room”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2001.

[FIS 35] R.A.Fisher, “*The design of experiments*”, Oliver and Rod, 1935.

[GIE 06] J.F.GIERAS, R.WANG et M.J. KAMPER, “Axial Flux Permanent Magnet Brushless Machines ”, *Dordrecht, The Netherlands : Kluwer*, 2006.

[HOG 09] Höganäs France, Données constructeurs, 2009.

[HUA1 01] S. Huang, M. Aydin and T. A. Lipo, “Low noise and smooth torque permanent magnet propulsion motors: Comparison of non-slotted and slotted radial and axial flux topologies”, *IEEE International Aegean Electrical Machine and Power Electronic Conference*, Kusadasi-Turkey, 2001, pp. 1-8.

[HUA2 01] S.Huang, M.Aydin, T.A. Lipo “TORUS Concept Machines: Pre-Prototyping Design Assessment for Two Major Topologies”, *LAS’01*, 2001.

[HSU 99] J.S.Hsu et al. “Permanent magnet energy conversion machine with magnet mounting arrangement”, *United States Patent*, Patent Number: 5,952,756; 1999.

[HSU 03] Liang-Yi Hsu, Mi-Ching Tsai, Chien-Chin Huang, “Efficiency Optimization of Brushless Permanent Magnet Motors Using Penalty Genetic Algorithms”, *IEMDC’03*, 2003.

[HWA 08] C-C.Hwang, P-L.Li, F-C.Chuang, C-T.Liu, K-H.Huang, “Optimization for Reduction of Torque Ripple in an Axial Flux Permanent Magnet Machine”, *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol 45, n°3, Mars 2009.

[ILE 05] D. Iles-Klumpner, M. Risticvic, I. Boldea, “Advanced Optimization Design Techniques for Automotive Interior Permanent Magnet Synchronous Machines”, *IEMDC’05*, 2005.

[JAB 01] M.A.Jabbar, A.M.Khambadkone, L.Qinghua “Design and Analysis of Exterior and Interior Type High-Speed Permanent Magnet Motors”, *Proc. Aust. University Power Electronics Conference*, pp 484-489, 2001.

[JOH 01] P.R.Johansen, D.Patterson, C.O’Keefe, J.Swenson “The use of an axial flux permanent magnet in wheel direct drive in an electric bicycle”, *World Renewable Energy Conference*, Perth, Australia, 2001, vol.22,n°1-3, pp 151-157.

- [KUR 03] P.Kurronen, “Torque Vibration Model of Axial-Flux Surface Mounted Permanent Magnet Synchronous Machine”, *Thèse de Doctorat de l’Université de Lappeenranta*, 2003.
- [KWO 06] S-O.Kwon, S-Il.Kim, P.Zhang, J.-P.Hong, “Performance comparison of IPMSM with distributed and concentrated windings”, *Industry Applications Conference*, 2006.
- [LEB 99] Note interne concernant la caractérisation d’un échantillon de poudre de fer.
- [LI 05] Y.Li, H.Qian-sheng, “Design and Simulation of Interior Permanent Magnet Brushless DC Motor”, *Proceedings of the eighth International Conference Electrical Machines and Systems*, 2005.
- [LIU 06] C-T.Liu, S-C.Lee, “Magnetic field modeling and optimal operational control of a single-side axial-flux permanent magnet motor with center poles”, *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, Volume 304, Issue 1, Septembre, 2006, pp.454-456.
- [LOV 04] E.C.Lovelace, T.M. Jahns, T.A. Keim, J.H. Lang, “Mechanical Design Considerations for Conventionally Laminated, High-Speed, Interior PM Synchronous Machine Rotors”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2004.
- [LUK 00] M. Lukaniszyn, R. Wrobel, A. Mendrela and R. Drzewoski, “Towards optimization of the disc type brushless dc motor by changing the stator core structure”, *Proceedings of International Conference on Electrical Machines (ICEM) 2000*, Finland, pp.1357-1360.
- [MAR 03] A.Marino, « Caractérisation et modélisation des pertes magnétiques d’une machine asynchrone instrumentée fonctionnant en charge », *Thèse de Doctorat de l’Institut National Polytechnique de Grenoble*, Septembre 2003.
- [MAR 06] F.Marignetti, G.Tomassi, P.Cancelliere, V.Delli Colli, R. Di Stefano, M.Scarano, “Electromagnetic and Mechanical design of a Fractional-slot-windings Axial-flux PM synchronous machine with Soft Magnetic Compound Stator”, *LAS’06*, 2006.
- [MI 06] C.C. Mi, “Analytical Design of Permanent-Magnet Traction-Drive Motors”, *IEEE Transactions on Magnetics*, 2006.
- [MUR 02] H.Murakami, Y.Honda, S.Morimoto, Y.Takeda, “A Study of Rotor Configuration for IPMSM with concentrated Winding Considering the Iron Loss”, *Electrical Engineering in Japan*, Vol. 139, No. 4, 2002.
- [NEA 96] C-E. Neagoe, “Etude de nouvelles structures de machines électriques”, *Thèse de Doctorat de l’Institut National Polytechnique de Grenoble*, France, 1996.
- [NGU 08] H. Nguyen-Huu, “Méthodes et Outils pour la conception de composants intégrés dans un réseau électriques embarqués”, *Thèse de Doctorat de l’Université Joseph Fourier de Grenoble*, Novembre 2008.
- [PAR 06] J-C Park, H-R Choi, G-H Choe, “A Study on AFPM (Axial Flux Permanent Magnet) Motor without Stator Core”, *Power Electronics Specialists Conference’06*, 2006.
- [PAR 01] A. Parviainen, J. Pyrhönen, M. Niemelä, “Axial Flux Interior Permanent Magnet Synchronous Motor with Sinusoidally Shaped Magnets”, *ISEF’01*, 2001.
- [PAR 05] A.Parviainen, “Design of Axial-Flux Permanent-Magnet Low-Speed Machines and Performance Comparison Between Radial-Flux and Axial-Flux Machines”, *Thèse de Doctorat de l’Université de Lappeenranta*, Finlande, 2005.

- [PAR 08] A.Parviainen, A.Piispanen, “Axial Flux Induction Electrical Machine”, *World Wilde Patent*, Patent Number 3048723; 2008.
- [PEE 07] E.Peeters, J.Van Bael, P. Van Tichelen, “Different 600kW designs of an axial flux permanent magnet machine for wind turbines”, *WSEAS Transactions on Power Systems*, Juin 2007, Issue 6, vol. 2, pp 145-151.
- [POW 85] M.J.D Powell, “On the quadratic programming algorithm of Goldfarb and Idnani”, *Mathematical Programming Study* 25, 1985, pp.46-61.
- [SCH 98] P.Schimmerling, J.C. Sisson, A.Zaïda, “*Pratique des plans d'expériences*”, Lavoisier, 1998.
- [PRO 00] F.Profumo, A.Tenconi, Z.Zhang, A.Cavagnino, “Design and Realization of a Novel Axial Flux Interior PM Synchronous Motor for Wheel-Motors Applications”, *Electric Machine and Power Systems*, 2000.
- [QU 03] Qu, R., Aydin, M., Lipo, T.A., “Performance Comparison of Dual-Rotor Radial-Flux and Axial-Flux Permanent-Magnet BLDC Machines”. In *Proceedings of IEEE Electric Machines and Drives Conference, IEMDC'03*, Madison, United States, 1-4 June 2003, Vol. 3, pp. 1948-1954.
- [QU 04] R. Qu, T. A. Lipo, “Sizing Equations and Power Density Evaluation of Dual-Rotor, Radial-Flux, Toroidally Wound, Permanent-Magnet Machines”, 2004.
- [RAH 05] K.Rahmann, S.Hiti, N.Patel, T.Ward, J.Nagashima, F.Crescimbeni, F.Caricchi, “Electric traction vehicle, has axial flux traction motor coupled to set of wheels and including rotor that is rotatably coupled to stator in axial alignment and rotates by time varying stator magnetic field”, Deutschland Patent, Patent Number: 200410038884; 2005.
- [SAI 03] J.Saint Michel, A.Abou Akar, “Machine Discoïde”, Patent EP1276213A1, Leroy Somer, Janvier 2003.
- [SAK 93] K. Sakai, Y. Tabuchi, T. Washizu, “Structure and characteristics of new high speed machines with two or three rotor discs,” in *Proc. IEEE Industry Applications Meeting*, vol. 1, 1993, pp. 19–26.
- [SIT 01] K.Sitapati, R.Krishnan, “Performance Comparisons of Radial and Axial Field, Permanent Magnet, Brushless Machines”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2001.
- [SOL 09] Sollac Méditerranée - Groupe Usinor, Données constructeurs, 2009.
- [TAG 87] G.Taguchi, “*System of Experimental Design*”, Unipub/Kraus International Publication, 1987.
- [TES 07] L.Tessier, J.P. Doyle, J.L.Weber, “Axial Flux Switched Reluctance Motor and Method of Manufacture”, *World Wilde Patent*, Number Patent: 2007143827; 2007.
- [VID 04] L.Vido, Y.Amara, E.Hoang, M.Gabsi, F.Chabot, M.Lecrivain, “Design and Comparison of Concentrated Windings and Distributed Windings Interior PM Machines for a Hybrid Vehicle Application”, *IEEE Transactions on Magnetics*, 2004.
- [WAN 05] R-J Wang, M.J.Kamper, K.Van der Westhuizen, J.F.Gieras, “Optimal Design of a Coreless Stator Axial Flux Permanent-Magnet Generator”, *IEEE Transactions on Magnetics*, 2005.
- [WU 00] W.Wu, V.S.Ramsden, T.Crawford, G.Hill, “A Low-Speed, High-Torque, Direct-Drive Permanent Magnet Generator for Wind Turbines”, *IEEE Industry Applications Conference*, 2000.
- [WUR 99] F.Wurtz, C.Espanet, J.Bigeon, J.M.Kauffmann, “Application of a New Optimization Approach to the Design of Electrical Wheels”, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol.14, n°4, 1999, pp 952-958.

- [YAN 08] Y-P.Yang, C-P. Lo, “Current distribution control of dual directly driven wheel motors for electric vehicles”, *Control Engineering Practice*, 2008, pp. 1285-1292.
- [YOS 06] Y.Yoshikawa, Hu Li, H.Murakami, “Design of Ultra Low acoustic Noise and High Power Density Direct Drive Machines with Double Rotor and Toroidally Wound Structure”, *LAS'06*, 2006.
- [YOS 08] A.Yoshinari, N.Shin, K. Atsushi,” Rotating Electrical Machine”, *Japon Patent*, Patent number: 2008199811; 2008.
- [ZAR 05] Damir Zarko, Drago Ban, Thomas A. Lipo, “Design Optimization of Interior Permanent Magnet (IPM) Motors With Maximized Torque Output in the Entire Speed Range”, *EPE'05*, 2005.

Annexes

Annexe 1

A1. Etude d'une machine à flux radial double entrefer à bobinage réparti

Bien que la thèse ne porte que sur les machines discoïdes à double entrefer, nous avons été amenés au cours de cette thèse à étudier le fonctionnement et la théorie d'une machine à flux radial à double entrefer avec un bobinage réparti. Cette annexe permet de mettre en avant le principe d'une structure susceptible d'obtenir de bonnes performances industrielles.

A1.1. Fonctionnement de la machine

La machine à flux radial de cette partie est à double entrefer, aimants permanents et bobinage réparti (Figure A1.1). Ce moteur est constitué d'un stator et de deux rotors. Le rotor intérieur est composé d'aimants permanents enterrés au contraire du rotor extérieur composé d'aimants permanents en surface. Le positionnement des aimants est tel que le flux ne doit que traverser la culasse du stator. Pour mieux comprendre le fonctionnement de ce type de machine, le chemin du flux de la machine à flux radial à aimants permanents double entrefer est représenté en Figure A1.2

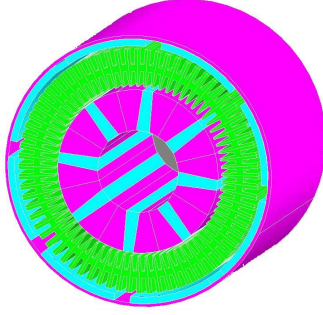


Figure A1.1: Structure générale de la machine radiale à double entrefer.

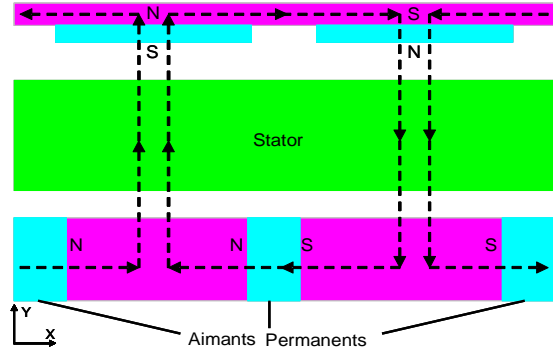


Figure A1.2: Directions des chemins de flux.

Pour la machine à flux radial, le calcul de l'induction dans l'entrefer peut être décomposé en deux parties : l'induction dans l'entrefer de la partie inférieure de la machine et l'induction dans l'entrefer de la partie supérieure.

A1.2. Détermination de l'induction dans l'entrefer

La similitude entre le rotor intérieur de la machine radial et les rotors des machines axiales nous permettent de déduire que l'expression de l'induction dans l'entrefer inférieur est semblable à la machine à flux axial, soit :

$$Be1(\theta) = \frac{fmm1(\theta)\mu_0 + \frac{B0 \cdot a}{\mu_r} - \frac{\phi_f \cdot a}{2 \cdot ha \cdot La \cdot \mu_r}}{\frac{S \cdot a}{2 \cdot ha \cdot La \cdot \mu_r} + 2e} \quad [\text{Eq.A1.1}]$$

avec $fmm1(\theta)$ la force magnétomotrice de la partie inférieure de la machine.

Pour le calcul de l'induction dans l'entrefer supérieur, il a été choisi d'appliquer le théorème d'Ampère sur le contour décrit en Figure A1.3 :

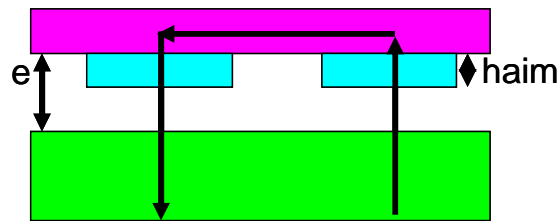


Figure A1.3 : Contour pour le théorème d'Ampère.

En appliquant le théorème d'Ampère, nous obtenons l'expression de l'induction dans l'entrefer suivante :

$$Be2(\theta) = \frac{(fmm2(\theta) - H \cdot haim)\mu_0}{e} \quad [\text{Eq.A1.2}]$$

avec $haim$ la hauteur des aimants permanents montés en surface et $fmm2(\theta)$ la force magnétomotrice de la partie supérieure de la machine.

Les inductions dans les entrefers inférieurs et supérieurs sont maintenant déterminées. Calculons maintenant les couples électromagnétiques correspondants.

A1.3. Détermination du couple électromagnétique

Pour la machine à flux radial à aimants permanents, la démarche consiste à déterminer le couple de la partie inférieure et le couple de la partie supérieure de la machine. Pour les deux couples, la démarche est semblable et est la suivante :

Nous appliquons le théorème de Laplace et obtenons:

$$dF(\theta) = I(\theta)Be(\theta)\sin[Be(\theta);I(\theta)]Lfer \quad [\text{Eq.A1.3}]$$

Mais $Be(\theta)$ est radial et $I(\theta)$ est longitudinal alors $\sin[Be(\theta);I(\theta)] = 1$

Pour obtenir le couple T_1 , l'[Eq.A1.3] est multiplié par r_{int} le rayon interne du stator :

$$dT_1 = r_{\text{int}} fmm(\theta - \frac{\pi}{2})Be(\theta)Lfer \quad [\text{Eq.A1.4}]$$

Finalement,

$$T_1 = 2p \cdot r_{\text{int}} \cdot Lfer \int_0^{2\pi} Be1(\theta) fmm1(\theta - \frac{\pi}{2}) d\theta \quad [\text{Eq.A1.5}]$$

De même pour l'expression du couple supérieur de la machine où le rayon interne est remplacé par le rayon externe :

$$T_2 = 2p \cdot r_{\text{ext}} \cdot Lfer \int_0^{2\pi} Be2(\theta) fmm2(\theta - \frac{\pi}{2}) d\theta \quad [\text{Eq.A1.6}]$$

Le couple total est donc l'addition du couple inférieur et supérieur et obtenons:

$$T_{\text{tot}} = T_1 + T_2 \quad [\text{Eq.A1.7}]$$

avec p le nombre de paires de pôles, $Lfer$ la longueur de la machine, r_{int} et r_{ext} les rayons interne et externe, $Be1$ et $Be2$ l'induction inférieur et supérieur, $fmm1$ et $fmm2$ les forces magnétomotrice des bobinages supérieur et inférieur.

Annexe 2

A2. Détermination de la force magnétomotrice

Ce paragraphe a pour but d'expliquer les différentes étapes qui permettent d'aboutir à l'expression de la force magnétomotrice, entre autre utilisée pour calculer l'induction dans l'entrefer de la machine et donc l'ensemble des grandeurs qui en dépendent directement. Cette démonstration s'appuie essentiellement sur [SAI 06]. La démarche est la suivante. Nous commençons par déterminer la décomposition harmonique de la FMM d'une spire diamétrale quelconque. Puis nous sommes les contributions individuelles des spires d'une phase. Enfin, nous combinons les contributions des autres phases.

A2.1 Décomposition harmonique pour une spire à pas diamétral parcouru par un courant quelconque

La spire est parcourue par un courant I_a arbitraire. Par définition même de la FMM, celle-ci est rectangulaire et d'amplitude $I_a/2$ comme le montre la figure suivante.

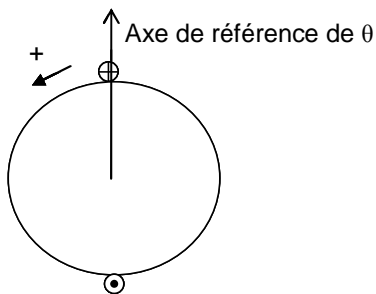


Figure A2.1 : Référence du sens des courants

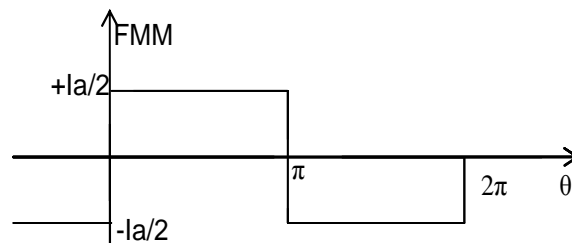


Figure A2.2 : Allure de la force magnétomotrice.

Avec les références utilisées, la fonction $FMM(\theta)$ est impaire et sa décomposition en série de Fourier n'admet que des termes b_n . On a donc :

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(\theta) \sin(n\theta) d\theta \quad [\text{Eq.A2.1}]$$

Soit en raisonnant sur une demi période :

$$b_n = \frac{2}{\pi} \int_0^\pi \frac{Ia}{2} \sin(n\theta) d\theta \quad [\text{Eq.A2.2}]$$

En développant, nous aboutissons à :

$$b_n = \frac{2}{\pi} \frac{Ia}{2} \frac{1}{n} [-\cos(n\theta)]_0^\pi = \frac{1}{n} \frac{Ia}{\pi} [-\cos(n\pi) + \cos(n0)] \quad [\text{Eq.A2.3}]$$

Ce qui conduit à :

$$\begin{aligned} b_n &= \frac{Ia}{\pi} \frac{1}{n} 2 \quad \text{si } n \text{ est impair} \\ b_n &= 0 \quad \text{si } n \text{ pair} \end{aligned} \quad [\text{Eq.A2.4}]$$

Donc, nous aboutissons à :

$$b_n = \frac{2}{\pi} \frac{Ia}{(2p+1)} \quad [\text{Eq.A2.5}]$$

Soit finalement

$$FMM_a = \frac{2 \cdot Ia}{\pi} \sum_0^\infty \frac{\sin[(2p+1)\theta]}{2p+1} \quad [\text{Eq.A2.6}]$$

On suppose maintenant que $Ia = Ya\sqrt{2} \sin(\omega t)$:

$$FMM_a = \frac{2 \cdot Ya\sqrt{2}}{\pi} \sum_0^\infty \frac{\sin[(2p+1)\theta] \sin(\omega t)}{2p+1} \quad [\text{Eq.A2.7}]$$

Or,

$$\sin(a) \sin(b) = \frac{1}{2} [\cos(a-b) - \cos(a+b)] \quad [\text{Eq.A2.8}]$$

Donc,

$$FMM_a = \frac{Ya\sqrt{2}}{\pi} \sum_0^\infty \frac{\cos[\omega t - (2p+1)\theta]}{2p+1} - \frac{\cos[\omega t + (2p+1)\theta]}{2p+1} \quad [\text{Eq.A2.9}]$$

Si il y a S conducteurs par encoche

$$FMM_a = \frac{S \cdot Ya\sqrt{2}}{\pi} \sum_0^\infty \frac{\cos[\omega t - (2p+1)\theta]}{2p+1} - \frac{\cos[\omega t + (2p+1)\theta]}{2p+1} \quad [\text{Eq.A2.10}]$$

En tenant compte des coefficients de bobinage et du nombre d'encoches par pôles et par phase, on obtient la FMM complète d'une phase :

$$FMM_a = \frac{S \cdot Ya \sqrt{2}}{\pi} \frac{N_{ES}}{6p} k_{bdm} k_{brm} \sum_0^{\infty} \frac{\cos(\omega t - m\theta)}{m} - \frac{\cos(\omega t + m\theta)}{m} \quad [\text{Eq.A2.11}]$$

où N_{ES} est le nombre d'encoches, p le nombre de paires de pôles, k_{bdm} le coefficient de distribution de bobinage et k_{brm} le coefficient de raccourcissement. De plus m est impair.

A2.2. Contribution des deux autres phases

Pour mener ce calcul, nous supposons que les phases sont identiques. De plus, nous ne nous intéressons qu'au fondamental, puisque l'élaboration du modèle s'appuie sur l'hypothèse que le bobinage réparti permet de considérer les grandeurs de la machine sinusoïdales. On pose alors $m=1$ et on obtient :

$$FMM_a = \frac{S \cdot Ya \sqrt{2}}{\pi} \frac{N_{ES}}{6p} k_{bd} k_{br} [\cos(\omega t - \theta) - \cos(\omega t + \theta)] \quad [\text{Eq.A2.12}]$$

Soit,

$$FMM_b = \frac{S \cdot Yb \sqrt{2}}{\pi} \frac{N_{ES}}{6p} k_{bd} k_{br} [\cos(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \theta + \frac{2\pi}{3}) - \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \theta - \frac{2\pi}{3})] \quad [\text{Eq.A2.13}]$$

Et,

$$FMM_c = \frac{S \cdot Yc \sqrt{2}}{\pi} \frac{N_{ES}}{6p} k_{bd} k_{br} [\cos(\omega t - \frac{4\pi}{3} - \theta + \frac{4\pi}{3}) - \cos(\omega t - \frac{4\pi}{3} + \theta - \frac{4\pi}{3})] \quad [\text{Eq.A2.14}]$$

On pose $Ya = Yb = Yc = Y$ et $FMM_{total} = FMM_a + FMM_b + FMM_c$, donc :

$$FMM_{total} = \frac{S \cdot Y \sqrt{2}}{\pi} \frac{N_{ES}}{6p} k_{bd} k_{br} [3 \cos(\omega t - \theta) - \cos(\omega t + \theta) - \cos(\omega t + \theta - \frac{4\pi}{3}) - \cos(\omega t + \theta - \frac{2\pi}{3})] \quad [\text{Eq.A2.15}]$$

En développant grâce aux identités trigonométriques, il apparaît que :

$$-\cos(\omega t + \theta) - \cos(\omega t + \theta - \frac{4\pi}{3}) - \cos(\omega t + \theta - \frac{2\pi}{3}) = 0 \quad [\text{Eq.A2.16}]$$

Donc :

$$FMM_{total} = \frac{3 \cdot S \cdot Y \sqrt{2}}{\pi} \frac{N_{ES}}{6p} k_{bd} k_{br} \cos(\omega t - \theta) \quad [\text{Eq.A2.17}]$$

pour le fondamental.

Or $Y = \frac{I}{c}$ avec c le nombre de circuits en parallèle et I le courant de phase, donc :

$$FMM_{total} = \frac{3I \sqrt{2}}{p\pi} \frac{S \cdot N_{ES}}{6c} k_{bd} k_{br} \cos(\omega t - \theta) \quad [\text{Eq.A2.18}]$$

Et sachant que :

$$N_s = \frac{N_{ES} \cdot S}{6c} \quad [\text{Eq.A2.19}]$$

Nous aboutissons à l'expression finale du fondamental de la force magnétomotrice :

$$FMM_{total} = \frac{3\sqrt{2}N_s k_{bd} k_{br} I}{p\pi} \cos(\omega t - \theta) \quad [\text{Eq.A2.20}]$$

Modélisation et Optimisation des Machines Electriques Discoïdes à Double Entrefer

L'évolution des technologies et des problématiques environnementales a encouragé le développement de nouvelles structures de machines électriques. Nous vous proposons dans cette thèse d'étudier deux structures de machines discoïdes à double entrefer et aimants permanents enterrés. Une réflexion sera menée sur le potentiel industriel de chacune à l'aide d'outils de modélisation récents (modélisation tridimensionnelle par éléments finis sous FLUX), de méthodes d'optimisation nouvelles (méthodes des plans d'expériences numériques) et de matériaux ferromagnétiques peu utilisés à l'heure actuelle (poudre de fer). A l'issue de cette recherche, nous pourrions proposer de nouveaux moteurs performants dans la gamme de petite et moyenne puissance. Ces machines, combinées à une alimentation appropriée, pourront être utilisées comme entraînement à vitesse variable dans tous les secteurs de l'industrie.

Mots clés : discoïde, flux axial, optimisation, modélisation, double entrefer, éléments finis, aimant permanent.

Optimisation and Modelling of discoid dual airgap electrical machines

The evolution of technology and environmental problems has encouraged the development of new structures of electrical machines. In this thesis, we propose to study two structures: dual airgap disc machines and permanent magnets buried. Using current modelling tools (three-dimensional finite element modelling with FLUX) with new optimization methods (digital design of experiments methods) and ferromagnetic materials rarely used at present (iron powder), a study will be conducted on the industrial potential of each structure. At the end of this research, we propose new efficient machines within the small and medium power range. These machines, combined with proper supply, can be used as variable speed drives in all sectors of industry.

Keywords: discoid, axial flux, optimisation, modelling, dual airgap, finite element, permanent magnet.
