



**HAL**  
open science

**Contribution à l'étude des machines polyentrefers à aimants permanents et à entrefer réduit. Applications aux machines à flux axial à hautes performances sous contrainte d'encombrement.**

Florian Dumas

► **To cite this version:**

Florian Dumas. Contribution à l'étude des machines polyentrefers à aimants permanents et à entrefer réduit. Applications aux machines à flux axial à hautes performances sous contrainte d'encombrement.. Energie électrique. Université Montpellier II - Sciences et Techniques du Languedoc, 2011. Français. NNT: . tel-00842061

**HAL Id: tel-00842061**

**<https://theses.hal.science/tel-00842061>**

Submitted on 6 Jul 2013

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

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

ACADÉMIE DE MONTPELLIER

---

Université Montpellier 2

— Sciences et Techniques du Languedoc —

# THÈSE

Présentée à l'Université Montpellier 2 – Sciences et Techniques du Languedoc  
pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ MONTPELLIER 2

Spécialité : Électronique

École Doctorale : Information, Structures et Systèmes

**Contribution à l'étude des machines polyentrefers  
à aimants permanents et à entrefer réduit.**

**Applications aux machines à flux axial à hautes  
performances sous contrainte d'encombrement.**

par

**Florian DUMAS**

Soutenue publiquement le 6 décembre 2011 devant le Jury composé de :

M. M-E-H. ZAIM	Président du Jury
M. G. BARAKAT	Rapporteur
M. H. BEN AHMED	Rapporteur
M. F. NIERLICH	Examineur
M. P. ENRICI	Examineur
M. D. MATT	Directeur de thèse



# Avant-propos





Avant de commencer les remerciements de rigueur, je commencerais pas un bref aparté lié à l'aventure qu'est une thèse. Le choix de poursuivre nos études par une thèse est pour le plus grand nombre murement réfléchi, mais il semble impossible de s'attendre à tout ce que l'on va vivre pendant ces 36 mois à rythme effréné. Que ce soit les embuches scientifiques ou celles administratives, il est difficile de les prévoir. Mon humble avis à ce sujet est qu'une thèse ne serait pas ce qu'elle est sans tout ceci. En effet l'expérience semble montrer qu'aucune thèse ne peut se dérouler sereinement sans quelques encombres. Tout ceci participe sûrement au sentiment de bien être et de délivrance qui persiste après le jour "J".

À mes yeux, même si certains de ces moments m'ont poussé à me questionner et ou m'ont fait vivre des nuits difficiles, ils étaient sûrement nécessaires. Ces trois ans n'auraient pas été ce qu'ils ont été, et l'après thèse encore moins. Je ne regrette, du coup, en aucun cas tout cela et le bilan global est largement positif. Je souhaite que la génération future de doctorants ait le même sentiment. Revenons donc au sujet original de cet avant-propos ...

Tout d'abord, je tiens à remercier chaleureusement les membres du jury d'avoir accepté leur mission : Messieurs Georges Barakat, Hamid Ben Ahmed et Mohammed-El-Hadi Zaïm pour l'examen et le jugement de mon manuscrit et de la soutenance. Leurs avis et critiques ont su enrichir ce manuscrit et mes réflexions.

Je suis très reconnaissant envers messieurs François-Noël Leynaert, Florent Nierlich et Anas Farid de la société Messier-Bugatti-Dowty, groupe SAFRAN pour la collaboration avec notre équipe, leur confiance et l'intérêt qu'ils ont portés à mes travaux.

Je remercie Monsieur Daniel Matt, Professeur à l'Université Montpellier 2, instigateur de ces travaux, pour avoir encadrer et diriger ma thèse de doctorat. Ces trois années ont été riches scientifiquement, et je vous apporte toute ma reconnaissance pour nos nombreuses discussions ainsi que la confiance que vous avez envers moi.

Mes remerciements vont également vers Monsieur Philippe Enrici, Maitre de conférences

à l'Université Montpellier 2, qui a co-encadré ces travaux. Je le remercie pour les nombreuses discussions, explications et relectures de mes écrits, et aussi toute la patience dont il a fait preuve pendant ces trois années.

Je n'oublierais pas Monsieur Serge Agnel, Professeur à l'Université Montpellier 2 et responsable du Groupe Énergie et Matériaux de l'Institut d'Électronique du Sud, qui m'a accueilli au sein du laboratoire. Je tiens à le remercier pour ses qualités de responsable, son implication et son sérieux mais aussi pour sa grande sympathie tout au long de ses années. Bonne continuation et bon courage.

J'exprime toute ma gratitude à mes collègues et amis du G.E.M. Que ce soit pour les discussions scientifiques ou extra-professionnelles, l'ambiance qu'ils apportent au quotidien est quelque chose d'important. Ils ont su de leur façon apporter leur contribution à mes travaux. J'espère que les plantes et la machine à café auront quelqu'un pour s'occuper d'eux. Je souhaite beaucoup de courage aux futurs docteurs et anciens co-bureaux, Oana, Hanenn, Amgad, Laurent et Sylvain : je vous rassure c'est bientôt fini !

Je remercie Julien Jac et Nicolas Ziegler, docteurs de l'Institut d'Électronique du Sud, fondateurs de la société ERNEO. Ils ont apporté une grande contribution pour la conception du prototype. Merci à Julien pour nos nombreux échanges (sans fin) sur les machines, les calculs analytiques et les simulations sous FEMM.

Je remercie toute ma famille et en particulier ma mère pour tout le soutien apporté à leur façon malgré les moments difficiles que l'on a tous vécu pendant la maladie et le décès de papa.

Toute mon amitié et remerciements à Vanessa Smet, amie et ancienne collègue, expatriée dans des contrées froides. Nos discussions aux pauses café ou par voies électroniques, ont su apporter soutien et réconfort pendant les moments difficiles. De la même façon, dédicace aux extérieurs : merci notamment à Maryse et Christine, ainsi que toute l'équipe de coureurs à pied et amis pour nos sorties sportives et/ou festives.

Et pour la dernière et non la moindre, je remercie chaleureusement France pour son amour, sa complicité et son soutien pendant les périodes difficiles et le quotidien. Je sais que cela n'a pas toujours été facile, mais trouve dans ces quelques mots une nouvelle façon de prouver mon amour et de te remercier.





# Table des matières

Table des matières	9
Introduction générale	15
<b>1 Les machines polyentrefers : une éventualité à la problématique d'avion plus électrique ?</b>	<b>23</b>
1.1 L'avion plus électrique : problématique et objectifs	25
1.1.1 L'avion plus électrique	25
1.1.2 L'exemple du frein électrique	27
1.1.3 Le projet Green Taxiing	28
1.2 État de l'art des machines polyentrefers à aimants permanents	30
1.2.1 Intérêt d'une structure polyentrefers	30
1.2.2 Les motifs élémentaires	31
1.2.3 Historique des machines polyentrefers à aimants permanents	32
1.2.4 Limitations et contraintes	36
1.3 Les machines à flux axial à aimants permanents	37
1.3.1 Généralités	37
1.3.2 Différents types de couplages et de bobinages	39
1.3.3 Les machines à flux axial à plusieurs entrefers	41
1.3.4 Comparaison entre les machines à flux radial et à flux axial	44
1.4 Conclusion	46
<b>2 Contraintes possibles des technologies polyentrefers</b>	<b>49</b>
2.1 Précision et tolérance sur les parties actives	51
2.1.1 Présentation de l'actionneur linéaire polyentrefers	52
2.1.2 Calcul par éléments finis	54
2.1.3 Études électromagnétiques dans le cas de différences sur la largeur des aimants de l'actionneur multilame	56
2.1.3.1 Étude de l'effort de crantage électromagnétique	58
2.1.3.2 Impact sur la force électromotrice et l'effort nominal	60
2.2 Friction et efforts de plaquage	63
2.2.1 Origines des efforts	64

TABLE DES MATIÈRES

2.2.2	Effets néfastes . . . . .	65
2.2.3	Solutions possibles . . . . .	66
2.2.3.1	Solution pour l'actionneur multilame . . . . .	66
2.2.3.2	Solution pour un moteur polydiscoïde . . . . .	71
2.3	Conclusion . . . . .	72
<b>3</b>	<b>Étude d'une machine polydiscoïde à bobinage dentaire et couplage polaire</b>	<b>77</b>
3.1	Présentation de la structure . . . . .	79
3.1.1	Vue et considérations générales . . . . .	79
3.1.2	Cellule élémentaire et découpe du disque . . . . .	81
3.1.3	Conditions aux limites et calcul de l'effort sur le motif . . . . .	83
3.2	Approche du dimensionnement . . . . .	84
3.2.1	Cahier des charges . . . . .	84
3.2.2	Pré-étude paramétrique . . . . .	85
3.2.3	Dimensionnement du moteur . . . . .	89
3.2.3.1	Considérations géométriques . . . . .	89
3.2.3.2	Calcul du couple par stator . . . . .	91
3.2.3.3	Dimensionnement thermique . . . . .	92
3.3	Résultats de l'étude paramétrique et du dimensionnement . . . . .	94
3.3.1	Étapes de l'étude paramétrique . . . . .	94
3.3.2	Impact de la fréquence . . . . .	96
3.3.3	Impact de l'entrefer . . . . .	98
3.3.4	Influences des paramètres géométriques et électriques . . . . .	100
3.3.4.1	Avec entrefer réduit de 0,3 mm . . . . .	100
3.3.4.2	Avec entrefer de 1 mm . . . . .	102
3.3.5	Choix de solutions . . . . .	103
3.3.5.1	Annulation des harmoniques en fonction du nombre de phases . . . . .	104
3.3.5.2	Solutions à 6 stators - 3 rotors . . . . .	106
3.3.5.3	Solutions à 8 stators - 4 rotors . . . . .	110
3.4	Conclusion . . . . .	113
<b>4</b>	<b>Étude d'une machine polydiscoïde à bobinage global et couplage dentaire</b>	<b>117</b>
4.1	Présentation de la structure . . . . .	119
4.1.1	Vue et dimensions générales . . . . .	119
4.1.2	Cellule élémentaire et conditions aux limites . . . . .	121
4.1.3	Calcul de l'effort et paramètres adimensionnels . . . . .	123
4.2	Approche du dimensionnement . . . . .	125
4.2.1	Études paramétriques précédentes . . . . .	125
4.2.2	Dimensionnement du moteur . . . . .	126
4.2.2.1	Calcul de l'induction moyenne . . . . .	127
4.2.2.2	Calcul de la géométrie de la culasse . . . . .	128

4.2.2.3	Calcul de l'effort surfacique . . . . .	130
4.2.2.4	Dimensionnement thermique . . . . .	130
4.3	Résultats de l'étude paramétrique . . . . .	132
4.3.1	Étapes de l'étude paramétrique . . . . .	133
4.3.2	Impact de la fréquence . . . . .	133
4.3.3	Impact de l'entrefer . . . . .	136
4.3.4	Impact de la valeur des pertes par effet Joule . . . . .	137
4.3.5	Influences des paramètres géométriques et électriques . . . . .	138
4.3.5.1	Avec entrefer réduit de 0,3 mm . . . . .	139
4.3.5.2	Avec entrefer de 1 mm . . . . .	142
4.3.6	Choix de solutions . . . . .	144
4.3.6.1	Solutions répondant au cahier des charges . . . . .	145
4.3.6.2	Solutions maximisant le couple massique . . . . .	149
4.4	Conclusion . . . . .	152
<b>5</b>	<b>Choix d'une solution technologique</b>	<b>155</b>
5.1	Comparaisons et choix d'une technologie . . . . .	157
5.1.1	Comparaison des performances des deux topologies . . . . .	157
5.1.1.1	Moteurs satisfaisants au cahier des charges . . . . .	158
5.1.1.2	Différences technologiques des deux topologies . . . . .	160
5.1.2	Contraintes mécaniques liées au système de compensation des efforts . . . . .	161
5.1.3	Choix d'une technologie . . . . .	163
5.2	Présentation du moteur retenu . . . . .	164
5.2.1	Dimensions générales . . . . .	165
5.2.2	Plans mécaniques . . . . .	166
5.2.2.1	Le rotor d'aimants permanents . . . . .	168
5.2.2.2	Les stators bobinés . . . . .	169
5.2.3	Caractéristiques électriques et performances attendues . . . . .	171
5.2.4	Système d'annulation des efforts de plaquage . . . . .	172
5.2.4.1	Simulations de l'effort normal à compenser . . . . .	174
5.2.4.2	Simulations de l'électro-aimant par éléments finis . . . . .	176
5.2.4.3	Simulations du système de compensation des efforts de plaquage	178
5.3	Modèle thermique . . . . .	181
5.3.1	Évaluation des pertes fer . . . . .	181
5.3.2	Modèle nodal thermique d'une machine 3R-6S . . . . .	183
5.3.3	Modèle nodal thermique du prototype laboratoire et résultats de simulation	184
5.4	Conclusion . . . . .	188
	<b>Conclusion générale</b>	<b>191</b>
	<b>Liste des symboles</b>	<b>199</b>



## TABLE DES MATIÈRES

---

<b>Table des figures</b>	<b>203</b>
<b>Liste des tableaux</b>	<b>209</b>
<b>Bibliographie</b>	<b>213</b>





# Introduction générale



Depuis quelques années, les domaines de l'aéronautique et du transport terrestre ont poussé la communauté scientifique électrotechnique à développer de nouveaux concepts. Que ce soit à bord des avions ou des véhicules terrestres, de nombreuses modifications des systèmes sont en cours. L'énergie électrique devient de plus en plus présente dans nos modes de transport : la propulsion, totalement électrique ou hybride, l'utilisation d'actionnements tout électrique, la gestion de l'énergie embarquée ou l'apport de nouvelles fonctions de sécurité ou de confort. Que ce soit l'optimisation des performances ou la création de nouveaux besoins, ces actions passent par l'utilisation de l'énergie électrique.

Dans le domaine aéronautique, le concept recherché est celui de « l'avion plus électrique ». C'est dans cette thématique que les avionneurs et équipementiers cherchent à électrifier le plus possible les énergies auxiliaires nécessaires au fonctionnement de l'avion. Cette révolution concerne notamment la suppression progressive des actionnements hydrauliques, pneumatiques et du réseau associé. Cette compétition entraîne la recherche et le développement d'actionneurs électriques innovants afin de répondre à des performances élevées en matière de réduction de masse et de volume.

C'est spécialement pour les systèmes d'atterrisseurs et le taxiage des avions (déplacement au sol sans l'aide des réacteurs) que le Groupe Énergie et Matériaux de l'Institut d'Électronique du Sud à Montpellier (I.E.S.), en collaboration avec la société Messier-Bugatti-Dowty du groupe SAFRAN, a été mis à contribution pour la réalisation de machines électriques à hautes performances. Les derniers travaux [JAC08, ZIE08] ont présenté deux machines originales présentant de hautes performances : une machine cylindrique à aimants permanents à effet Vernier et une machine linéaire polyentrefer à aimants permanents. La machine à effet Vernier a permis l'obtention de performances élevées, notamment au niveau du couple massique de l'ordre de 50 N.m/kg pour des applications à entraînement direct, fort couple et basse vitesse. La machine non conventionnelle linéaire multilame a permis d'atteindre des performances inégalées : 1000 N/kg et 5000 N/dm<sup>3</sup>.

Cette forte expérience sur les machines polyentrefers ont engendré de nouveaux travaux sur les machines électriques portant sur le taxiage de l'avion : le projet Green Taxiing du Groupe SAFRAN. Ce projet est axé sur la motorisation électrique de l'avion lorsqu'il est au sol. Le premier chapitre de ce manuscrit débute par un exposé de la thématique d'avion plus électrique et le projet Green Taxiing. Ensuite un l'état de l'art des machines polyentrefers à aimants per-

manents est réalisé, ainsi qu'une présentation des machines à flux axial. Le cahier des charges du projet au cœur de ces travaux précise un volume très restreint notamment sur la longueur axiale de la machine. Ceci a conduit la suite de ces travaux sur des machines discoïdes. Cette architecture a été utilisée pour les premières machines polyentrefer à aimants permanents à la fin des années 80. Les raisons d'un tel choix, comme par exemple la modularité ou les forts couples volumiques, sont détaillées au sein de ce premier chapitre.

Pour revenir au concept et à la technologie de structure polyentrefer, le second chapitre présente les contraintes et les précautions à prendre lors de l'utilisation de celles-ci. Ce concept polyentrefer, conçu à la fin des années 70, permet, grâce à l'augmentation de la fréquence, de multiplier le nombre de surfaces actives productrices d'effort. L'augmentation de la fréquence impose la réduction de la taille des éléments actifs (aimants permanents, éléments ferromagnétiques). L'utilisation de ce grand nombre de petits éléments à assembler accroît la complication de l'assemblage, le coût, mais aussi la précision nécessaire. Basée sur le prototype d'actionneur multilame développé au laboratoire, une étude électromagnétique par éléments finis est menée afin d'observer l'impact qu'aurait l'utilisation d'éléments actifs d'une dimension légèrement différente de leurs dimensions initialement prévues (tolérance de fabrication). Au delà des aspects mécaniques présents lors de l'assemblage, un effet électromagnétique supplémentaire apparaît. Il se traduit par un effort parasite, ne participant pas à l'effort moteur. Les performances globales du moteur peuvent être ainsi fortement pénalisées. Une solution est présentée afin de diminuer l'impact de la tolérance des éléments actifs sur les performances finales de la machine.

Un deuxième aspect intervient lors de l'utilisation d'une structure polyentrefer : afin de garantir un effort surfacique intéressant, il est nécessaire de diminuer l'entrefer dans les mêmes proportions que les autres éléments. Les machines polyentrefer nécessitent alors l'usage d'entrefer très faible afin de garantir de bonnes performances. Dès lors, des contraintes mécaniques limitent les performances. Elles sont liées à la capacité de la structure mécanique à garantir un entrefer constant faible et identique entre toutes les surfaces en parallèle. Un compromis doit être réalisé entre le nombre d'éléments fixes et mobiles en parallèle, et la valeur de l'entrefer mécanique à garantir. Ces considérations ont limité et limitent toujours le développement des moteurs polyentrefer. Dans le cas d'une utilisation intermittente du moteur, comme pour l'actionneur multilame, une légère friction est tolérable entre les lames fixes et mobiles. Les lames fixes sont alors maintenues par une pièce mécanique, les espaçant de façon à obtenir un entrefer faible et laissant la possibilité d'insérer et glisser les lames mobiles. L'utilisation de revêtements de surface ayant un faible coefficient de friction permet ainsi de pallier aux imprécisions de montage et aux déformations des lames de faible épaisseur.

Une idée originale et innovante est émise par notre équipe pour pousser le concept polyentrefer à son maximum. Ce système, encore jamais développé à notre connaissance pour les moteurs électriques, est présenté pour une machine linéaire multilame et une machine polydiscoïde. Ce système, appelé système de compensation des efforts de plaquage, permet d'utiliser le moteur à son entrefer le plus faible possible tout en espérant de bonnes performances non dégradées par la friction.

Les troisième et quatrième chapitres présentent deux structures de machines à flux axial à empilement. Dans le cadre du projet Green Taxiing, il est nécessaire de dimensionner et de choisir un moteur satisfaisant le cahier des charges. La première topologie présentée et étudiée est à bobinage dentaire et couplage polaire. Sa structure et les étapes du dimensionnement sont détaillées dans le troisième chapitre. Des études paramétriques en fonction de la variation des différentes grandeurs possibles permettent d'observer les tendances, de trier les solutions et de réaliser un choix de moteurs définitifs en fonction des objectifs et contraintes du cahier des charges. Le quatrième chapitre propose une topologie à bobinage global et couplage dentaire. Cette technologie plus propice à la réduction de masse des machines polyentrefer est présentée. Une étude comparable à la première topologie est conduite.

Au travers de ces études sur les deux topologies, leurs avantages et inconvénients sont précisés. Dans les deux cas, deux technologies sont étudiées : une technologie où l'entrefer magnétique est suffisamment grand pour garantir un maintien mécanique et le non contact entre les disques statoriques et rotoriques ; la deuxième où l'entrefer est réduit à son minimum et l'usage du système innovant de compensation des efforts de plaquage est fonctionnel. L'intérêt de poursuivre les recherches vers cette dernière solution est précisé en fonction de la topologie choisie.

Dans le dernier chapitre de ce manuscrit les deux structures étudiées sont comparées. Un choix est alors réalisé pour le projet de taxiage. La structure la plus performante quant au couple volumique est retenue. Dans le cas où une structure à entrefer réduit semble plus intéressante, il est nécessaire de prévoir le système complet permettant de réaliser et tester le fonctionnement du dispositif de compensation des efforts de plaquage.

À partir de la technologie choisie, la fabrication d'un prototype laboratoire est donc envisagée. Ce prototype permettra de valider dans l'avenir les différentes étapes de ces travaux, et en particulier le fonctionnement du système de compensation des efforts de plaquage, système prometteur pour les performances de telles machines. Les nouvelles dimensions, les choix technologiques et les performances électromagnétiques attendues sont décrits au sein de ce chapitre. Le système de compensation composé de deux parties, active et passive, est décrit. Le manuscrit présente une étude précise de l'effort de plaquage à compenser ainsi que l'effort réalisé par le système de compensation en fonction de différentes variables possibles. Un modèle comportemental sous Simulink® est alors étudié. La simulation d'une régulation est présentée afin de valider le dimensionnement et le fonctionnement théorique du système de compensation des efforts de plaquage.

Afin de terminer ces travaux sur la validation des étapes de calcul, un modèle thermique nodal du moteur polydiscoïde est présenté. À partir de celui-ci et des dimensions du prototype laboratoire choisi, des simulations thermiques sont réalisées pour prévoir l'élévation de température du prototype.

Dans le cadre de ces travaux, après le premier chapitre plusieurs études scientifiques sont menées, et leur plan est proposé ensuite. Dans un premier temps, des études par éléments finis réalisés sur l'actionneur multilame du laboratoire permettent d'évaluer l'impact sur les performances de contraintes de fabrication des machines polyentrefer. Elles mènent ainsi à des solutions envisageables pour réduire les problèmes énoncés. Afin de choisir une machine



tournante à entraînement direct pour l'application du projet Green Taxiing, différentes études sont conduites. Dans un premier temps, des études paramétriques à partir de calculs analytiques permettront d'évaluer les critères d'optimisation pour le choix d'un moteur. Ces calculs analytiques sont basés sur des résultats de simulations par éléments finis qui ont constituées des bases de données afin de réaliser des dimensionnements et des choix rapides. À partir de ces résultats, les observations des éléments optimisant les machines sont faites. Des programmes de tri permettent ensuite de comparer les différents moteurs et réaliser un choix. Des simulations par éléments finis en 2D sont ensuite réalisées pour valider les performances électromagnétiques annoncées. Ces différents programmes développés sous Matlab® et pilotant le logiciel FEMM permettent d'obtenir des bases de données de machines électriques, répondant à un cahier des charges, et de les comparer entre elles. Dans le dernier chapitre, à partir des résultats précédents il semble intéressant de valider les concepts proposés. Pour ce faire, la conception d'un moteur entier est faite présentant les solutions proposées. Les choix technologiques étant précisés, ce prototype laboratoire conduit à deux études distinctes : une étude comportementale sous Simulink® du système de compensation des efforts normaux et une étude thermique du moteur à l'aide de PSIM®. Cette dernière basée sur un modèle nodal simple permet de valider des hypothèses et prévoir les corrections à apporter aux dimensionnements précédents. À l'issue de ces travaux, un nouveau concept pour les machines polyentrefers voit le jour pour permettre de proposer, dans l'avenir, de nouvelles structures de machines innovantes et permettant de répondre à de nouvelles contraintes volumiques et massiques. Ce manuscrit présente la contribution qui permet de proposer ces nouvelles solutions.





## Chapitre 1

# Les machines polyentrefers : une éventualité à la problématique d'avion plus électrique ?

*« Le génie est fait d'un pour cent d'inspiration et de quatre-vingt-dix-neuf pour cent de transpiration. »*

**Thomas Edison**



La problématique et les enjeux de l'avion plus électrique ont permis de nouveaux travaux de recherche sur les actionneurs électromécaniques, et c'est dans cette optique que nous nous intéressons aux structures polyentrefers. Ce chapitre rappellera brièvement cette thématique, et fera un état de l'art des structures polyentrefers à aimants permanents. En effet, nous verrons que ces structures particulières peuvent peut être permettre d'apporter des solutions aux contraintes liées à l'aéronautique, notamment grâce aux grandes performances massiques et volumiques que procurent ces structures, malgré leurs limitations technologiques et de fabrication. Le cadre de cette étude sera développé, et nous verrons ainsi les différentes machines à flux axial, et les raisons pour lesquelles nous nous intéresserons à ces machines.

## 1.1 L'avion plus électrique : problématique et objectifs

L'avion plus électrique est devenu un thème majeur de recherche dans le domaine aéronautique. Les avionneurs et les laboratoires de recherches travaillent désormais depuis plusieurs années vers un avion plus électrique [ZIE08, JAC08, KOL09, LBV06]. Nous verrons dans cette section les objectifs et enjeux qui sont demandés dans cette thématique. Un exemple d'avancée technologique, le frein électrique, sera décrit et nous préciserons le projet Green Taxiing, dont les travaux de cette thèse font partie.

### 1.1.1 L'avion plus électrique

Dans les avions, il existe actuellement 3 formes d'énergies dites secondaires : pneumatique, hydraulique et électrique. Cet axe de recherche a pour but de supprimer progressivement les énergies pneumatique et hydraulique, pour les remplacer par une énergie unique : l'électricité. Trois principales raisons expliquent l'engouement pour l'avion plus électrique : la réduction de la masse de l'appareil, la flexibilité et l'adaptabilité des systèmes, et enfin la diminution du coût de possession d'un appareil, notamment par la maintenance.

L'objectif permanent de réduire la masse globale de l'avion a directement un impact sur sa consommation en carburant, et donc aussi sur la pollution de l'appareil. L'utilisation de systèmes électriques permet une flexibilité à la conception à contrario de circuits hydrauliques. La facilité de commutation d'un réseau électrique, comparé à un réseau hydraulique ou pneumatique en cas de panne est bien évidemment un atout non négligeable pour effectuer une reconfiguration, et donc d'assurer une meilleure fiabilité du système. C'est cette même flexibilité qui permet d'adapter plus facilement les systèmes aux différentes exigences du client sans pénaliser le prix. De façon évidente, la maintenance sera alors plus performante grâce à un contrôle en temps réel et une vérification plus facile lors d'une recherche d'une panne grâce à un diagnostic plus aisé [Ame05, LER06, SAG01].

La génération, la distribution et l'utilisation de l'énergie électrique sont plus faciles, car elle est plus maîtrisable que l'énergie hydraulique ou pneumatique. Les progrès en électronique

## 1.1. L'avion plus électrique : problématique et objectifs

de puissance favorisent cette évolution, car ils permettent des conversions d'énergie électrique de plus en plus fiables et performantes. Il faut noter que l'installation des canalisations est beaucoup plus complexe et lourde que le câblage électrique, ce qui est un gain sur les contraintes d'installation. La suppression progressive des énergies hydraulique et pneumatique permettent aussi la suppression des risques de fuites et de pollution. Cette tendance d'électrification s'applique bien entendu aussi à l'industrie et aux transports terrestres. L'évolution de la puissance électrique embarquée dans les avions depuis un siècle est illustrée sur la figure 1.1.

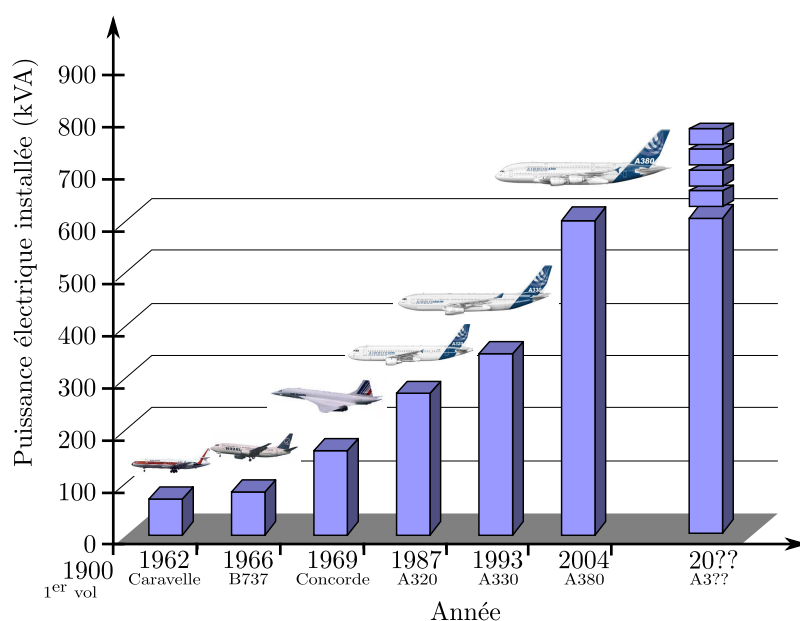


FIGURE 1.1 – Évolution de la puissance installée dans les avions [ROB09, SME10]

C'est dans cette philosophie que l'Airbus A380 est un pas important dans cette démarche, il utilise davantage l'électricité que ses prédécesseurs, en particulier pour les commandes de vol, où des actionneurs à puissance électrique font leur apparition en complément des servocommandes hydrauliques. Les principales avancées technologiques du point de vue de la génération/distribution électrique sont les suivantes [LFRP05, LAN06] :

- le réseau suit l'architecture 2H+2E (deux réseaux hydrauliques et deux réseaux électriques). L'avion est ainsi capable de continuer de fonctionner en cas de pertes des deux réseaux hydrauliques ;
- les commandes de vols sont actionnées électriquement ;
- un mode secours totalement électrique, notamment le freinage de secours électrique où l'énergie hydraulique est générée localement dans des actionneurs électro-hydrostatique (E.H.A) ;
- différentes fréquences électriques sur le réseau de bord ;
- présences de disjoncteurs électroniques.

Les qualités d'un avion tout électrique, s'affranchissant totalement de toute autre forme d'énergie à bord, notamment hydraulique, ou plutôt vers un avion plus électrique portent donc sur le volume, la masse et le prix. On peut évoquer l'augmentation de l'efficacité, de la

fiabilité et de maintenabilité, mais aussi une meilleure facilité de diagnostic. La durée de vie des actionneurs est aussi augmentée, ceux-ci ne pourraient connaître que peu de remplacements au cours de la durée de vie d'un avion.

### 1.1.2 L'exemple du frein électrique

Une des avancées technologiques de l'avion plus électrique, aujourd'hui déjà présente sur les Boeing 787, est le frein électrique (figure 1.2(a)) [KOL09], développé par la société Messier-Bugatti. Ce nouvel organe permet de répondre à des exigences en termes de sécurité, d'efficacité et de confort de freinage, tout en offrant des solutions moins chères. Le freinage est aujourd'hui une question essentielle avec l'envol des masses embarquées, du besoin de confort et de freinage des avions. Le tableau 1.1 récapitule, pour les avions équipés de frein carbone Messier-Bugatti, la masse des avions, leur nombre de roues ainsi que l'énergie de freinage par roue nécessaire à l'arrêt des avions. Ces énergies s'effectuent sur quelques dizaines de secondes, les puissances sont alors colossales.

Avion	Masse avions (tonnes)	Energie par frein (MJ)	Nombre de roues freinées
A300-600	172,6	>70	8
A310	157,9 à 164,9	>75	8
A318-A319-A320	70,4 à 77,4	>65	4
A321	88,4	>80	4
A330-A340	235,5 à 271,9	>100	8
A340-500/600	365	>120	12
767-300	186	>85	8
777-200/300	352	>140	12

TABLE 1.1 – Tableau indicatif sur les besoins en termes de freinage d'avions (données Messier-Bugatti)

Ce concept a été mis en œuvre en remplaçant les équipements hydrauliques par des boîtiers électroniques, et les pistons hydrauliques par des actionneurs électromécaniques. Lors d'un ordre de freinage, c'est le calculateur qui pilote l'information afin de commander un actionneur électrique.

On retrouve sur la figure 1.2(b) les organes suivants :

1. Moteur électrique
2. Réducteur à engrenages
3. Vis et écrou
4. Disque carbone rotor
5. Disque carbone stator

L'effort créé par le moteur électrique, est transmis à travers le réducteur et le système vis-écrou, et permet alors de serrer les disques de carbones les uns contre les autres comme dans un freinage hydraulique traditionnel.



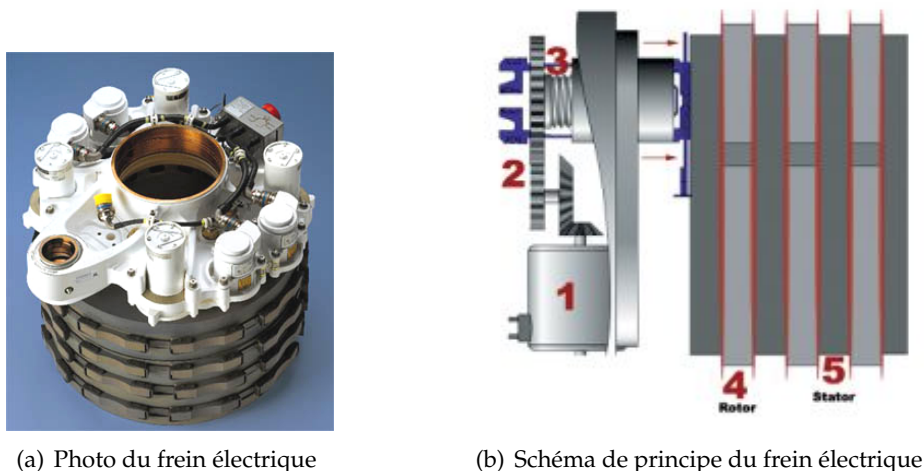


FIGURE 1.2 – Illustrations du frein électrique du Boeing 787 (images Messier-Bugatti)

### 1.1.3 Le projet Green Taxiing

La filiale du groupe SAFRAN, Messier-Bugatti, leader mondial des roues et freins carbone et des systèmes d'atterrissage, a lancé en 2008 le projet Green Taxiing. Ce projet a pour but de permettre de déplacer les avions au sol sans la propulsion des moteurs principaux (figure 1.3(a)).

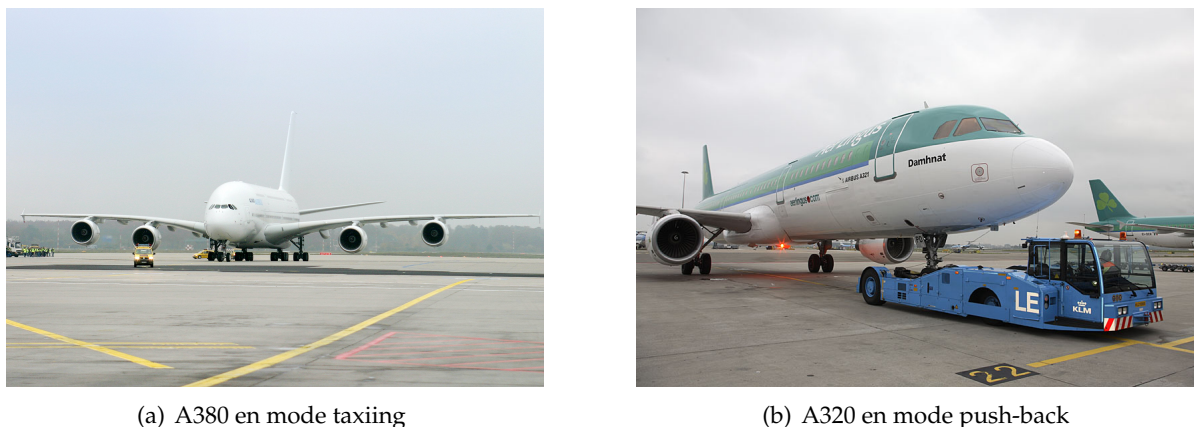


FIGURE 1.3 – Illustrations des modes taxiing et push-back

Ceci répond à la demande croissante de réduction de la consommation et des émissions de  $CO_2$ . Cette solution intégrée de roues motrices sur les trains d'atterrissage principaux est prévue à partir de 2016, et permet d'annoncer des gains sur :

- la réduction significative de la consommation de carburant et des émissions correspondantes, estimée entre 4 et 5% au sol ;
- une complète autonomie de l'avion au sol (sans aide du tracteur qui effectue le push-back pour reculer l'avion depuis le point d'embarquement 1.3(b)) ;
- la réduction de l'usure des freins (habituellement utilisés pour ralentir l'avion sous la poussée résiduelle des moteurs au ralenti) ;

- la réduction du bruit sur les aéroports, généré par l'ensemble des avions en phase taxi ;
- une économie de maintenance des réacteurs (endommagés par l'aspiration de particules au sol) ;
- la facilité de manœuvre de l'avion pendant les opérations de maintenance.

Cette technologie permettra aux compagnies aériennes et aux exploitants d'aéroports d'atteindre plus facilement leurs objectifs de réduction de bruit et d'émissions polluantes.

Une des solutions envisagées est l'utilisation d'un moteur roue, donc à entraînement direct. C'est dans le cadre de ce projet que s'effectuent les travaux résumés dans ce manuscrit. La ligne directrice du cahier des charges est donc la suivante : le moteur doit être un moteur roue entrant dans le volume défini par la figure 1.4 (volume disponible dans la jante), et doit permettre de déplacer la masse de l'avion au sol.

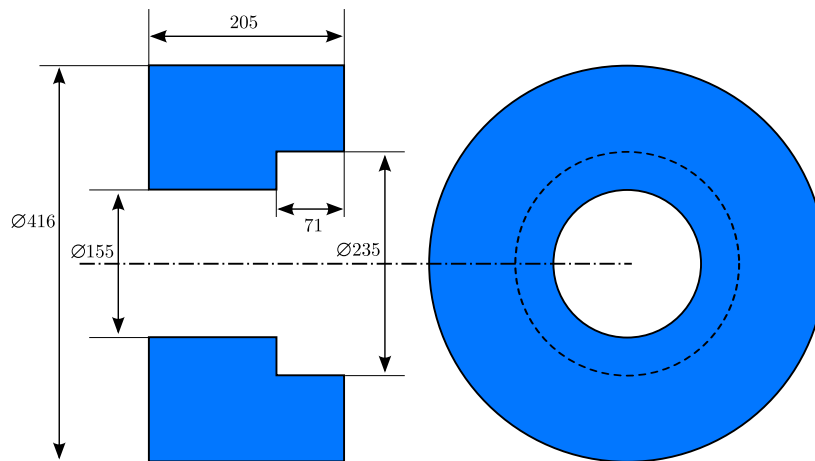


FIGURE 1.4 – Volume cible pour le moteur roue à concevoir

Ce volume est compris dans une enveloppe cylindrique de diamètre 416 mm et de longueur maximum 205 mm. Le diamètre intérieur est de 155 mm sur une longueur axiale de 134 mm, et de 235 mm sur une longueur de 71 mm.

On peut donc déjà affirmer que si le choix se porte sur une machine cylindrique, le volume caractéristique serait un cylindre de diamètre interne de 235 mm, externe de 416 mm et de longueur 205 mm. Par contre pour une machine de type disque, le volume serait plus vraisemblablement un cylindre de diamètre interne de 155 mm, externe de 416 mm et de longueur 134 mm. En effet pour avoir la plus grande surface d'entrefer dans les deux cas, ce sont les volumes les plus grands pour ces deux machines.

Pour le moment, le but de ces travaux est de fournir le plus grand couple dans ce volume donné, à une masse la plus faible possible, et à une vitesse de rotation de 175 tr/min, en utilisant une technologie innovante.

Dans cette thématique d'avion électrique, et notamment par la présence de contraintes élevées en termes de performances massique et volumique, il est nécessaire de développer de nouveaux actionneurs électromécaniques les plus performants possibles.

### 1.2 État de l'art des machines polyentrefers à aimants permanents

Comme nous l'avons vu dans la section précédente, la thématique d'avion plus électrique requiert de nouvelles architectures électromécaniques performantes. Plusieurs technologies de machines électriques sont possibles [WIL06]. C'est pour ce besoin de performances importantes que les structures polyentrefers seront étudiées dans ce manuscrit afin de voir si les performances attendues de ces machines peuvent être des solutions au remplacement des vérins hydrauliques et pneumatiques dans les équipements aéronautiques.

Cette topologie de structure polyentrefers particulière s'adapte au contexte de besoin d'actionneurs électriques pour des applications à entraînement direct. En effet, il est nécessaire d'utiliser des actionneurs à performances massiques et volumiques très grandes, que les structures classiques ne peuvent à priori pas réaliser. Les différents travaux existants sur les structures polyentrefers ont montré des performances meilleures, notamment dans ces applications à entraînement direct [APM99].

Les premiers travaux sont rapportés de la compagnie Ford [UNN76] au milieu des années 70. Les premières études détaillées sont de la fin des années 70 [NUT80, GOY81, DES88] au Laboratoire d'Électrotechnique (L.E.) d'Orsay avec pour objectif d'améliorer les performances en termes de couples/efforts massiques des machines électriques. Tout d'abord étudiée pour des machines à réluctance variable [MAT87, LUC90], la structure polyentrefers a alors été appliquée aux machines à aimants permanents. Nous nous attacherons ici à expliquer ce concept et à faire un état de l'art des différentes structures polyentrefers qui ont été réalisées jusqu'à aujourd'hui. Seules les structures à aimants permanents seront développées, puisque ce sont celles qui permettent d'obtenir de meilleures performances massiques et volumiques [ML95, MMZ<sup>+</sup>95, AHM06]. Une partie fera part des limitations et contraintes de ces structures polyentrefers, qui continuent aujourd'hui à limiter les travaux sur ce type de machines.

#### 1.2.1 Intérêt d'une structure polyentrefers

Comme précisé dans la section précédente, le domaine aéronautique, mais aussi toutes applications à entraînements directs nécessitent des dispositifs électromécaniques à forte densité volumique d'effort. Les performances obtenues avec les structures « classiques » sont de l'ordre de 300 N/dm<sup>3</sup> (volume calculé à partir de la surface active) [APM99], notamment à cause de la saturation magnétique des matériaux. Les travaux antérieurs ont montré que pour obtenir des densités supérieures à la limite précitée, dans certaines conditions, il est nécessaire d'accroître la fréquence de conversion et le nombre de surfaces d'entrefers, c'est ce que l'on appelle maintenant les structures polyentrefers. Ce concept tout d'abord développé pour les actionneurs linéaires, est transposable pour les machines tournantes discoïdes, que l'on nomme machines polydiscoïdes.

Afin d'accroître les performances d'un moteur électrique, il est nécessaire d'accroître la fréquence de conversion électromécanique. Dans le cas des machines à aimants permanents, cette fréquence est inversement proportionnelle à la taille des aimants. L'accroissement de la

fréquence permet d'obtenir une diminution des volumes de fer et de cuivre. À effort surfacique constant, il y a donc une diminution de la masse et du volume de l'actionneur. Il faut préciser que ce raisonnement fonctionne entièrement si l'entrefer est réduit dans les mêmes proportions, or pour des raisons de faisabilité et de construction, on arrive souvent à un entrefer minimum, imposé par des contraintes mécaniques.

La démarche d'une structure polyentrefer démarre donc de cette étape, où l'on accroît la fréquence de conversion électromécanique. Il y a donc apparition d'une diminution de la taille des éléments à même effort surfacique. La deuxième étape est donc de remplir le volume alloué au départ, en multipliant le nombre de surfaces d'entrefer. On a donc dans le même volume qu'une structure classique, augmenté la fréquence, diminué la taille des éléments, et comme il y a une augmentation du nombre de surface d'entrefer à effort surfacique constant, il y a obligatoirement une augmentation de l'effort produit. Ces démarches sont synthétisées sur la figure 1.5.

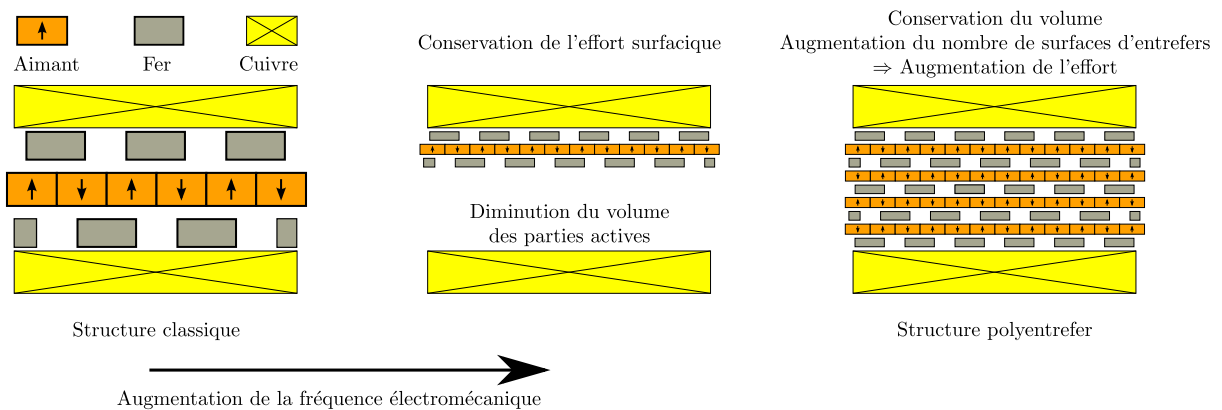


FIGURE 1.5 – Principe des machines polyentrefer : accroissement de la fréquence de conversion électromécanique et du nombre d'entrefer [ZIE08]

En prenant l'exemple d'actionneurs linéaires, alors que les structures d'actionneurs linéaires dites classiques ont des performances volumiques de l'ordre de  $300 \text{ N/dm}^3$ , les travaux réalisés au Groupe Énergie et Matériaux de l'Institut d'Électronique du Sud (I.E.S.-G.E.M.) [ZIE08] présente un actionneur linéaire polyentrefer multilame atteignant des performances de  $8000 \text{ N/dm}^3$ . De la même façon, on observe des performances massique d'environ  $1000 \text{ N/kg}$  pour cet actionneur particulier, alors que les structures classiques ne dépassent pas  $200 \text{ N/kg}$ .

Il est donc intéressant de se pencher sur ces structures particulières pour des applications où les contraintes volumiques et massiques sont importantes. La partie suivante fera un rappel des motifs élémentaires spécifiques aux structures polyentrefer des machines à aimants permanents. Ceci permettra par la suite de différencier ces machines par rapport aux motifs.

### 1.2.2 Les motifs élémentaires

Afin de comparer les différentes machines à aimants permanents à couplage dentaire entre elles, il est nécessaire de définir les motifs de comparaison. Les machines à couplage dentaire sont les machines où l'interaction électromagnétique fondamentale s'effectue à l'échelle du pas

## 1.2. État de l'art des machines polyentrefers à aimants permanents

dentaire. Ce couplage ainsi que le couplage polaire seront définis plus en détail dans la suite du chapitre. Quatre différents motifs élémentaires sont principalement utilisés [AHM94] pour les moteurs à aimants permanents :

- le motif A (figure 1.6(a)), où le champ d'induit et l'aimantation sont transverses ;
- le motif B (figure 1.6(b)), où le champ d'induit est transverse et l'aimantation longitudinale ;
- le motif C (figure 1.6(c)), où le champ d'induit est longitudinal et l'aimantation transverse ;
- le motif D (figure 1.6(d)), où le champ d'induit et l'aimantation sont longitudinaux.

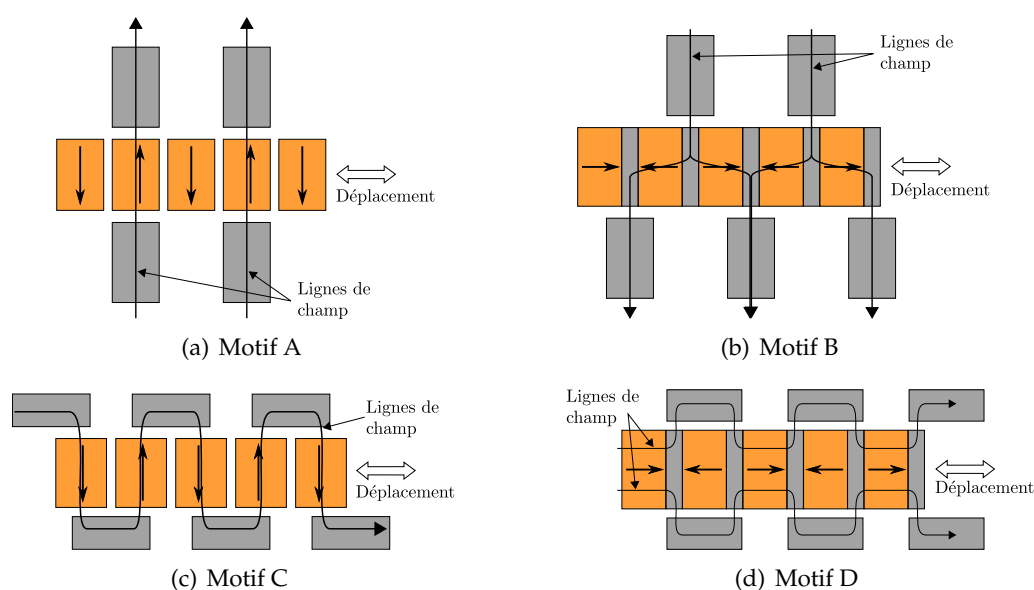


FIGURE 1.6 – Les 4 différents motifs des machines à aimants permanents [CAV02]

De manière générale, les motifs à flux longitudinal (motifs C et D) sont facilement utilisables pour les machines linéaires. Ils sont plus délicats à utiliser dans les moteurs rotatifs. Et inversement les 2 motifs à flux transversal (motifs A et B) sont plus pratiques pour les machines rotatifs. Dans ces quatre motifs de base, la partie réluctante ou la partie aimantée peuvent être la partie mobile ou la partie fixe.

La partie suivante est un bref historique des machines polyentrefers à aimants permanents.

### 1.2.3 Historique des machines polyentrefers à aimants permanents

Concernant les moteurs synchrones à aimants permanents, les premières machines polyentrefers ont été étudiées et réalisées entre 1987 et 1989 au Laboratoire d'Électrotechnique (L.E.) d'Orsay. Ce sont des machines discoïdes, la première est une machine à disques à aimants alternés en Samarium-Cobalt (SmCo) conçue en collaboration avec Cegelec-Nancy, illustrée par la figure 1.7.

Elle a été dimensionnée pour l'entraînement direct d'un bras de robot pour le Commissariat à l'Énergie Atomique (C.E.A.) [LRP87]. Ces machines suivent le motif A, le champ d'induit et l'aimantation sont donc transverses, le bobinage est global.

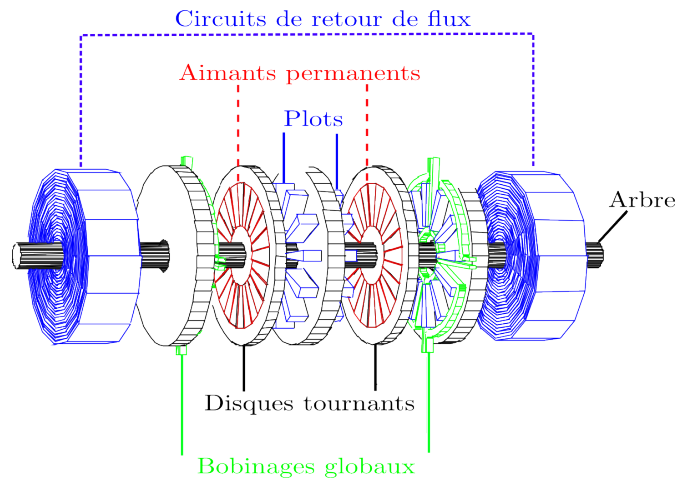


FIGURE 1.7 – Actionneur rotatif polydiscoïde à aimants permanents du L.E. d’Orsay [AHM06]

À partir de cette structure et de ce motif, trois prototypes ont été réalisés avec un, deux et trois rotors et à des diamètres externes différents. Le tableau 1.2 rappelle leurs principales caractéristiques. L’intérêt notable d’une telle structure est une modularité due à sa composition faite d’actionneurs monophasés, assemblés mécaniquement sur le même arbre et découplés magnétiquement.

Prototypes n°	1	2	3
Couple moyen[N.m]	200	250	7500
Nombre de rotors	1	2	3
Diamètre extérieur [mm]	350	320	860
Longueur axiale [mm]	140	150	270
Couple volumique [N.m/dm <sup>3</sup> ]	15	21	48
Couple massique [N.m/kg]	4	6,25	7,5

TABLE 1.2 – Caractéristiques des différents prototypes polydiscoïdes à aimants permanents du L.E d’Orsay [AHM06]

En 1995 et 1996, [POU95, TIA96], des travaux au Laboratoire d’Électrotechnique de Montpellier (L.E.M.) ont porté sur des ensembles discoïdes à un rotor et deux stators (bi-entrefer). Ce sont des moteurs à bobinage global et à concentration de flux dont on retrouve les éléments sur la figure 1.8.

Les aimants permanents sont de type ferrite ( $B_r=0,4$  T) et la structure suit le motif B. Cette machine présente des performances de  $3,6$  N.m/dm<sup>3</sup> et  $3,5$  N.m/kg ( $8$  N.m pour un diamètre de  $200$  mm). Les faibles performances sont notamment dues au diamètre plus faible que les machines présentées au dessus, ainsi qu’à la présence d’un unique rotor. Ces travaux ont permis de mettre en avant la faisabilité de la structure, en vue d’une utilisation polyentrefer en plaçant plusieurs éléments identiques à celui ci sur le même arbre.

En 1998, l’équipe du SATIE (avec le concours de la société Radio Énergie) présente un actionneur polyentrefer linéaire à structure étoile [PAL98] et à bobinage global. Il est composé d’aimants permanents en Néodyme Fer Bore (NdFeB) alternés selon le motif C, avec un noyau



## 1.2. État de l'art des machines polyentrefers à aimants permanents

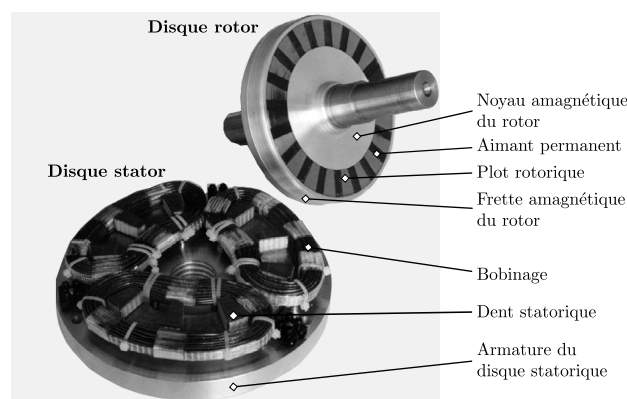


FIGURE 1.8 – Actionneur discoïde à bobinage global et à concentration de flux du LEM [MAT99]

mobile passif composé des dents. Pour un diamètre extérieur de 210 mm et une longueur active de 280 mm, les performances obtenues sont de l'ordre de  $2000 \text{ N/dm}^3$ , et 20 kN en régime impulsif, avec un refroidissement par convection forcée. Le régime permanent thermique a été mesuré à uniquement 3000 N.

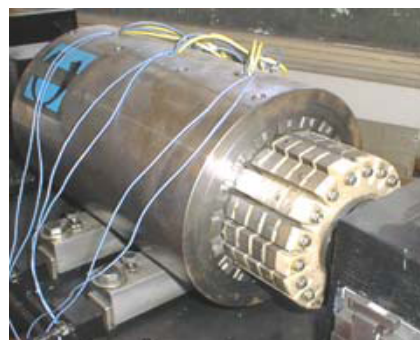
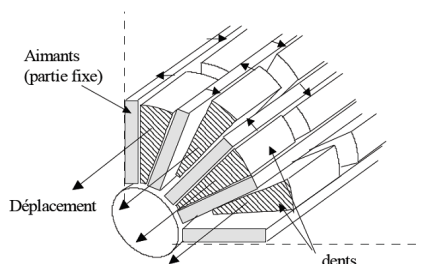


FIGURE 1.9 – Actionneur linéaire polyentrefers à structure étoile du SATIE [AHM06]

Les difficultés techniques rencontrés sur ce prototype, comme le guidage mécanique et les efforts de frottements de l'ordre de 800 N, ont poussé l'étude et la réalisation d'une nouvelle machine, construite en 2001, mais cette fois-ci multiplaque [ACPM01]. Ce moteur est basé sur le même motif (C) que celui à structure étoile, sauf que les parties mobiles composées de plots sont des plaques. Le guidage de chaque plaque étant réalisé de façon indépendante. La figure 1.10 montre cette machine. Les performances obtenues sont 100 kN de poussée,  $1300 \text{ N/dm}^3$  et  $115 \text{ N/kg}$ . Il a été réalisé suite à une demande de la DGA lors de la réalisation d'un émulateur de vagues. Il est refroidi à l'eau.

Ce prototype a été construit de sorte à ce qu'il n'y ait pas de frottement (entrefer de 1 mm), mais il rencontre cependant toujours des problèmes de guidage, et des difficultés mécaniques d'assemblage et de réalisation. C'est à partir de ce nouveau constat, qu'une nouvelle architecture a été étudiée au SATIE (site de Ker Lann). En 2002, un actionneur multitige est présenté [CAV02]. C'est une machine qui suit le motif D, à bobinage global, composée d'aimants permanents de type NdFeB. Elle est détaillée et illustrée sur la figure 1.11.

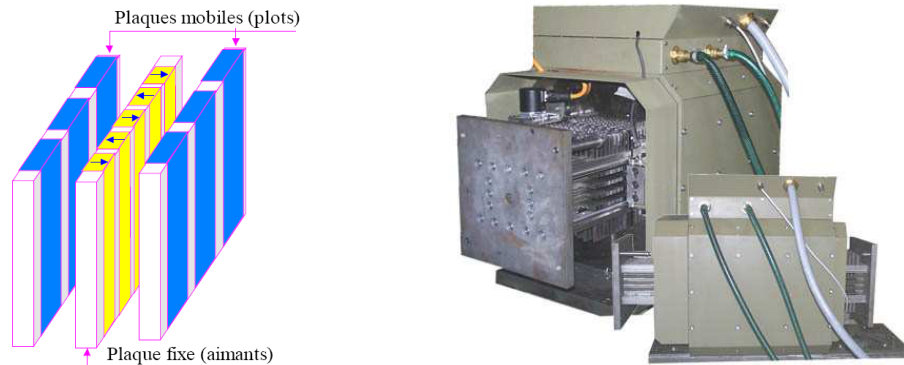


FIGURE 1.10 – Actionneur linéaire polyentrefers multiplaques du SATIE [APM99]

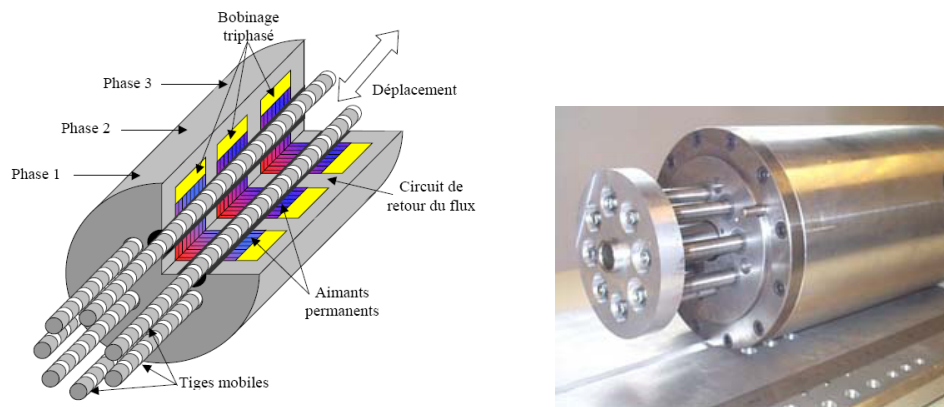


FIGURE 1.11 – Actionneur linéaire polyentrefers multitige du SATIE [CAV02, CAM02]

Les performances sont de 1000 N de poussée,  $1000 \text{ N/dm}^3$ . Cette machine, prévue pour avoir des frottements, a un entrefer réduit au minimum, et un traitement de surface en Teflon pour minimiser la friction due au décentrage des tiges. Sa structure mécanique de tiges est hyperstatique, la réalisation et l'assemblage sont complexes et demandent beaucoup de précision. Ce sont ces aspects qui ont limité et qui limitent en général le développement coûteux de telles structures.

À partir de 2004, le Groupe Énergie et Matériaux de l'Institut d'Électronique du Sud (I.E.S.-G.E.M.), sous l'impulsion de Daniel Matt, a lancé des travaux sur les structures polyentrefers. En 2008, les travaux sur un actionneur linéaire polyentrefers multilame, en collaboration avec la société Messier-Dowty, ont été présentés [ZIE08]. Cette machine est à bobinage global, composée d'aimants permanents SmCo, selon le motif C. Cet actionneur s'inscrit dans les recherches sur la thématique d'avion plus électrique, puisque ces travaux ont été menés dans le but de remplacer des actionnements réalisés par des vérins hydrauliques.

Cet actionneur atteint des performances de  $1000 \text{ N/kg}$  et  $5000 \text{ N/dm}^3$  (volume et masse calculés sans la partie du noyau mobile réalisant la course), pour une poussée de 1200 N [NDO10]. Il avait pour but de valider les performances, vérifier la faisabilité mécanique et comparer les résultats expérimentaux et théoriques. En effet, le principe même de cette structure



## 1.2. État de l'art des machines polyentrefer à aimants permanents

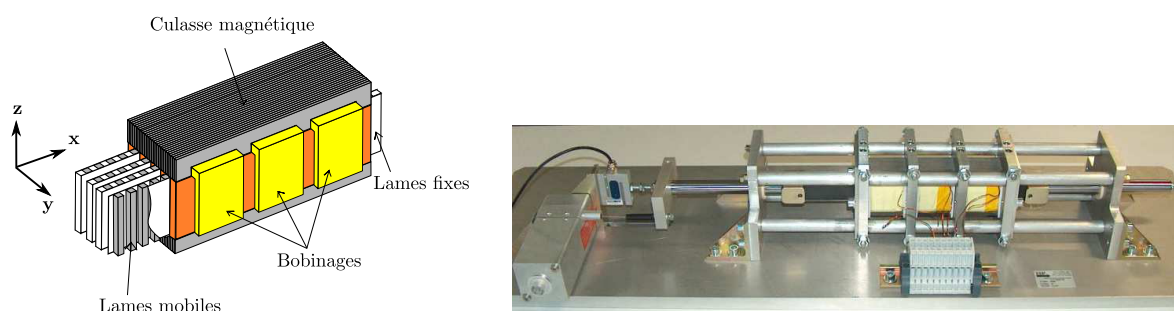


FIGURE 1.12 – Actionneur linéaire polyentrefer multilame de l'I.E.S. [ZIE08]

est qu'elle fonctionne sur le quasi-frottement des lames mobiles sur les lames fixes. Un traitement en PTFE a été appliqué sur les lames fixes et mobiles. Cet entrefer qui a nécessairement été réduit comparé, par exemple, à l'actionneur multiplaque du SATIE a permis d'obtenir des performances plus élevées. Un prototype industriel, appelé Lineator, a ainsi pu être dimensionné. Il a été fabriqué par la société SAGEM, que l'on peut voir sur la figure 1.13. Il est dimensionné pour la fonction de déverrouillage d'un train d'atterrissage avant de type A320.

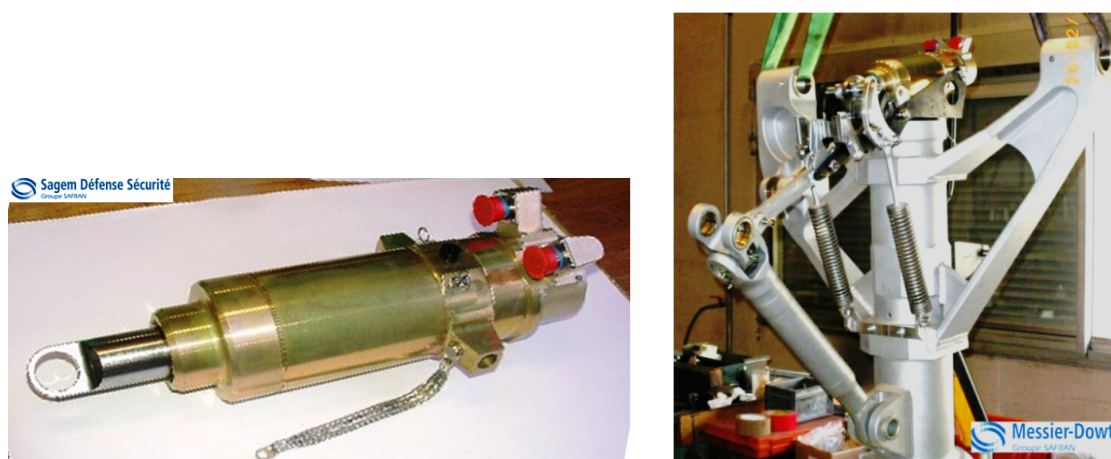


FIGURE 1.13 – Prototype industriel Lineator, seul et sur la maquette de validation du train d'atterrissage [DEMB09]

### 1.2.4 Limitations et contraintes

Malgré le fait que ces machines polyentrefer permettent d'obtenir des performances massives et volumiques plus élevées que les structures classiques, et qu'ils semblent plus adaptés aux entraînements directs, ils entraînent nécessairement une complication de l'assemblage, du guidage mais aussi de la précision. Cette augmentation du nombre des parties mobiles et fixes se fait au détriment de la complexité des structures, et donc du prix de développement. L'instabilité magnétique qui peut alors se créer, qui croît avec des entrefers faibles, tend à augmenter la friction puisque les parties mobiles tendent à se coller sur une partie fixe. Il est possible de rigidifier les éléments, mais cela pénalise directement les performances. Il est donc

intéressant de laisser frotter l'ensemble, comme cela été prévu sur l'actionneur multitige du SATIE et l'actionneur multilame de l'I.E.S.

On peut donc rappeler les contraintes suivantes :

- fabrication et utilisation d'éléments magnétiques (plots et aimants) de faible dimension ;
- le respect de jeu mécanique très faible et une grande précision lors de l'assemblage ;
- la présence d'efforts normaux au déplacement, qui tendent à plaquer les parties mobiles sur les parties fixes, dus à la présence de décentrage.

Ces limitations et contraintes ont donc limité le développement de telles structures qui sont coûteuses à réaliser.

## 1.3 Les machines à flux axial à aimants permanents

### 1.3.1 Généralités

Le projet de Green Taxiing demandant un moteur tournant, il est donc nécessaire de s'intéresser aux structures discoïdes, et notamment polydiscoïdes pour voir si elles permettent de répondre aux contraintes sévères de ce projet. En effet, les structures cylindriques ne sont pas adaptées à la technologie polyentrefers (structures à cylindres imbriquées complexes), alors que l'empilement de disques sur le même arbre est plus aisé.

Les premières machines électriques étaient des machines à flux axial. Inspirées par la roue de Peter Barlow (1828), les premières machines disques ont été construites à partir des années 1830, notamment avec le disque de M. Faraday (figure 1.14). La première machine discoïde fonctionnelle a été construite par N. Tesla en 1889 (figure 1.15).

Cependant, plusieurs raisons ont su limiter leur développement par le passé, dont les principales sont rapidement rappelées ici [GWK04] :

- un effort d'attraction magnétique normal entre stator et rotor,
- des difficultés lors de la fabrication des plots magnétiques,
- le coût élevé lié à la fabrication et aux pièces ferromagnétiques en tôles enroulées et aussi en poudre (SMC),
- des difficultés lors de l'assemblage et notamment du maintien de l'entrefer.

Il existe plusieurs topologies de machines discoïdes à aimants permanents. On précisera le nombre de rotors (R) et de stators (S), selon la nomenclature donner dans la référence [CPT01].

On peut classer alors comme ceci [GWK04] :

- les machines à simple face (1S-1R) (figure 1.16(a)) ;
- les machines à double face (2S-1R ou 2R-1S) (figures 1.16(b) et 1.16(c)) ;
- les machines à empilement, appelé aussi multidisques (empilements de machines double face,  $(N+1)S-NR$  ou  $(N+1)S-NR$  avec  $N \geq 2$ ).

Les machines à simple face, ne nécessitant qu'un seul entrefer, ont obligatoirement le nombre total de phases directement sur le stator. Il est donc possible d'avoir des structures dites « à grosses dents » (bobinage global) [dlB10, GWK04] qui sont plus facile à réaliser. Les structures à grosses dents sont naturellement plus rigides et le bobinage est plus simple à réaliser que les

### 1.3. Les machines à flux axial à aimants permanents

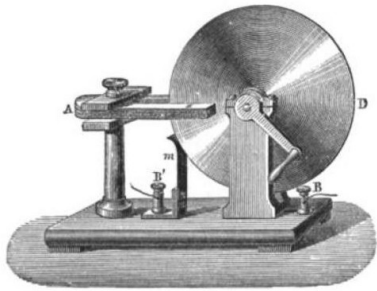


FIGURE 1.14 – Disque de Michael Faraday (1831)

No. 405,858.

Patented June 25, 1889.

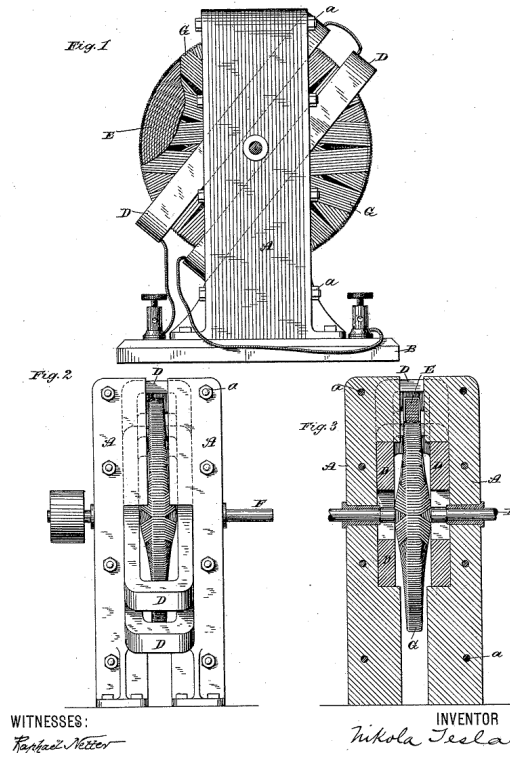
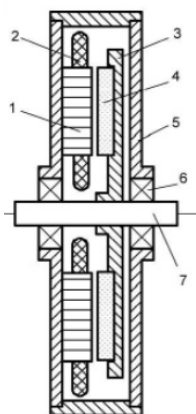
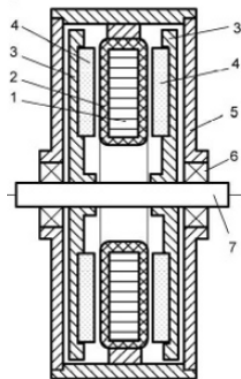


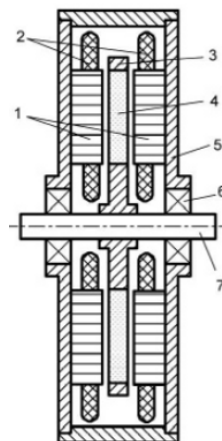
FIGURE 1.15 – Prototype de moteur avec rotor disque de Nikola Tesla (1889)



(a) Moteur simple face, à encoches



(b) Moteur double face à rotor externe, sans encoche



(c) Moteur double face à rotor interne, avec encoches

1. Stator
2. Bobinage
3. Rotor
4. Aimants permanents
5. Bâti
6. Roulements
7. Axe de rotation

FIGURE 1.16 – Exemples de topologies discoïdes classiques [GWK04]

structures « à petites dents » (bobinage réparti ou dentaire). Il faut noter cependant que les structures à simple face imposent automatiquement un effort d'attraction axial entre le rotor et le stator. Cela pénalise ces structures, pourtant simple de conception. Cet effort axial peut être annulé avec des structures double face.

Les machines discoïdes, ou machine à flux axial, peuvent être considérées comme des machines polyentrefers dès lors que le nombre d'entrefer est supérieur ou égal à 2. La notion de machine polyentrefers s'entend généralement pour une machine à bobinage global [AHM06], elle est volontairement élargie dans ce manuscrit aux machines présentant plusieurs entrefers parallèles créateurs d'efforts, cette structure étant rendue possible par l'accroissement de la fréquence de conversion. Cette définition dans la suite du manuscrit englobe désormais les machines n'ayant pas de bobinages de type global, car la problématique, sur le plan mécanique (disques peu rigides), est la même. Cette section aura donc pour but de décrire les différents types de machines à flux axial à aimants permanents à double face ou à empilement, ces dernières n'étant qu'un assemblage de l'actionneur de base double face. Dans un premier temps, les définitions d'usage seront présentées, puis les machines polydiscoïdes seront évoquées.

### 1.3.2 Différents types de couplages et de bobinages

Afin de permettre une meilleure compréhension et d'uniformiser les termes utilisés dans la suite du manuscrit, il semble utile de présenter les différents types de bobinages que l'on peut rencontrer dans les machines à flux axial qui sont les mêmes que pour les machines à flux radial. On peut citer les principaux [SM01] : le bobinage réparti (ou distribué), le bobinage dentaire et le bobinage global. Il existe aussi le bobinage de type Gramme, qui est moins utilisé. Dans le cas du bobinage réparti, on retrouve le bobinage à pas diamétral avec une phase par encoche (qui sera utilisé pour les explications suivantes), et le bobinage à pas raccourci où l'on retrouve plusieurs phases par encoche. Les explications sont issues directement des machines à flux radial, et sont extensibles aux machines à flux axial bien évidemment.

L'interaction électromagnétique créant le couple moyen entre la composante de champ magnétique créée par les courants et la composante créée par l'excitation (ici les aimants), est définie selon sa nature par la notion de couplage polaire ou dentaire [ML95, CAM04, JAC08]. On retrouve bien sûr ces notions pour les machines à réluctance variable et les machines à rotor bobiné. Ces deux couplages se distinguent selon l'échelle du couplage.

Pour définir de façon claire ces notions, il est nécessaire de définir 3 grandeurs caractéristiques :

- le pas mécanique  $\tau_r$ , qui est la longueur du motif de répétition au rotor (soit la largeur de deux aimants si ils sont jointifs) ;
- le pas polaire  $\tau_p$ , qui est la longueur du motif de répétition du bobinage statorique ;
- le pas dentaire (de l'induit, d'encoche)  $\tau_s$ , qui est la longueur entre deux encoches (ou deux dents), existant lorsqu'il y a une saillance statorique.

Les machines présentées sont triphasées, mais le raisonnement est extensible aux machines polyphasées.

### 1.3. Les machines à flux axial à aimants permanents

Le couplage polaire est le couplage pour lequel l'interaction fondamentale des sources (courants et aimants) s'effectue à l'échelle du pas polaire. Le pas mécanique  $\tau_r$  est alors lié au pas polaire  $\tau_p$  par la relation suivante :

$$\tau_p = k \times \tau_r \text{ avec } k \in \mathbb{N}^* \quad (1.1)$$

Le chiffre  $k$  correspond au rang de l'harmonique du champ des courants (de la force magnétomotrice) sur lequel il y a couplage. Les figures 1.17 et 1.18 illustrent respectivement les machines à couplage polaire à bobinage réparti et les machines à couplage polaire à bobinage dentaire. Lors du cas  $k = 1$ , le couplage est effectué sur le fondamental (figures 1.17(a) et 1.18(a)). Lors d'un couplage sur un harmonique, il est donc nécessaire, pour que la machine fonctionne, que l'harmonique soit existant et d'une grandeur significative. La figure 1.17(b) présente le couplage sur l'harmonique de rang 5 d'une machine triphasée à une encoche par pôle et par phase, à couplage polaire et bobinage réparti. La figure 1.18(b) présente une machine à couplage polaire et à bobinage dentaire présentant un couplage sur l'harmonique de rang 2.

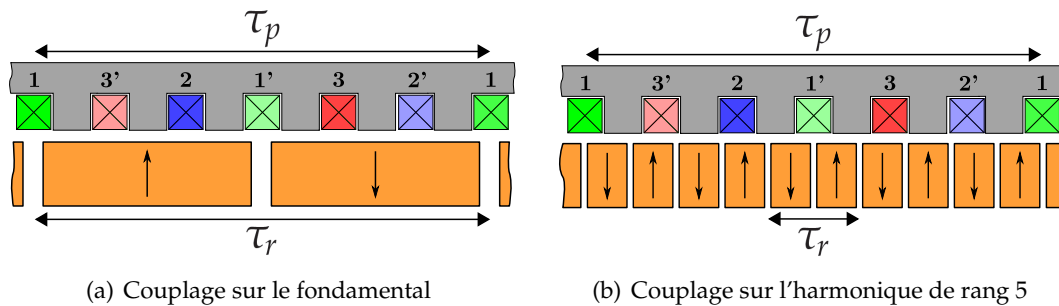


FIGURE 1.17 – Illustration du couplage polaire à bobinage réparti.

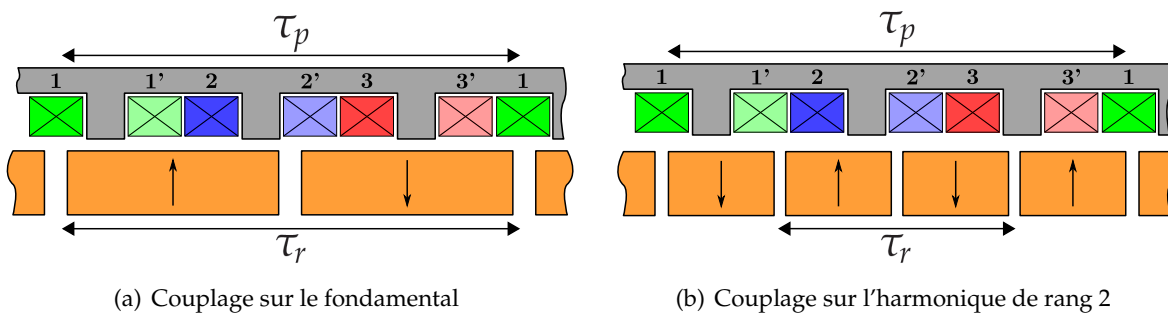


FIGURE 1.18 – Illustration du couplage polaire à bobinage dentaire.

Le couplage dentaire, lui, est le couplage pour lequel l'interaction fondamentale des sources s'effectue à l'échelle du pas dentaire. Le pas mécanique  $\tau_r$  est alors proche du pas dentaire  $\tau_s$ , et est complètement indépendant du pas polaire  $\tau_p$ . On retrouve une illustration des machines à couplage dentaire sur la figure 1.19. On distingue alors deux cas selon le bobinage possible.

Pour ce type de couplage, lors de l'utilisation d'un bobinage réparti, les travaux issus de [JAC08, LLI97] ont montré qu'il existait deux formes de couplage, un de type dentaire et un

de type polaire. La machine à couplage dentaire et à bobinage réparti est aussi appelé machine Vernier (pour l'effet de denture). Dans ce type de machine, il y a découplage entre le pas polaire et le pas mécanique, le couplage a principalement lieu sur le pas dentaire, et l'on peut écrire que le pas mécanique est proche du pas dentaire ( $\tau_r \approx \tau_s$ ).

La figure 1.19(a) illustre une machine Vernier à 5 paires d'aimants, 6 encoches et 1 paire de pôles. Il y a une relation reliant ces grandeurs pour les machines Vernier à aimants permanents [ME05,JAC08,MMZ<sup>+</sup>95] :

$$|N_r - N_s| = p \quad (1.2)$$

Où  $N_r$  définit le nombre de paires d'aimants total de la machine,  $N_s$  le nombre d'encoches total de la machine et  $p$  le nombre de paires de pôles de bobinage de la machine. Il y a donc  $p$  motifs de répétition du bobinage dans la machine. Le nombre de paires de pôles effectifs de la machine définissant la fréquence de conversion de la machine est bien sûr égal à  $N_r$ . Rappelons que pour le bon fonctionnement du couplage, il est nécessaire que les répartitions spatiales du champ des courants et de l'induction rotorique aient la même vitesse et soient de même rang harmonique. Dans la machine Vernier, deux effets coexistent dans la machine, et la forme des encoches peut favoriser l'un ou l'autre des effets :

- o un effet dentaire (le plus important) : l'interaction entre les aimants et les dents créent une onde d'induction rotorique de période spatiale  $\frac{2\pi}{|N_r - N_s|}$  (donc de vitesse  $\omega / |N_r - N_s|$ ). Pour qu'il y ait couplage avec le champ des courants de période spatiale  $\frac{2\pi}{p}$ , il est donc nécessaire d'avoir la relation 1.2 ;
- o un effet polaire : l'onde d'induction rotorique de période spatiale  $\frac{2\pi}{N_r}$  (harmonique de rang  $\frac{N_r}{p}$ ) se couple avec l'harmonique de rang  $\frac{N_r}{p}$  du champ des courants. En effet ce dernier tourne à la vitesse  $\frac{\omega}{p \cdot k}$  avec  $k$  le rang de l'harmonique. La vitesse de cette onde est donc  $\frac{\omega \cdot p}{p \cdot N_r} = \frac{\omega}{N_r}$  qui est la vitesse de l'onde rotorique de période  $\frac{2\pi}{N_r}$ .

Dans le cas d'une machine à couplage dentaire et à bobinage global (figure 1.19(b)), le pas mécanique est égal au pas dentaire ( $\tau_r = \tau_s$ ). Il y a dans ces machines une indépendance entre les différentes composantes de chaque bobinage. On peut étudier ces machines comme un assemblage de machines monophasées découplées magnétiquement.

Ces définitions ne sont pas exhaustives, mais permettent donc maintenant de détailler les principales machines discoïdes à plusieurs entrefers.

### 1.3.3 Les machines à flux axial à plusieurs entrefers

Comme nous l'avons vu, lors de l'utilisation de structures à flux axial simple face, il existe nécessairement un effort axial qui peut être rédhibitoire selon les applications. Pour résoudre ce problème, il a été envisagé d'utiliser des structures à deux entrefers (ou à nombre pair), qui est bien plus facile à réaliser que dans une machine à flux radial. Cette technologie permet d'utiliser, contrairement aux machines à simple face, des machines monophasées, découplées magnétiquement et placées sur le même arbre. Quelque soit la répartition des phases sur

### 1.3. Les machines à flux axial à aimants permanents

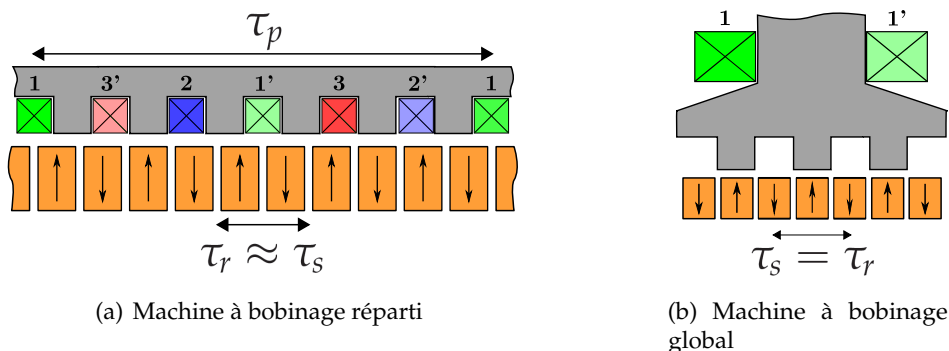


FIGURE 1.19 – Illustration du couplage dentaire.

l'ensemble de l'actionneur, il est possible d'utiliser soit du bobinage réparti, dentaire ou global. Dans les deux derniers cas, il est possible de rendre un stator polyphasé ou monophasé. Dans le cas d'un bobinage global avec deux stators monophasés, le bobinage englobe alors les deux stators et le rotor. Ceci complexifie le montage mécanique et requiert une culasse de retour de flux à l'extérieur. La machine polyphasée sera alors réalisée par l'assemblage de plusieurs éléments monophasés, déphasés mécaniquement de l'angle nécessaire ( $\frac{2\pi}{n}$  avec n le nombre de phases). Ces dernières structures permettent de mieux utiliser le cuivre, mais peut entraîner des pertes fer plus importantes dans la culasse de retour.

Dans les moteurs à faces multiples, il est possible d'avoir les rotors externes ou internes illustrés aux figures précédentes 1.16(b) et 1.16(c). Les machines à rotors externes (figures 1.20), ont N stators et N+1 rotors. Celles à rotors internes ont N+1 stators et N rotors (figures 1.21). Nous définirons le rotor comme étant l'élément composé des aimants. La présence de deux rotors autour d'un stator, ou de deux stators autour d'un rotor permet de rééquilibrer les efforts d'attraction. Dans le cas d'une structure parfaitement symétrique, les efforts d'attraction au niveau du rotor sont annulés. Les structures présentées suivront principalement le motif A où le champ d'induit et l'aimantation sont transverses. Elles sont bien sûr applicables au motif B où le champ d'induit est transverse et l'aimantation longitudinale (appelées machines à concentration de flux).

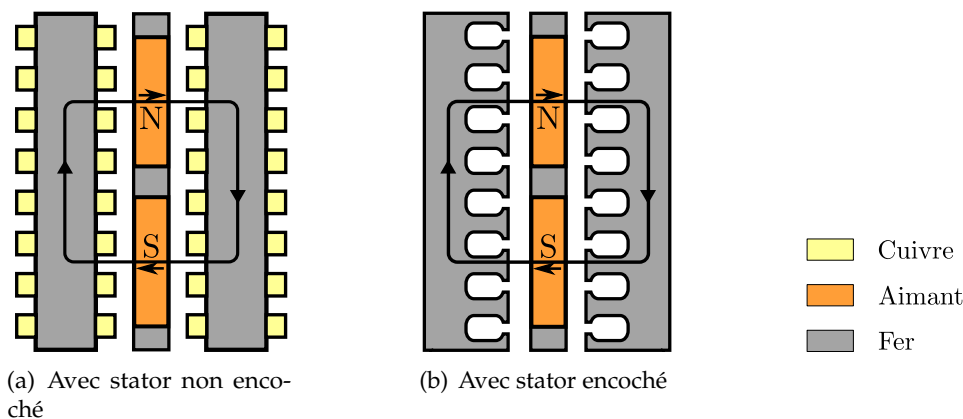


FIGURE 1.20 – Directions du flux d'une machine à rotor interne [BOM09]

Dans le cas des machines à rotor interne, le rotor ne nécessite pas de partie ferromagnétique et il est traversé dans le sens axial par le flux des courants. La figure 1.20 illustre deux structures possibles à rotor interne. La figure 1.20(a) illustre une structure à stator non encoché. Le bobinage est nécessairement un bobinage de type Gramme réparti sur le stator, cette machine est donc nécessairement à couplage polaire car il n'y a pas de dent. La figure 1.20(b) présente la structure à stator encoché, utilisée pour un bobinage réparti, dentaire ou global.

Les machines à rotor externe (figure 1.21), parfois appelées machines « Torus » présentent plus de possibilités. En effet, les aimants qui sont face à face peuvent être de même polarité (type NN), ou de polarité différente (type NS). La machine de type NS est illustrée sur les figures 1.21(a) et 1.21(b). Elles montrent respectivement la configuration à motif A et à motif B. Cette structure de type NS permet de réduire la culasse au stator, en contre partie il est conseillé de placer du fer sur les rotors. L'utilisation d'un bobinage réparti implique des pertes par effet joules plus élevées, liées à la présence de fortes têtes de bobine.

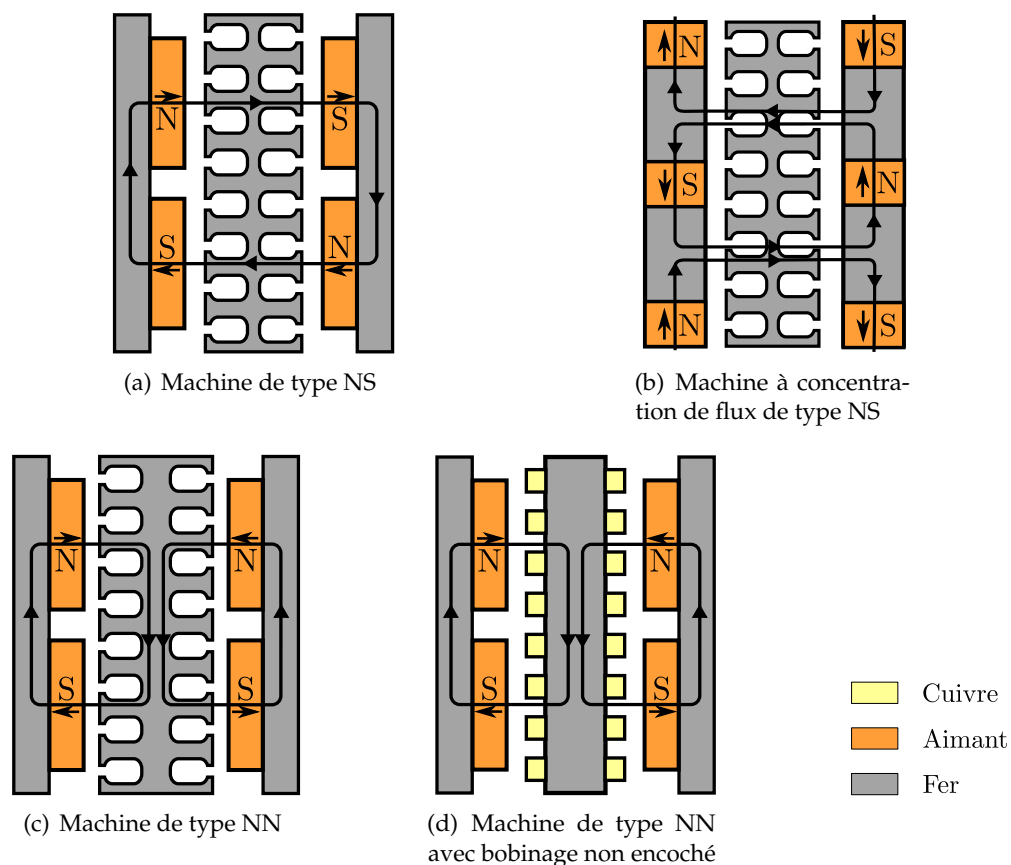


FIGURE 1.21 – Directions du flux d'une machine à rotor externe [BOM09, BF09]

La machine de type NN, présentée sur les figures 1.21(c) et 1.21(d), correspond donc à la machine où les aimants placés face à face sont de polarité identique. La culasse statorique, à contrario des machines de type NS, est importante pour faire passer le flux de façon azimuthal, et peut être le siège de pertes fer plus grandes.

Il est possible d'utiliser les structures à stators externes sans fer [FCT<sup>+</sup>06]. Ces machines



### 1.3. Les machines à flux axial à aimants permanents

sont utilisées dans des applications à haute fréquence/haute vitesse car il n'existe pas de pertes fer (hystérésis et courants de Foucault). Le bobinage statorique est alors fixé sur un support amagnétique (figure 1.22).

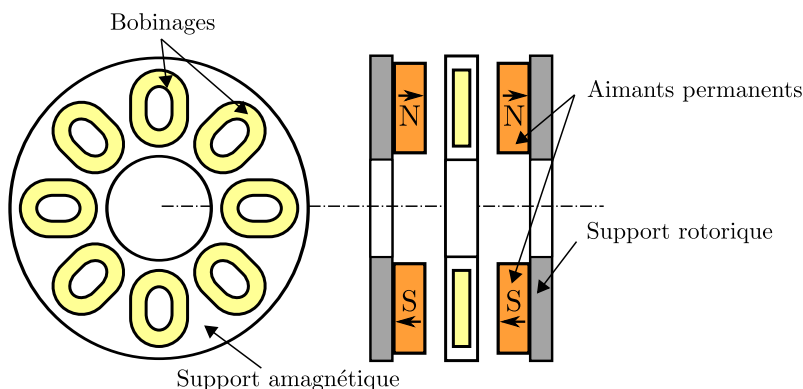


FIGURE 1.22 – Exemple de machine discoïde de type NS à stators externes sans fer

Cependant dans ces topologies, il est nécessaire d'accroître considérablement le volume d'aimants pour compenser l'entrefer augmenté de l'épaisseur du stator. Elles sont moins courantes mais se développent dans les applications à très hautes vitesses.

Les structures à encoches imposent un entrefer très faible. En effet, le champ magnétique décroît fortement avec l'ouverture de l'encoche car la réluctance croît [ZH93a]. Il est possible de modéliser la structure par un stator lisse et de prendre en compte la baisse du champ magnétique en introduisant un entrefer fictif supérieur à l'entrefer réel. Pour réaliser le calcul, on introduit un coefficient appelé coefficient de Carter [ZH93b].

La fabrication des stators dans le cas de machines à encoches n'est pas aisée [dlB10, BGBD06, GWK04]. L'utilisation de tôles enroulées nécessite des précautions de fabrication : lors de l'utilisation d'isthmes d'encoches, il est nécessaire de poinçonner les bandes de tôles de plus en plus espacées pour prendre en compte l'augmentation du rayon au fur et à mesure de la phase d'enroulement. Dans le cas d'encoches droites et débouchantes, il est possible d'usiner un stator plein pour réaliser les encoches. L'utilisation de matériaux en poudre (SMC) permet de pallier à ces problèmes de fabrication. Ces matériaux magnétiques composites de prix plus élevé ont cependant des performances magnétiques plus faibles. Ils permettent par contre de réduire les pertes fer dans le cas de lignes d'induction non planes.

On peut déjà voir par cette brève description des machines à flux axial, qu'il existe une multitude de structures différentes. Avant de les comparer en vue d'une utilisation, il est nécessaire de les comparer aux machines à flux radial, et de voir leur intérêt pour notre application.

#### 1.3.4 Comparaison entre les machines à flux radial et à flux axial

La tâche de comparaison entre les topologies à flux radial et à flux axial est ardue. En effet, beaucoup de paramètres, critères et contraintes entrent en jeu. De nombreux auteurs ont présentés des études simplifiées permettant de dégager des tendances [ACT02, BHB02, PCM<sup>+</sup>09, dlB10]. Le but de cette partie ne sera pas de faire l'inventaire de toutes les études réalisées,

ni de refaire une étude complexe, mais de conforter le choix d'une machine discoïde pour l'application Green Taxiing.

Des études comparatives pour des applications à haute vitesse [CNN10, BCM<sup>+</sup>10] ont montré l'avantage notable des machines à flux radial en termes de couple massique, volumique et de fabrication. Cependant, le cadre de ce manuscrit s'inscrivant dans une application à entraînement direct et à basse vitesse, l'intérêt sera porté sur des études où les vitesses sont faibles.

[BHB02] présente les résultats d'une étude simple comparative à volume d'aimants constant puis à diamètre externe fixé qui montre que le couple volumique est meilleur pour des machines à flux axial à grand nombre de paires de pôles (supérieur à 20). Notamment lorsque le rapport  $\lambda_{\varnothing}$ , défini par le rapport du diamètre interne des parties actives sur le diamètre externe des parties actives de la machine à flux axial  $\varnothing_{int} / \varnothing_{ext}$ , est inférieur à 0,5. Cette étude a été réalisée à densité linéique de courant fixe.

Une autre étude [dlB10] de comparaison avec une machine à flux axial simple face, et sa machine duale à flux radial montre un léger avantage pour la machine à flux axial en termes de couple volumique lorsque le nombre de paires de pôles est supérieur à 5. Cette étude a notamment été réalisée avec un entrefer, des densités de courant linéique et surfacique fixes. L'auteur explique aussi que ces simples limitations peuvent entraîner des changements sur les interprétations si ces grandeurs diffèrent.

Les travaux issus de [ACT02] présentent une nouvelle démarche, avec un critère de couple massique maximum, un volume externe alloué et une vitesse fixes, les pertes par unité de surface externe étant aussi prise en compte. En conclusion, les auteurs préconisent l'utilisation des machines à flux radial lorsque la longueur de la machine est supérieure à son diamètre extérieur. Les machines à flux axial sont nettement plus avantageuses dans le cas de machines plates, quand le rapport de la longueur de la machine sur le diamètre extérieur est inférieur à 0,3. De plus, ils précisent que l'utilisation d'une machine à rotor interne sans culasse rotorique est plus intéressante vis à vis du couple massique.

L'étude présentée dans [PCM<sup>+</sup>09] conclut sur le fait que l'utilisation d'une machine à flux axial simple face donne un avantage non négligeable sur le volume comparée à une machine cylindrique. On obtient un gain important sur la masse et le prix si la machine à flux radial équivalente n'est pas creuse. Cette étude a été menée à densité linéique de courant et induction magnétique dans l'entrefer fixes. L'auteur précise aussi que l'effort axial conséquent de ce type de topologie simple face n'est pas rédhibitoire si un soin est apporté au dimensionnement mécanique, et notamment à celui des roulements à billes.

Les restrictions de chaque étude notamment liées à un choix précis de topologie, des contraintes fixées mais aussi des hypothèses de calcul, montrent toute la difficulté de faire une comparaison globale. Cependant il faut noter qu'une des conclusions commune à ces études, est que l'avantage en termes de performances d'une machine à flux axial, peut être entaché par la complexité du montage et de la réalisation de telles structures.

Pour conclure, on peut annoncer que les machines à flux axial peuvent montrer un gain en poids et encombrement, et sont souvent plus adaptées aux systèmes embarqués et à entraînement

## 1.4. Conclusion

---

direct. L'atout majeur de cette technologie est la grande polyvalence par l'ajout de modules de base (concept d'empilement), contrairement aux machines à flux radial, qui permet de réaliser des gammes de puissance à partir du même élément. L'élément de base peut être par exemple composé de 2 stators et un rotor. De plus, les avancées en termes de matériaux, de précision et les expériences de construction de prototypes et petites séries de machines à flux axial permettent aujourd'hui d'aborder ce genre de topologie de façon plus sereine [PCM<sup>+</sup>09].

Revenons maintenant à notre application Green Taxiing, le volume défini à la figure 1.4 au début de ce chapitre présente deux volumes distincts utilisables :

- o Volume 1 : celui définit par un diamètre intérieur de 155 mm, de diamètre externe de 416 mm et une longueur axiale de 134 mm ;
- o Volume 2 : celui définit par un diamètre intérieur de 235 mm, de diamètre externe de 416 mm et une longueur axiale de 205 mm.

Le volume 1 présente un rapport longueur de machine sur diamètre extérieur de 0,32 et un rapport  $\lambda_{\varnothing}$  de 0,37. Le volume 2, lui, présente un rapport longueur de machine sur diamètre extérieur de 0,49 et un rapport  $\lambda_{\varnothing}$  de 0,56. De plus, le nombre de paires d'aimants sera élevé dans notre cas puisque l'on va combiner une vitesse de rotation faible (175 tr/min) et l'utilisation d'une fréquence la plus grande possible pour accroître les performances volumique et massique.

Au vu des ces valeurs, des conclusions et considérations vue précédemment, il semble donc intéressant d'étudier la machine discoïde pour répondre au cahier des charges. Le volume 1 sera choisi pour l'intégralité de l'étude qui suit. En effet il permet, avec un raisonnement simple, à même surface d'entrefer totalisée et même couple d'avoir moins de disques que dans le volume 2.

## 1.4 Conclusion

Le contexte d'avion plus électrique et le projet Green Taxiing ont été présentés dans ce chapitre. La volonté croissante d'électrifier de plus en plus les systèmes d'actionnement des avions a poussé les recherches sur des actionneurs innovants, ayant de fortes performances volumiques et massiques. Afin de réduire notamment la consommation de carburant et réduire le bruit au sol des avions, il est intéressant de se pencher sur une motorisation électrique qui aurait sa place sur les roues des trains d'atterrissage. C'est ce projet de taxiage qui est le support principal des travaux de ce manuscrit.

Après un rappel du principe de concept de structures polyentrefers à aimants permanents, l'état de l'art de ces structures particulières a été présenté dans ce chapitre. Malgré les difficultés rencontrées au travers des différentes réalisations, comme la difficulté de guidage, d'assemblage mécanique, les performances sont plus intéressantes que les structures dites classiques. Les récents travaux de l'Institut d'Électronique du Sud et les performances obtenues de 1000 N/kg et 5000 N/dm<sup>3</sup> sur un actionneur multilame polyentrefers à aimants permanents ouvrent la voie à de nouvelles recherches sur ce type de structures, mais maintenant tournantes.

Afin de proposer une structure innovante, le choix pour le projet Green Taxiing se porte sur une structure polydiscoïde. En effet, ces machines ont montré des possibilités intéressantes vis à vis des couples volumique et massique, notamment pour des applications tournantes à basse vitesse et à entraînement direct. Des études montrent des résultats intéressants permettant d'obtenir de meilleures performances massiques et volumiques, notamment lorsque le diamètre de l'actionneur est supérieur à sa longueur. Les principales structures, en allant des simples faces aux machines dites à empilement ont été évoquées. Ces machines montrent une modularité indéniable par l'ajout de plusieurs modules de base pour constituer des gammes de puissances à partir d'un même élément.

Ces machines polydiscoïdes ont été peu étudiées contrairement aux machines à flux radial et ont donc peut être un atout majeur à montrer pour de nouvelles applications. Malgré la difficulté à comparer les performances, provenant d'un grand nombre de contraintes, de choix et de structures, le reste du manuscrit portera sur le choix d'une structure de ce type. Ces structures présentent des précautions particulières de fabrication et de précision. Elles sont notamment dues à des contraintes mécaniques sévères et aux petits éléments présents dans le concept de structures polyentrefers. Le prochain chapitre exprimera donc des études menées sur ces problèmes et tentera d'apporter des solutions à cela.



## Chapitre 2

# Contraintes possibles des technologies polyentrefers

*« Je sais pourquoi tant de gens aiment couper du bois. C'est une activité où l'on voit tout de suite le  
résultat. »*

**Albert Einstein**



Comme nous l'avons vu précédemment, les structures polyentrefers sont intéressantes par leurs performances. Ces structures sont cependant difficiles à mettre en œuvre puisqu'elles nécessitent de petits éléments [AHM06, APM99]. Cette utilisation des petits éléments et de plusieurs surfaces d'entrefer en parallèle impliquent des contraintes mécaniques importantes rappelées brièvement par :

- la fabrication et l'utilisation d'éléments magnétiques (plots et aimants) de faible dimension augmentant le coût de telles structures ;
- le respect de jeu mécanique très faible et une grande précision lors de l'assemblage ;
- la présence d'efforts normaux au déplacement, qui tendent à plaquer les parties mobiles sur les parties fixes en présence de décentrage.

La recherche sur les structures polyentrefers est donc en grande partie axée sur ces problèmes et les solutions possibles à envisager pour ne pas trop dégrader les performances. Ce chapitre présente deux phénomènes liées aux structures polyentrefers : d'une part la précision et la tolérance sur les éléments actifs et d'une autre part les efforts normaux au déplacement créant des frottements dégradant les performances de ces machines. Dans un premier temps, une étude magnétique sur l'impact d'une différence, par rapport au dimensionnement, sur la dimension des aimants dans le cas de l'actionneur multilame est présentée. Les dimensions des éléments étant faibles, il est difficile de garantir exactement leur dimension et cela peut avoir un impact sur le couple ou l'effort électromagnétique développé par le moteur, ainsi que sur la force électromotrice du moteur. Dans certains cas, cette dégradation peut être réversible. Une solution sera apportée dans le cas de l'actionneur multilame, cette solution est applicable aux machines rotatifs.

Dans un second temps, une étude sera axée sur les efforts de plaquage existant dans ces structures puisqu'il est difficile de garantir la rigidité et un entrefer fixe de part et d'autre des parties mobiles. Un effort magnétique d'attraction se crée et les parties mobiles viennent se plaquer contre les parties fixes. Une solution sera aussi développée. Ces différentes études s'appuient notamment sur les dimensions de l'actionneur linéaire polyentrefer multilame. Il a été dimensionné et réalisé pendant les travaux effectués à l'I.E.S. [ZIE08], il sera présenté en début de chapitre.

## 2.1 Précision et tolérance sur les parties actives

Les travaux récents de l'Institut d'Électronique du Sud ont présenté un actionneur polyentrefer multilame, comme indiqué au chapitre 1. Cet actionneur innovant annonce des performances intéressantes de 1000 N/kg et 5000 N/dm<sup>3</sup>. Ce prototype, présentant des éléments de dimension faible, a nécessité beaucoup de précaution lors de la fabrication et l'assemblage. Par exemple, dans le cas d'une reproductibilité sur les dimensions des aimants, il est possible d'obtenir la totalité des aimants à la même dimension, mais égale à la cote nominale plus la tolérance. Le paquet d'aimants aura alors une dimension différente de celle donnée par le dimensionnement



## 2.1. Précision et tolérance sur les parties actives

et entraîne des conséquences sur le fonctionnement et l'assemblage de l'actionneur. Ce phénomène impacte moins les lames fixes, car le procédé par fenêtrage présenté dans les travaux de [ZIE08, ZM11] assure un recalage à chaque plot et donc une erreur sur les plots magnétiques ne se propage pas sur le long de la lame. De la même façon, et de façon plus évidente sur un actionneur de type polydiscoïde, un rotor composé d'un nombre fixe d'aimants ne pourra être assemblé que lorsque la cote nominale plus la tolérance maximum est à la dimension disponible. Les aimants peuvent donc être livrés à une dimension plus faible, et il sera donc difficile de positionner correctement les aimants et ne pas introduire de dégradation de performances.

Nous verrons dans cette partie l'impact électromagnétique que pourrait procurer une différence de largeur sur les aimants et les possibilités de correction qui peuvent être apportées sur l'actionneur multilame. Dans un premier temps, nous présenterons l'actionneur sujet de cette étude.

### 2.1.1 Présentation de l'actionneur linéaire polyentrefer

Cet actionneur polyentrefer (figure 2.1) linéaire triphasé est un assemblage de lames fixes et mobiles, illustré par la figure 2.2(a). Les lames fixes sont constituées d'aimants permanents en SmCo et de cales magnétiques, placées de part et d'autre de chaque groupe d'aimants. Ces cales ont pour but de déphaser magnétiquement les éléments monophasés qui constituent la machine. Les lames mobiles sont constituées de plots magnétiques en Fer Cobalt (FeCo). Les lames sont recouvertes de fines lames en bronze (amagnétique) pour les rigidifier et un traitement de surface en PTFE a été appliqué pour diminuer la friction.

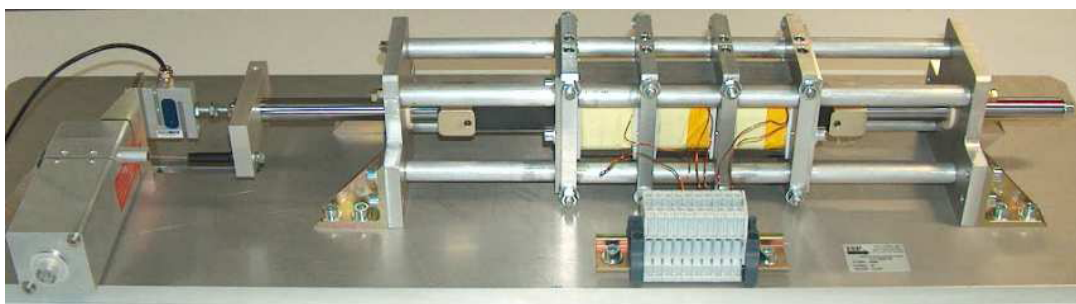


FIGURE 2.1 – Actionneur linéaire polyentrefer multilame de l'I.E.S. [ZIE08]

Cet actionneur suit le motif C : le trajet du champ magnétique est globalement longitudinal, soit dans le sens du déplacement. L'aimantation des aimants est transverse, créant globalement un champ magnétique longitudinal. Il est créé par l'alternance Nord-Sud des aimants au niveau des lames mobiles. Le champ des courants longitudinal est créé par un bobinage global solénoïdal. Cette machine triphasée est composée de 3 machines monophasées déphasées mécaniquement par les cales magnétiques d'un angle de  $\frac{2\pi}{3}$  (ou  $\frac{4\pi}{3}$ ). La figure 2.2(b) illustre la cellule élémentaire permettant de réaliser l'étude. Cette cellule est le motif de répétition de la structure complète qui permet de réaliser les calculs et d'obtenir les caractéristiques de la machine [DES88].

La figure 2.3 permet de repérer les différentes grandeurs géométriques nécessaires à l'étude

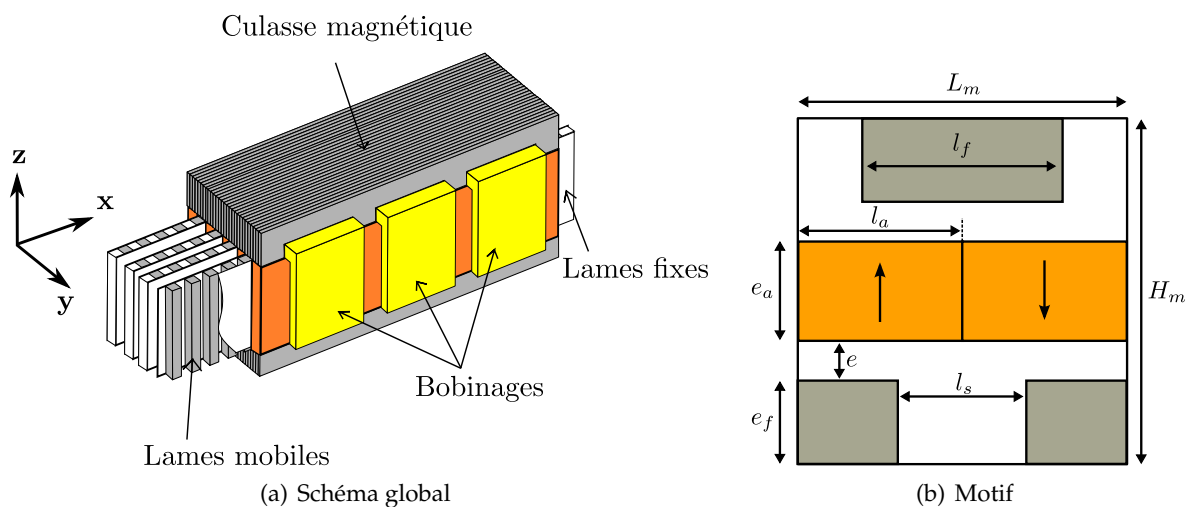


FIGURE 2.2 – Schéma et motif de l'actionneur polyentrefere multilame [ZIE08]

de cet actionneur, dont les valeurs sont précisées notamment sur les tableaux 2.1 et 2.2, précisant les différentes grandeurs caractéristiques de cette machine.

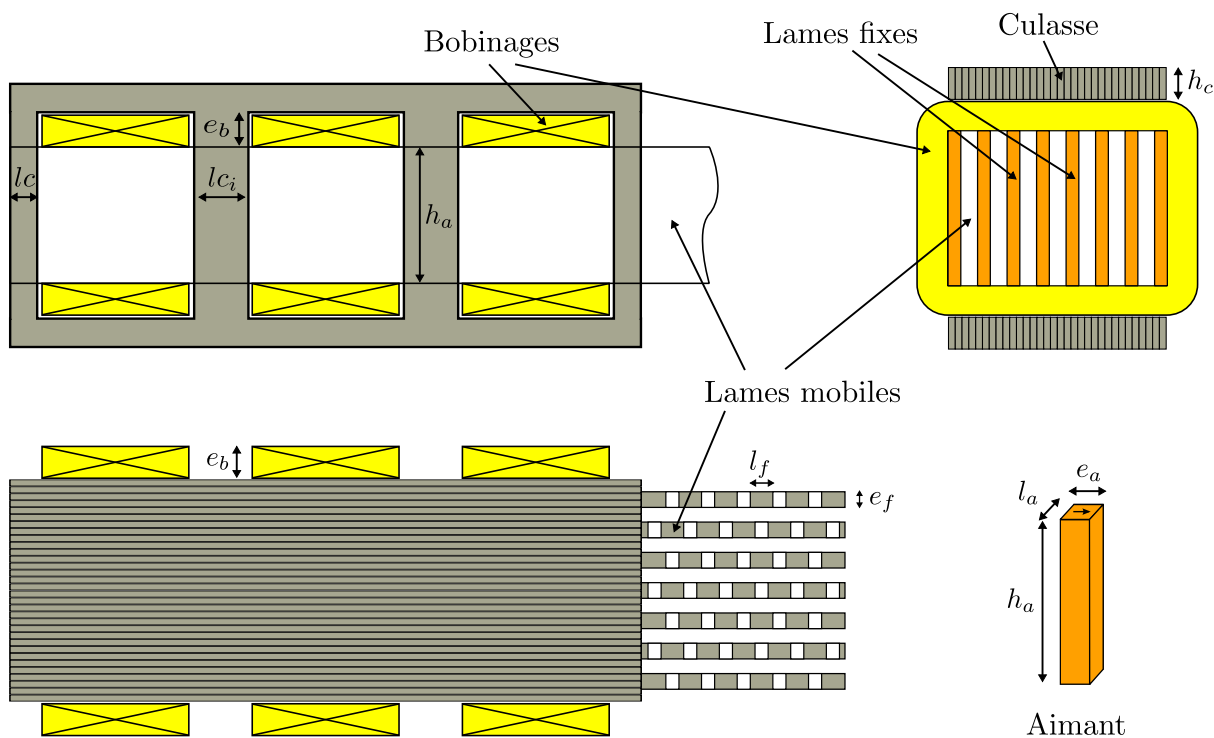


FIGURE 2.3 – Dimensions des parties actives de l'actionneur multilame [ZIE08]

Cet actionneur a une masse de 1,33 kg pour un volume de 0,25 L (volume et masse des matières actives, calculés sans la partie du noyau mobile réalisant la course) [ZIE08, NDO10].

La suite du chapitre s'articule selon les différentes études concernant les dégradations envisageables sur cet actionneur. Les études étant réalisées par des calculs par éléments finis, le logiciel et la méthode seront expliqués dans la prochaine partie.

## 2.1. Précision et tolérance sur les parties actives

Caractéristiques	Valeurs
Hauteur d'aimant ( $h_a$ ) [mm]	20
Épaisseur d'aimant ( $e_a$ ) [mm]	1,5
Largeur d'aimant ( $l_a$ ) [mm]	2
Épaisseur de plot ( $e_f$ ) [mm]	1
Hauteur de plot ( $h_f$ ) [mm]	20
Largeur entre plots ( $l_s$ ) [mm]	0,8
Largeur de plot ( $l_f$ ) [mm]	3,2
Largeur cale magnétique extrémité ( $l_c$ ) [mm]	6
Largeur cale magnétique intermédiaire ( $l_{ci}$ ) [mm]	10,67
Hauteur de culasse ( $h_c$ ) [mm]	3
Épaisseur de bobine ( $e_b$ ) [mm]	7
Entrefer ( $e$ ) [mm]	0,35

TABLE 2.1 – Dimensions géométriques de l'actionneur linéaire multilame

Caractéristiques	Valeurs
Densité surfacique de courant ( $J$ ) [ $A/mm^2$ ]	28
Densité linéique de courant ( $\lambda$ ) [kA/m]	80
Fréquence [Hz]	25
Effort utile [N]	1200
Vitesse [m/s]	0,1
Nombre de lames mobiles	8
Nombre de lames fixes	9
Nombre d'aimants	540

TABLE 2.2 – Caractéristiques générales de l'actionneur linéaire multilame

### 2.1.2 Calcul par éléments finis

Les calculs électromagnétiques présentés dans ce manuscrit sont réalisés avec le logiciel FEMM (version 4.2). C'est un logiciel libre de calcul par éléments finis de champs électromagnétiques. Il permet la résolution de problèmes bidimensionnels ou axisymétriques en basse fréquence et statique. Ce logiciel est composé de 3 éléments :

- une interface commune au pré-processeur et au post-processeur, permettant de définir la géométrie, les matériaux et les conditions aux limites, mais aussi de réaliser les mesures et le traitement des résultats ;
- un outil de maillage (Triangle.exe), permettant de découper la surface en éléments triangulaires par la méthode de triangulation de Delaunay ;
- un solveur 2D cartésien et axisymétrique qui résout des problèmes d'électrostatique linéaires, de magnétostatique et magnétodynamique linéaires et non linéaires, et de problèmes thermiques en régime stationnaire.

Dans le cadre de ce manuscrit, les résolutions ont été effectuées en magnétostatique, avec l'utilisation de scripts Lua permettant de définir des géométries et les routines de calcul. Le logiciel Matlab® a aussi été utilisé pour piloter ce logiciel, et faire le traitement mathématique des

données. Le mailleur est utilisé en mode automatique ou avec des maillages très fins permettant une faible dispersion des résultats. Dans la mesure du possible, ce maillage est fin, notamment dans les zones d'entrefer et aux abords des segments.

Dans le cadre de l'étude de l'effort de crantage magnétique et de la force électromotrice de l'actionneur multilame, l'étude a été faite à partir du dessin généré à la figure 2.4. Contrairement aux études classiques sur ce type de structure réalisées à partir d'un motif élémentaire, il est nécessaire ici de simuler l'intégralité d'un élément monophasé pour prendre en compte la différence de largeur des aimants par rapport à la dimension originale. Les plots magnétiques étant à leur dimension et position originales. Une seule lame mobile a été modélisée, les autres étant considérées identiques à celle-ci. Les différentes études ont été réalisées à partir du même script, où seul des changements sur la largeur de l'aimant et la valeur du décentrage sont effectués. Cela permet une uniformité des résultats et calculs pour les conclusions de ce chapitre.

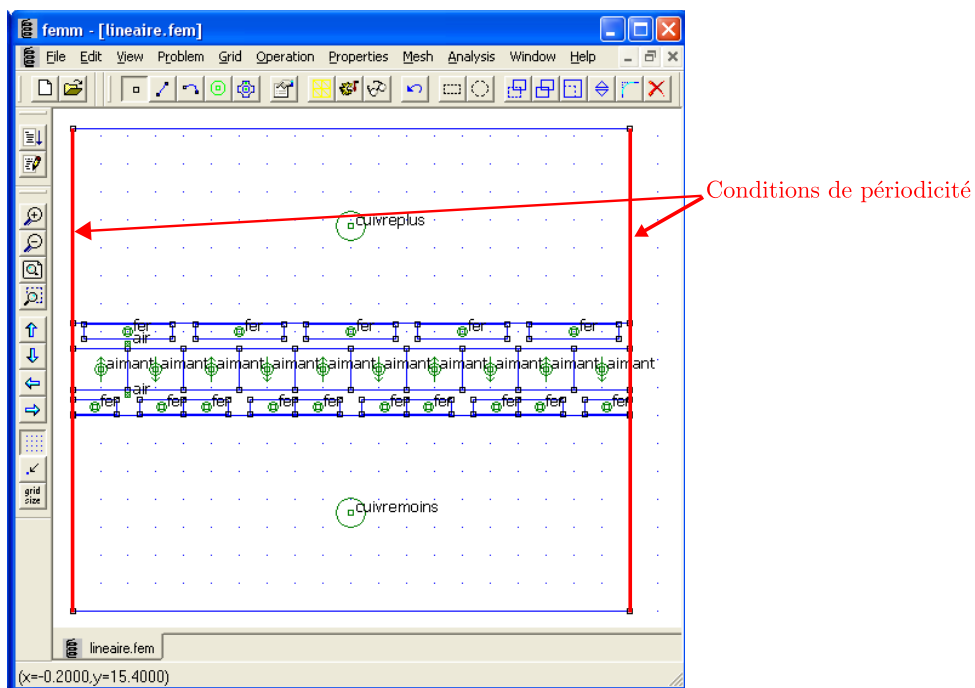


FIGURE 2.4 – Illustration du pré-processeur de FEMM

Dans cette étude, les conditions aux limites imposées dans le logiciel sont une périodicité sur les segments gauche et droit du dessin. En effet, le flux est récupéré par la culasse de retour, non dessinée, il est donc identique en début et fin du motif. Le logiciel impose automatiquement un potentiel vecteur nul sur les segments extérieurs non définis, donc ici haut et bas. Les matériaux sont définis dans le logiciel. Le Fer Cobalt des plots magnétiques est défini de façon non linéaire par les relevés fournis par le fabricant des tôles magnétiques. Le calcul des efforts est réalisé par la méthode du tenseur de Maxwell appliquée à la lame d'aimants centrale (méthode présente dans le post-processeur).

### 2.1.3 Études électromagnétiques dans le cas de différences sur la largeur des aimants de l'actionneur multilame

Dans cette partie, nous verrons l'impact d'une différence sur la dimension des aimants. En effet, la largeur faible des éléments dans le cas de machines polyentrefers est plus sujette aux imperfections. Dans le cas de l'actionneur multilame, les aimants ont une largeur de 2 mm. Un défaut sur la cote des aimants de 0,02 mm (soit 1 %), reporté sur les 20 aimants (nombre d'aimants dans la largeur d'un élément monophasé), entraîne une différence de 0,4 mm sur le paquet total, soit un angle électrique de 36 °. Il y aura nécessairement un impact sur l'ensemble triphasé puisque les 3 éléments monophasés ne seront plus déphasés de l'angle initial. On retrouve alors deux dégradations : une sur l'ondulation de l'effort magnétique et une sur l'effort nominal moyen développé par l'actionneur. Cette partie permettra donc de voir l'impact sur la force électromagnétique longitudinale lorsque l'actionneur n'est pas alimenté, appelée par la suite crantage magnétique, mais aussi sur la force électromotrice et l'effort nominal de l'actionneur. Une solution sera envisagée pour diminuer cette dégradation et ainsi retrouver des performances proches du dimensionnement.

Dans un premier temps, les résultats de simulation par éléments finis dans le cas parfait sont présentés. Les aimants sont alors à la dimension initialement prévue par le dimensionnement, et la cale magnétique intermédiaire qui réalise le déphasage mécanique, aussi. La figure 2.5 présente les résultats de simulation par éléments finis de l'effort de crantage magnétique généré par un élément monophasé (figure 2.5(a)), et la résultante sur l'ensemble triphasé (figure 2.5(b)). Ces résultats sont présentés sur une période électrique (4 mm puisque les aimants ont une largeur de 2 mm).

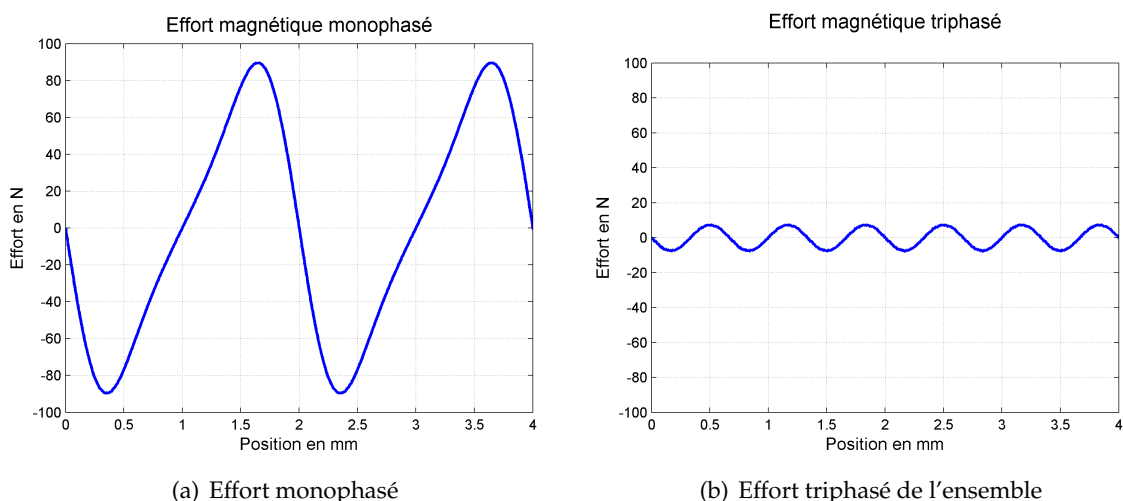


FIGURE 2.5 – Simulations par éléments finis de l'effort de crantage magnétique dans le cas parfait

On observe alors une annulation parfaite de l'harmonique de rang 2, le plus élevé. Seule persiste une résultante de l'harmonique de rang 6 qui est faible et peu impactant pour l'actionneur. Cet effort est mesuré en utilisant la méthode du tenseur de Maxwell proposé par le logiciel, sur la lame d'aimants, lorsqu'aucun courant n'est imposé dans la machine. Par un traitement

mathématique en sommant les 3 phases déphasées de la largeur d'un élément monophasé et de la cale intermédiaire, il est alors possible d'obtenir l'effort triphasé de l'actionneur. L'effort monophasé est un signal de période 2 mm (harmonique de rang 2) d'amplitude maximum de 90 N. Sur l'effort triphasé, on observe une ondulation crête à crête de 15 N de rang 6.

La figure 2.6 illustre l'évolution de la force électromotrice et de son spectre de l'actionneur multilame, on retrouve la constante de force électromotrice du dimensionnement de 69,4 V pour une vitesse de 1 m/s pour l'harmonique de rang 1 (320 spires).

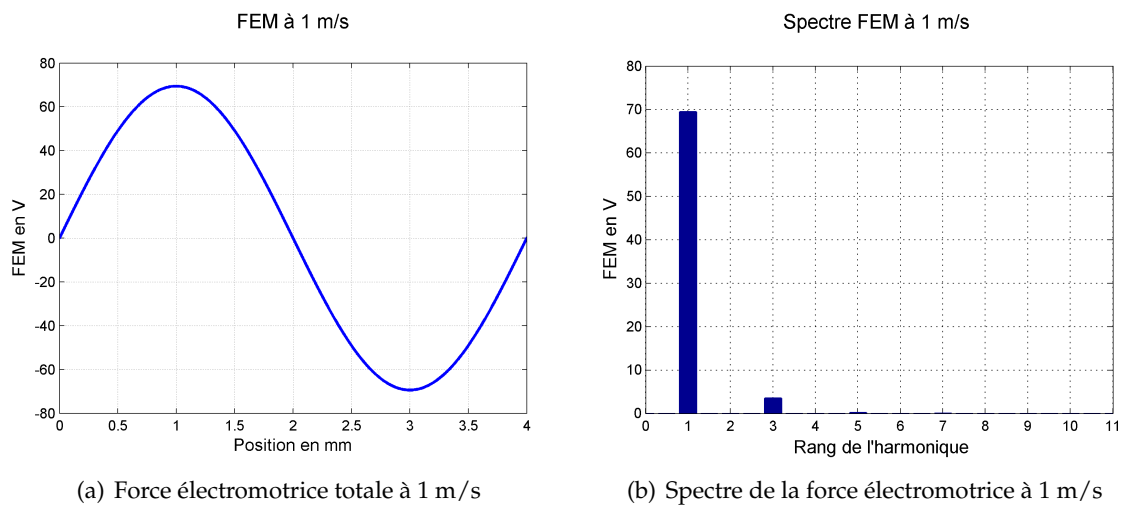


FIGURE 2.6 – Simulations par éléments finis de la force électromotrice dans le cas parfait

Avec la densité de courant surfacique de  $28 \text{ A/mm}^2$  prévu lors du dimensionnement, il est possible d'obtenir l'effort développé par l'actionneur, représenté sur la figure 2.7. Il est de 1416 N avec une ondulation crête à crête de 48 N. Cette simulation, contrairement aux travaux issus de [ZIE08] ne prévoit pas le décentrage des lames dû au jeu mécanique et donc les frottements, ce qui explique les différences avec les valeurs calculées. Cette valeur est prise comme référence pour la suite.

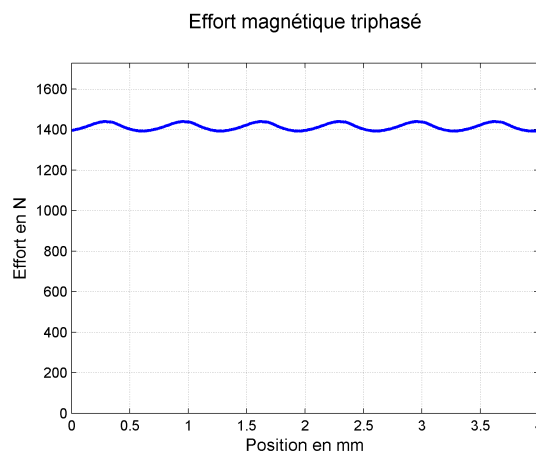


FIGURE 2.7 – Évolution de l'effort nominal développé par l'actionneur multilame

## 2.1. Précision et tolérance sur les parties actives

La suite présente l'impact sur le crantage magnétique lors d'une différence sur la largeur de chaque aimant, puis ensuite sur le force électromotrice et l'effort nominal de la machine.

### 2.1.3.1 Étude de l'effort de crantage électromagnétique

Lorsque les aimants ont une dimension différente de leur cote initiale, et qu'aucune précaution n'est prise sur la dimension des autres éléments, il apparait alors un effet de crantage magnétique sur l'actionneur (effort magnétique s'opposant au mouvement sur l'actionneur lorsqu'il n'est pas alimenté). En effet, les phases n'étant plus déphasées de l'angle initialement prévu, les harmoniques présents sur l'effort magnétique monophasé ne s'annulent plus lors de l'assemblage final.

Dans le cas où les aimants ont une largeur de 2,02 mm au lieu de 2 mm et lorsque les cales magnétiques intermédiaires réalisant le déphasage mécanique sont à la dimension initiale (10,667 mm), la deuxième phase n'est alors plus déphasée de  $\frac{4\pi}{3}$  avec la première, et de la même façon pour la troisième. Il résulte alors sur l'effort magnétique triphasé (sans alimentation) une ondulation crête à crête de 246 N présentant une composante de rang d'harmonique 2 qui n'est plus annulée. La figure 2.8(a) montre cette ondulation avec la cale magnétique originale.

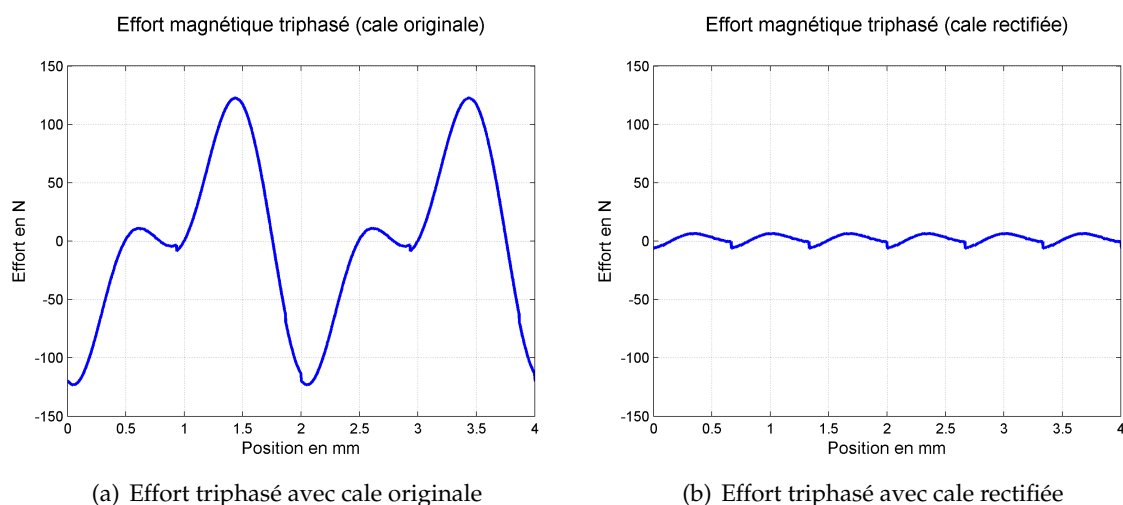


FIGURE 2.8 – Effort de crantage magnétique dans le cas d'une différence de 0,02 mm sur les aimants, avec la cale initiale et la cale rectifiée

Une solution envisagée est de recalibrer correctement les phases en rectifiant les cales magnétiques intermédiaires pour que la largeur du paquet monophasé (composé ici des 10 paires d'aimants) et de la cale magnétique intermédiaire soit identique à la dimension initiale. Dans notre cas, il faut alors retirer  $20 \cdot 0,02$  mm soit 0,4 mm des deux cales magnétiques. Dans ce cas là, les 3 phases sont alors équilibrées puisque les déphasages se retrouvent à la bonne valeur. En effet la périodicité de la force électromotrice, et donc du courant à générer, est celle des plots magnétiques : c'est à dire la dimension d'origine du motif d'aimant, soit 4 mm. Dans ce cas, nous retrouvons alors un crantage magnétique sur l'actionneur d'ondulation crête à crête de 13 N (figure 2.8(b)). On a alors réussi à supprimer l'ondulation importante d'harmonique de

rang 2 qui était très élevée lorsque la cale était à la dimension initiale.

L'étude suivante représente l'impact de la rectification de la cale magnétique intermédiaire sur l'ondulation crête à crête de l'effort de crantage magnétique triphasé. La figure 2.9 illustre l'ondulation crête à crête de l'effort de crantage magnétique triphasé en fonction de la largeur des aimants. Cette figure est tracée avec la largeur de cale initiale de 10,6667 mm et avec la cale rectifiée en pointillé. Le tableau 2.3 représente ses valeurs, avec le déphasage équivalent généré par la cale intermédiaire (non rectifiée) en degrés.

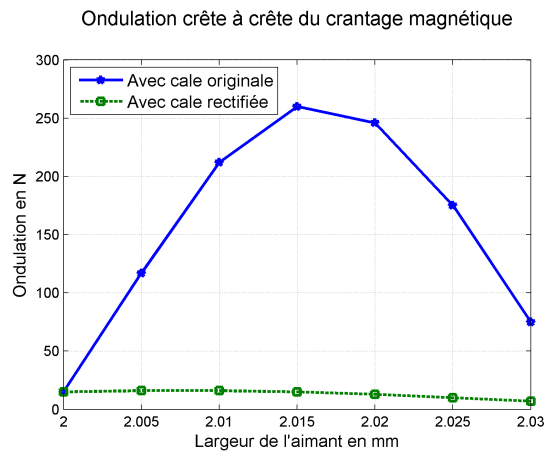


FIGURE 2.9 – Évolution de l'ondulation crête à crête du crantage magnétique en fonction de la largeur des aimants, avec la cale initiale et cale rectifiée

$l_a$ [mm]	Ondulation crête à crête avec cale originale [N]	Déphasage équivalent avec cale initiale [°]	Ondulation crête à crête avec cale corrigée [N]
2	15	240	–
2,005	117	249	16
2,01	252	258	16
2,015	260	267	15
2,02	246	276	13
2,025	175	285	10
2,03	75	294	7

TABLE 2.3 – Évolution de l'ondulation crête à crête et du déphasage équivalent entre les éléments mono-phasés en fonction de la largeur des aimants

L'ondulation crête à crête croit lorsque le déphasage supplémentaire imposé par la différence de largeur des aimants est compris entre 0 et  $\frac{\pi}{6}$  puis rediminue de  $\frac{\pi}{6}$  à  $\frac{\pi}{3}$ . L'ondulation est à fréquence double de la périodicité du motif, il y a donc une annulation de cet harmonique à  $\frac{\pi}{3}$ . On voit apparaître dans le tableau que la correction des cales magnétiques intermédiaires permet d'assurer une ondulation de l'effort de crantage magnétique inférieure à 16 N, proche de celui initialement prévu (ondulation de rang harmonique 6 qui ne s'annule pas dans un système équilibré triphasé). On observe bien la diminution de l'ondulation de cet effort de crantage lorsque la cale magnétique tend vers la valeur qui assure le bon déphasage de  $\frac{4\pi}{3}$ , soit pour une largeur de cale magnétique intermédiaire de 10,267 mm par exemple dans le cas d'aimants de



## 2.1. Précision et tolérance sur les parties actives

largeur égale à 2,02 mm au lieu de 2 mm.

Cette étude a mis en évidence l'importance de rectifier la cale magnétique intermédiaire lorsque la largeur des aimants n'est pas à la cote nominale. En effet, si les 3 phases ne sont pas correctement déphasées de  $\frac{2\pi}{3}$  et  $\frac{4\pi}{3}$ , le système n'est alors pas équilibré, et l'harmonique de rang 2 présent dans l'effort magnétique monophasé de crantage n'est plus annulé lors de l'assemblage. Cet effort qui peut être gênant pour un fonctionnement libre de l'actionneur sans qu'il soit alimenté, peut alors être réduit lors de la rectification des deux cales magnétiques intermédiaires. Cette rectification permet alors de recalibrer les phases pour assurer le bon déphasage entre les 3 éléments monophasés. Le paragraphe suivant présente l'impact sur la force électromotrice et l'effort nominal de l'actionneur dans les mêmes conditions.

### 2.1.3.2 Impact sur la force électromotrice et l'effort nominal

Comme nous l'avons vu dans le paragraphe précédent, une erreur sur la largeur des aimants entraîne un effort de crantage magnétique sur l'actionneur qui peut être rédhibitoire. Une solution a été apportée pour minimiser cet effet, nous allons voir ici l'impact de cette erreur de précision sur la largeur des aimants sur la force électromotrice de l'actionneur, et sur l'effort nominal développé au courant nominal. En effet, lorsque l'aimant n'est plus à la dimension initiale, les efforts de rang d'harmonique 2 ne sont plus annulés sur l'effort triphasé développé par le moteur. De plus les motifs d'un élément monophasé ne sont plus en phase, et il apparaît alors une dégradation de la force électromotrice et donc de l'effort nominal de l'actionneur.

La figure 2.10 représente l'évolution de la force électromotrice totale de l'actionneur lorsque les aimants ont une largeur de 2,02 mm. Le spectre (figure 2.10(b)) indique une valeur de 68,8 V pour une vitesse de 1 m/s proche de la valeur nominale dimensionnée, correspondant à une dégradation de 1 %.

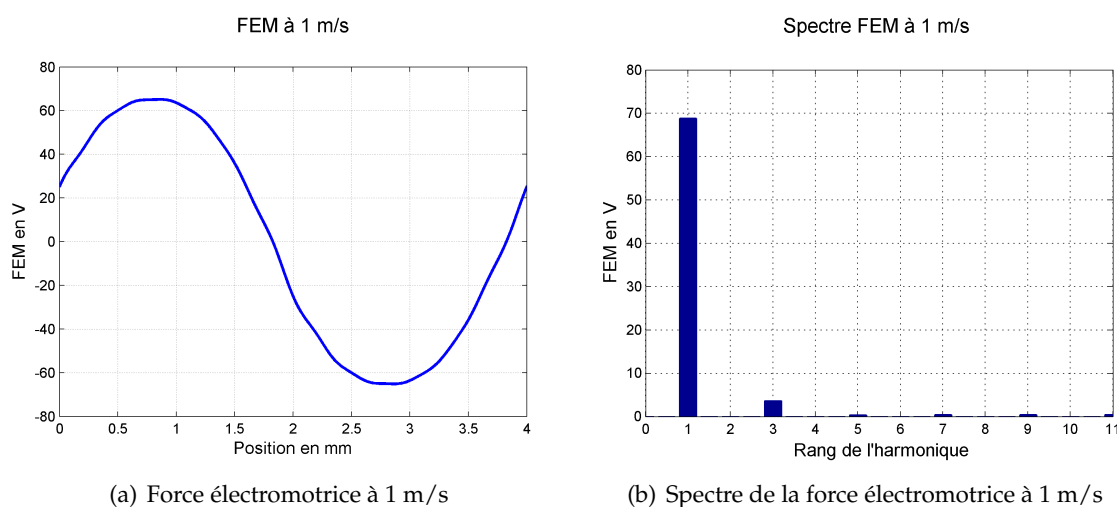


FIGURE 2.10 – Force électromotrice dans le cas d'un décalage de 0,02 mm sur les aimants

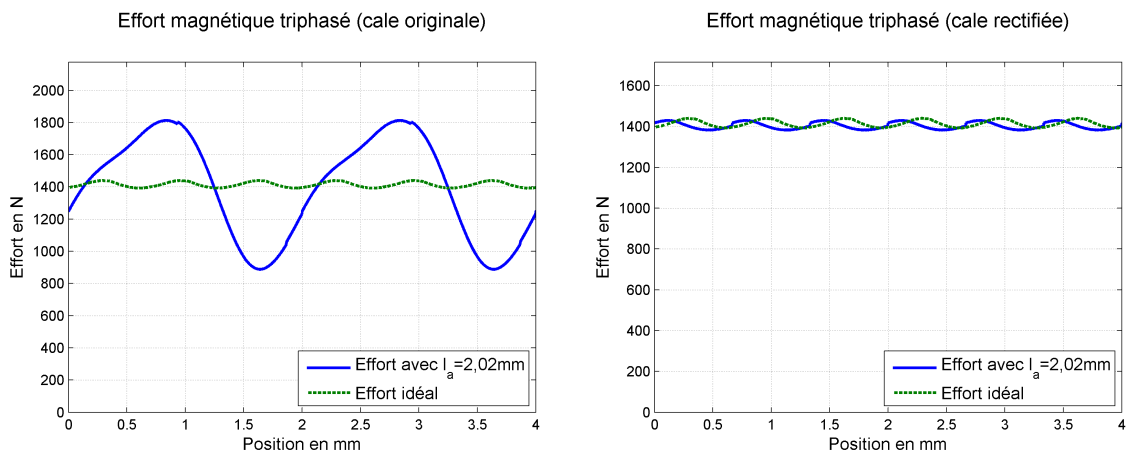
Le tableau 2.4 présente l'évolution de la force électromotrice totale à une vitesse de 1 m/s en fonction de la largeur des aimants. On peut noter que la différence de largeur des aimants

a peu d'impact sur la valeur de la force électromotrice (inférieure à 3 % pour une largeur d'aimant allant de 2 à 2,03 mm). Par contre lors de l'évolution de la largeur d'aimant, la force électromotrice voit apparaître un déphasage par rapport à la position initiale. En effet la position à 0 mm (comme vu sur la figure 2.10(a)) n'est plus la position où la force électromotrice est nulle, puisque les motifs d'un élément monophasé, à une position donnée de l'actionneur, ne sont pas tous à la même position géométrique.

$l_a$ [mm]	Valeur premier harmonique de la $f_{em}$ à 1 m/s [V]	Dégradation [%]
2	69,4	–
2,005	69,4	0
2,01	69,3	0,15
2,015	69,1	0,43
2,02	68,8	0,87
2,025	68,3	1,59
2,03	67,8	2,31

TABLE 2.4 – Évolution du premier harmonique de la force électromotrice en fonction de la largeur des aimants

Avec une simulation utilisant le courant, il est possible d'obtenir l'effort triphasé développé par l'actionneur. Il est nécessaire dans ce cas là de mettre en phase le courant et la force électromotrice (valeur récupérée lors de l'étude précédente). Le courant imposé et le nombre de spires sont les mêmes que lors du dimensionnement idéal, en alimentation sinusoïdale. On obtient alors un effort nominal moyen de 1351 N avec une ondulation importante de 925 N crête à crête de fréquence double par rapport à la fréquence de l'actionneur, soit une dégradation de 5 %. L'évolution de cet effort est représentée sur la figure 2.11(a) (l'effort idéal est représenté en pointillés).



(a) Effort nominal développé avec la cale originale

(b) Effort nominal développé avec la cale rectifiée

FIGURE 2.11 – Effort nominal développé dans le cas d'un décalage de 0,02 mm sur les aimants

Cette ondulation importante ne peut convenir à une application nécessitant un effort

## 2.1. Précision et tolérance sur les parties actives

constant. La rectification des cales intermédiaires permet alors de diminuer fortement cette ondulation, comme montré sur la figure 2.11(b). Ainsi l'effort ne présente plus qu'une ondulation de 47 N crête à crête, avec un effort moyen de 1406 N (soit une dégradation de moins de 1 %).

De la même façon que sur l'étude du crantage magnétique, nous allons voir l'évolution de l'effort développé par l'actionneur en fonction de la rectification des cales intermédiaires. La figure 2.12 présente l'évolution du rapport  $\frac{\text{Effort moyen}}{\text{Effort idéal}}$  en pourcentage et du taux d'ondulation maximum, en fonction de la largeur des aimants. Le taux d'ondulation maximum, défini en pourcentage, est donné par la relation  $100 \cdot \frac{(F_{max} - F_{min})}{F_{moy}}$ . On retrouve sur ces deux graphiques les évolutions lors de l'utilisation de la cale originale et de la cale rectifiée. Le tableau 2.5 présente ces résultats. Les valeurs entre ( ) indiquent le rapport  $\frac{\text{Effort moyen}}{\text{Effort idéal}}$  et le taux d'ondulation maximum, en pourcentage.

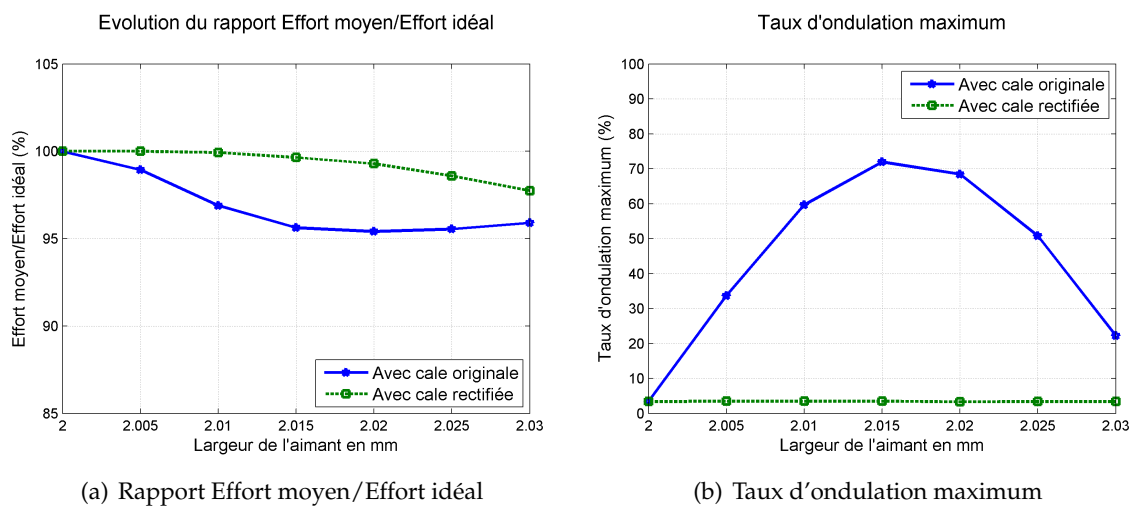


FIGURE 2.12 – Évolution de l'effort développé et du taux d'ondulation maximum en fonction de la largeur des aimants, avec la cale originale et la cale rectifiée

$l_a$ [mm]	Effort moyen avec cale originale [N]	Effort moyen avec cale corrigée [N]	Ondulation avec cale originale [N]	Ondulation avec cale corrigée [N]
2	1416 (100 %)	–	48 (3,4 %)	–
2,005	1401 (98,9 %)	1416 (100 %)	472 (33,7 %)	49 (3,5 %)
2,01	1372 (96,9 %)	1415 (99,9 %)	819 (59,7 %)	49 (3,5 %)
2,015	1354 (95,6 %)	1411 (99,6 %)	974 (71,9 %)	49 (3,5 %)
2,02	1351 (95,4 %)	1406 (99,3 %)	925 (68,5 %)	47 (3,4 %)
2,025	1353 (95,6 %)	1396 (98,6 %)	687 (50,8 %)	47 (3,4 %)
2,03	1358 (95,9 %)	1384 (97,7 %)	302 (22,2 %)	47 (3,4 %)

TABLE 2.5 – Évolution de l'effort nominal moyen et de son ondulation en fonction de la largeur des aimants

Cette partie de l'étude montre l'impact notable de la différence de la largeur des aimants par rapport à leur taille initialement dimensionnée. Le taux d'ondulation devient très important lorsque la largeur de l'aimant est de telle que le déphasage réalisé est de  $\frac{2\pi}{3} + \frac{\pi}{6}$ . L'harmonique

de rang 2 est maximisé dans ce cas de figure. De la même façon, une dégradation de l'effort nominal apparait sensiblement. La force électromotrice n'est pas trop pénalisée, et la rectification n'apporte rien de plus sur la force électromotrice. La modification apportée sur la force électromotrice est plutôt lié au déphasage introduit par le décalage progressif de chacun des motifs au sein du même actionneur monophasé. Ce déphasage doit être identifié pour avoir une commande en courant optimale par la suite.

Cette partie a permis de mettre en lumière un des problèmes rencontrés sur les moteurs polyentrefer : la tolérance et la précision des parties actives. En effet, la technologie polyentrefer implique l'utilisation d'aimants et d'éléments ferromagnétiques de faible dimension. Afin d'assurer le fonctionnement et l'assemblage, il est nécessaire que les tolérances soient faibles et que l'assemblage soit très précis. Ces contraintes impactent le coût de telles structures. Dans le cas de l'actionneur multilame, des aimants un petit peu plus grand que leur cote nominal n'affectent pas la possibilité de l'assemblage, par contre nous avons vu ici l'impact électromagnétique. Une différence sur la dimension des aimants, ici la largeur, montre une dégradation de l'effort nominal de la machine et l'apparition d'une ondulation d'effort qui n'était pas prévue lors du dimensionnement. Pour les mêmes raisons, il apparait un effort de crantage magnétique lorsque le moteur n'est pas alimenté qui peut ne pas être souhaité pour l'application.

Dans le cas de l'actionneur linéaire polyentrefer, la rectification des cales intermédiaires permet de recaler les phases entre elles et ainsi réduire l'ondulation de l'effort, et d'améliorer les performances. Dans le cas de la rectification, l'ondulation peut être réduite notablement jusqu'à celle prévue lors du dimensionnement, et les performances améliorées afin de ne pas trop pénaliser la fonction souhaitée.

La section suivante présente un autre type de problème rencontré : le décentrage de la partie mobile. Dans ce cas là, il existe alors un déséquilibre magnétique qui tend à plaquer la partie mobile sur une partie fixe, et il existe alors des frottements dégradant le fonctionnement et les performances de l'actionneur.

## 2.2 Friction et efforts de plaquage

L'actionneur polyentrefer multilame de l'Institut d'Électronique du Sud a été fabriqué en prévoyant de la friction entre les lames mobiles et les lames fixes. En effet, pour garantir le concept de structure polyentrefer, il est nécessaire d'utiliser des éléments de petites dimensions et d'avoir un entrefer faible. Ces deux conditions impliquent d'avoir des éléments peu rigides, et une grande précision sur leurs dimensions et sur la garantie d'un entrefer constant et identique. Dans le cas d'un déséquilibre, il apparait un effort d'attraction perpendiculaire au déplacement entre les lames mobiles et fixes. Dans le cas où les lames sont guidées, mais qu'elles sont peu rigides et flexibles, les lames se touchent, il y a alors de la friction et l'on retrouve un effort de frottement qui s'oppose au déplacement. Les performances de l'actionneur sont alors diminuées. Or il est impossible de garantir le parfait équilibre magnétique de part et d'autre de la partie mobile. De la même façon, sur l'actionneur multitige du SATIE [CAV02], la friction était prise

## 2.2. Friction et efforts de plaquage

en compte. Un revêtement était prévu en Teflon pour diminuer l'impact. Cette section aura pour but de présenter ces efforts, et de présenter une solution pour les éviter ou en tout cas les diminuer fortement.

### 2.2.1 Origines des efforts

Dans la structure de l'actionneur multilame présenté au début de ce chapitre, un jeu mécanique existe. Il est lié aux tolérances sur l'épaisseur de différents éléments (aimants, lames amagnétiques en bronze, colle) et au montage. Cet actionneur est prévu pour fonctionner de manière frottante mais les conditions d'insertion et de fabrication impliquent un jeu mécanique. Dans cet actionneur un peigne amagnétique (figure 2.13) permet de maintenir les lames fixes pour pouvoir insérer les lames mobiles.

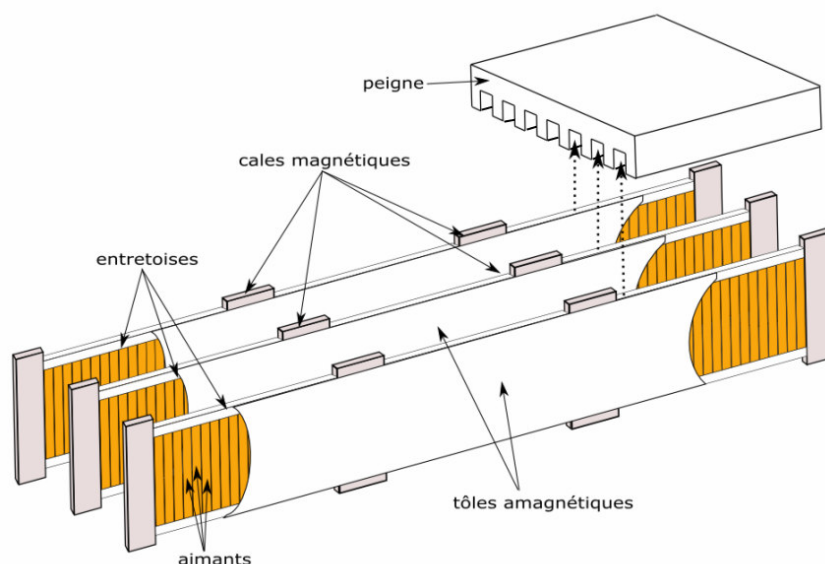


FIGURE 2.13 – Illustration du peigne pour l'insertion des lames

Plus le jeu mécanique est faible, moins l'effort de plaquage et donc de friction sont élevés. La différence des deux efforts qui s'exercent sur la lame mobile est alors plus faible. La figure 2.14 représente à gauche une lame équilibrée, et à droite une lame déséquilibrée. Cette lame, en équilibre instable, va venir se coller contre une des deux lames, et il y aura donc contact. Ce contact et l'effort de plaquage se transmettent sur l'effort nominal de l'actionneur en s'y opposant par de la friction. L'effort de frottement se calcule en multipliant l'effort normal au déplacement par le coefficient de friction des deux matériaux en contact (ici pris à son minimum 0,055 pour le couple PTFE/PTFE).

Dans le cadre de l'étude sur l'actionneur linéaire multilame, le jeu mécanique est estimé à 0,115 mm. Ce jeu mécanique implique une instabilité : la lame mobile vient se coller sur une lame fixe. Il y a alors apparition d'un effort normal au déplacement, qui se transforme en friction. Sur l'actionneur multilame, cet effort de plaquage est représenté sur la figure 2.15(a). Ces simulations sont effectuées de façon identique aux études précédentes, en imposant un

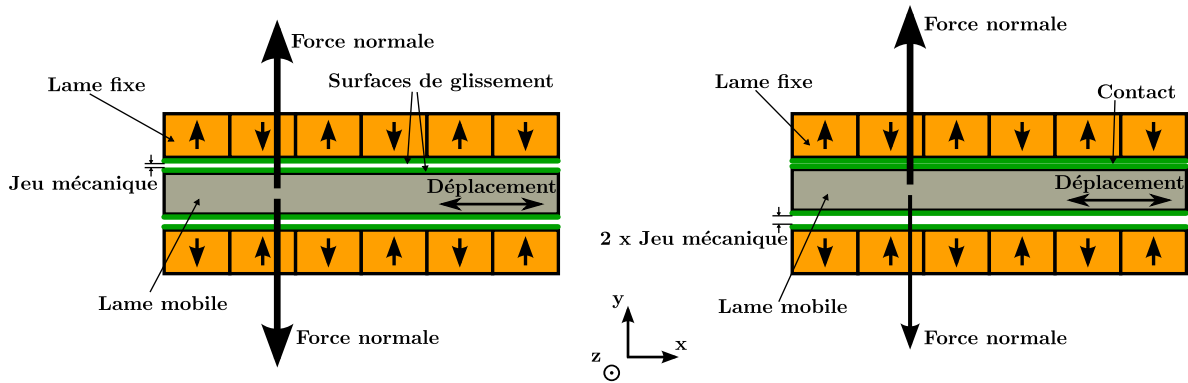


FIGURE 2.14 – Origine des efforts de friction

décentrage de la lame d'une valeur égale au jeu mécanique. Cet effort a une valeur moyenne de 1270 N qui génère donc un effort de résistance de l'ordre de 70 N avec un coefficient de friction de 0,055. L'effort développé par l'actionneur, alimenté en courant, est donc dégradé de cette valeur, et est représenté sur la figure 2.15(b). L'effort moyen est alors de 1330 N, soit 94 % de l'effort moyen initialement prévu.

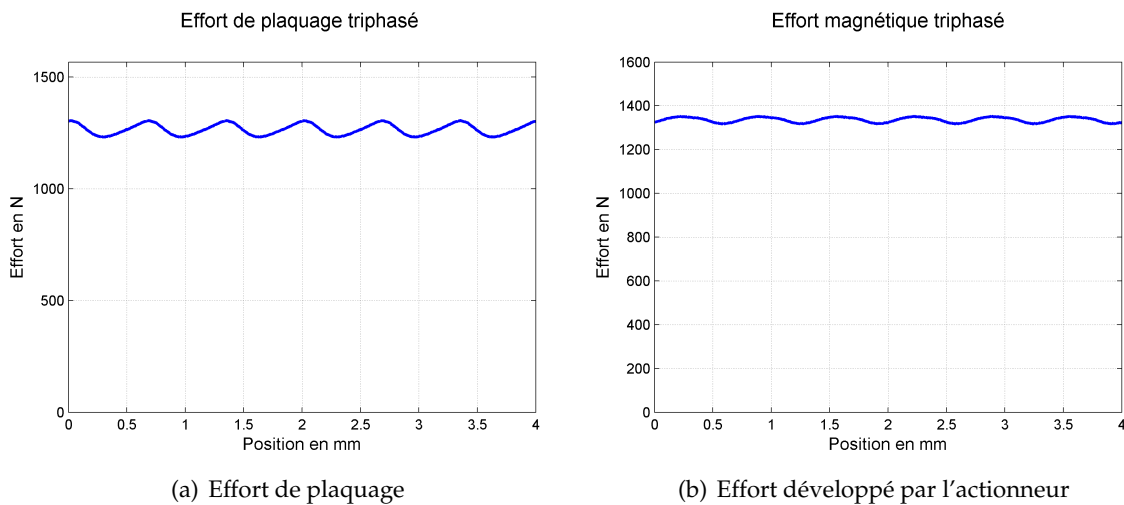


FIGURE 2.15 – Évolution de l'effort de plaquage et de l'effort utile de l'actionneur multilame

Cette dégradation de l'effort de l'actionneur peut être impactant pour la fonction qu'il a à réaliser. Elle peut cependant apporter d'autres désagréments plus gênant pour la durée de vie et le fonctionnement de cette machine électrique.

### 2.2.2 Effets néfastes

Cette friction qui existe à cause du décentrage des lames mobiles peut avoir plusieurs incidences :

- un échauffement plus important, non pris en compte dans le dimensionnement thermique ;
- une usure prématurée des lames et de leur revêtement ;

## 2.2. Friction et efforts de plaquage

---

– une dégradation des performances de l'actionneur comme cela a été vu précédemment.

Ces effets se répercutent directement sur la durée de vie et la fiabilité de l'actionneur. Ils peuvent empêcher de réaliser la fonction pour laquelle l'actionneur est prévu. Dans des applications embarquées et aéronautiques, la recherche d'une bonne fiabilité et d'une grande durée de vie est importante. Il est donc nécessaire de prévoir ce comportement au moment du dimensionnement, et d'essayer de le minimiser afin qu'il agisse peu sur les performances et le comportement de l'actionneur. L'échauffement supplémentaire occasionné localement peut entraîner des dilatations thermiques amplifiant les frottements. Il semble donc nécessaire d'éviter ces efforts de frottements.

La partie suivante présente une solution innovante envisagée pour les machines polyentrefer, permettant d'annuler ces efforts de friction, sans pénaliser les performances de l'actionneur. La possibilité de rigidifier les structures et d'augmenter l'entrefer pour garantir la position des lames ne sont pas envisagées. Comme toute machine électrique, l'entrefer serait alors plus grand et les performances diminueraient notablement. L'intérêt des structures polyentrefer serait alors perdu.

### 2.2.3 Solutions possibles

Un compromis doit être fait pour réaliser une structure polyentrefer fonctionnelle : soit l'ensemble doit être rendu rigide en augmentant la taille des éléments et/ou l'entrefer pour éviter la friction ; soit on utilise des éléments de petites tailles avec un petit entrefer, et le frottement doit être prévu dans le fonctionnement et la durée de vie de l'actionneur. Nous proposons une solution innovante pour concilier les deux choix. En effet, le jeu mécanique imposé pour l'assemblage est notamment présent car des éléments sont placés en vue de positionner de façon équilibrée les lames mobiles par rapport aux lames fixes (par exemple le peigne amagnétique pour l'actionneur multilame). Notre solution est de ne plus maintenir les lames mobiles et les lames fixes mais de les laisser glisser les unes sur les autres. Dans ce cas particulier, l'entrefer est alors au minimum et le déséquilibre est uniquement lié aux différences d'épaisseur sur les lames. Ces lames quasi identiques, doivent donc être parfaitement maîtrisées sur les épaisseurs. Dans ce cas là, il existe alors uniquement un effort de plaquage sur les éléments d'extrémité qui tendent à les rapprocher vers le centre de l'actionneur. Ces efforts de plaquage introduisent alors une friction importante, mais la suite propose une solution innovante pour réduire cette friction [DUM11]. Dans un premier temps, la solution est présentée sur l'actionneur multilame, puis elle est expliquée sur un moteur de type polydiscoïde, étudié dans la suite du manuscrit.

#### 2.2.3.1 Solution pour l'actionneur multilame

Le but est donc de laisser libre en translation dans le sens normal au déplacement les lames fixes et mobiles. Dans un but de simplification des explications de la création des efforts, l'étude est présentée sur un ensemble de deux lames fixes et une lame mobile. Ce principe est applicable sur un nombre plus grand de lames, mais les lames centrales sont équilibrés magnétiquement,

et ne sont donc pas à l'origine de l'effort de plaquage. Seul le déséquilibre magnétique qui existe sur les lames d'extrémité crée un effort magnétique d'attraction tendant à rapprocher la lame fixe vers la lame mobile jouxtant.

La figure 2.16 illustre ce système. Pour clarifier l'explication, 3 étapes sont décrites pour illustrer le système et la création des efforts sur le schéma. La première représente le système où les lames sont d'extrémités sont fixées. On observe alors les efforts magnétiques qui s'exercent au niveau des lames fixes et mobiles. Ces efforts magnétiques s'exerçant sur les deux lames d'extrémités tendent donc à les plaquer sur la lame centrale. Dans ce cas particulier, les lames d'extrémité étant fixes par rapport au bâti, il y a équilibre magnétique et mécanique au sein du système. Cette première étape correspond à ce qui a été fait sur l'actionneur linéaire multilame, cependant les contraintes d'assemblage et les tolérances des différentes épaisseurs ont entraîné un jeu mécanique. Ce jeu mécanique introduit un déséquilibre et la lame mobile peut alors venir se coller contre une lame fixe, comme illustré précédemment à la figure 2.14.

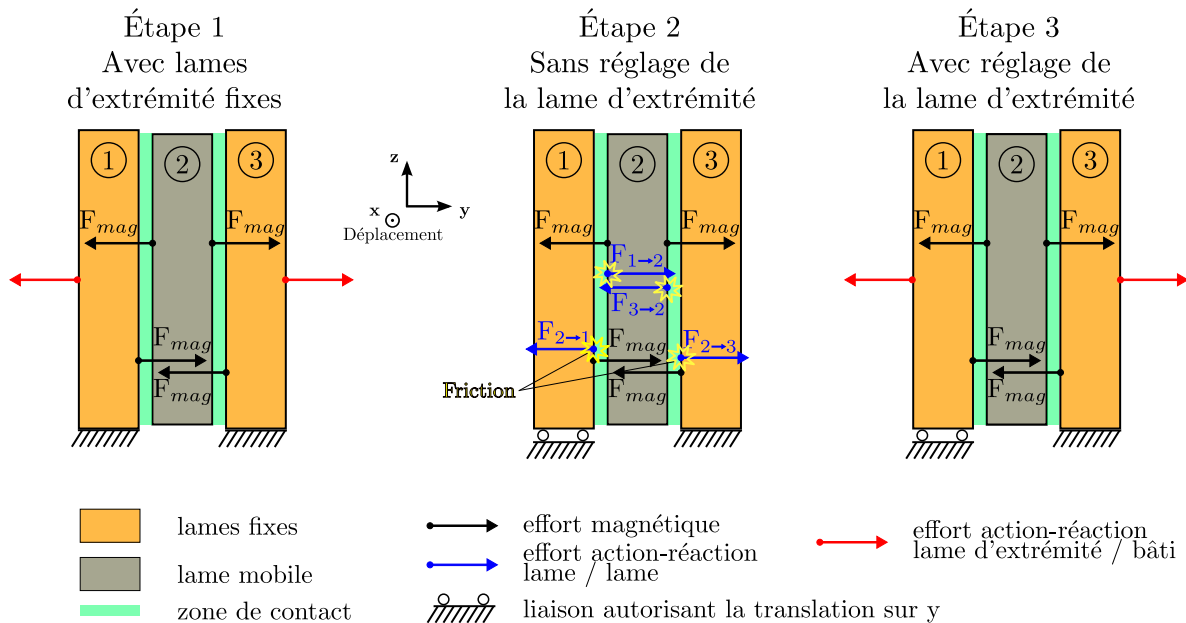


FIGURE 2.16 – Illustrations du système de compensation des efforts de plaquage

À l'étape 2, la lame d'extrémité de gauche est maintenant libre en translation. Dans cette étape, les efforts magnétiques présents sur les deux lames d'extrémités tendent donc à ramener ces deux lames vers la lame fixe centrale. Par contre réaction, 4 efforts d'action-réaction, liés au contact, apparaissent sur les lames. On retrouve alors sur la lame mobile centrale (numéro 2) deux efforts : l'un de lame 1 vers cette lame 2, et un de la lame 3 vers la lame 2. De la même façon, un effort d'action-réaction de la lame 2 vers la lame 1 apparaît sur la lame 1, et un de la lame 2 vers la lame 3 apparaît sur la lame 3. Ce sont ces efforts normaux au déplacement qui génèrent de la friction, et donc une force de sens contraire au déplacement. Ces efforts importants dégradent les performances et le fonctionnement de l'actionneur.

L'étape 3 représente le système complet, avec un système de réglage externe tirant la lame de gauche par rapport au bâti. Le but est de venir compenser les efforts normaux magnétiques



## 2.2. Friction et efforts de plaquage

présents sur les lames fixes d'extrémité 1 et 3 par ce système externe. Ce système crée un effort compensatoire venant annuler l'effort magnétique d'attraction par rapport au bâti.

Deux types de réglage sont envisagés :

- un réglage passif, par exemple effectué par un système de vis de pression ou de ressort. Il permet de créer un effort constant ;
- un réglage actif, par exemple réalisé par un actionneur électrique asservi. Il crée un effort évolutif en fonction de la position du système, des différences possibles en fonctionnement ou par rapport au dimensionnement.

Il semble nécessaire d'avoir au moins une partie active, puisque l'effort de plaquage varie en fonctionnement selon différents facteurs (échauffement, erreurs de calculs, fonctionnement, position du système, vibrations). Pour compenser parfaitement cet effort, il y a donc nécessairement un capteur permettant le bon fonctionnement du système. La partie passive permet de compenser une partie importante du plaquage, permettant par exemple un fonctionnement dégradé ou de secours de l'actionneur.

Ce système doit donc créer un effort tirant la lame d'extrémité par rapport au bâti. Il est nécessaire d'évaluer la valeur de cet effort à compenser. La figure 2.17 montre l'évolution de cet effort de plaquage sur l'actionneur linéaire. Il s'exerce sur une lame d'extrémité. Cet effort a une valeur moyenne de 270 N. Le système doit donc compenser cet effort de 270 N lorsqu'il est appliqué sur une lame d'extrémité, la deuxième étant fixe par rapport au bâti.

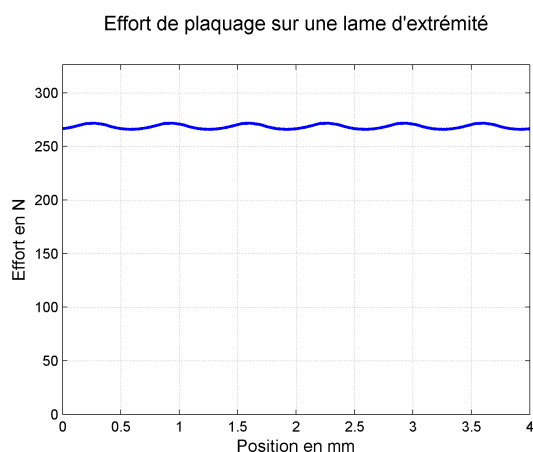


FIGURE 2.17 – Évolution de l'effort de plaquage sur une lame d'extrémité de l'actionneur multilame

Cet effort doit être réalisé en tirant une lame d'extrémité. Le cas de l'actionneur multilame est particulier, car le bobinage est global et il est difficile d'avoir une grande surface d'application pour ce système que l'on souhaite ajouter. Il a été imaginé d'utiliser un système utilisant des actionneurs piézoélectriques pour la partie active, et un système vis-écrou pour la partie passive. Ce système de compensation ne peut alors tirer les lames d'extrémités qu'en utilisant la place des cavaliers présents sur la maquette de l'actionneur, liés au bâti. La figure 2.18 illustre une nouvelle maquette pour l'actionneur polyentrefer multilame, identique à l'original, mais prévoyant ce système de compensation des efforts de plaquage. On retrouve alors sur cette maquette l'ensemble de l'actionneur, avec les cavaliers de maintien qui sont modifiés pour

laisser la place au système de compensation. Des modifications du système de bridage qui permet de bloquer en translation les lames fixes le long de l'axe de translation de l'actionneur doivent être envisagées.

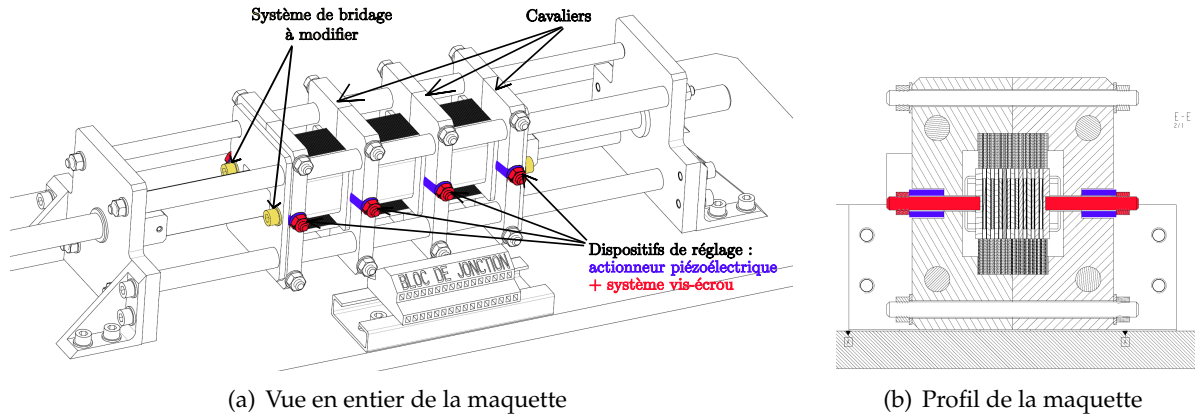


FIGURE 2.18 – Modifications de la maquette de l'actionneur multilame intégrant le système de compensation

La figure 2.19(a) présente une vue en coupe du dessus d'un élément monophasé avec le système. Un zoom est effectué sur un actionneur piézoélectrique sur la figure 2.19(b). Cet actionneur de type annulaire, permet par l'application d'une tension à ses bornes, de développer un effort de poussée qui vient tirer la lame d'extrémité par rapport au bâti.

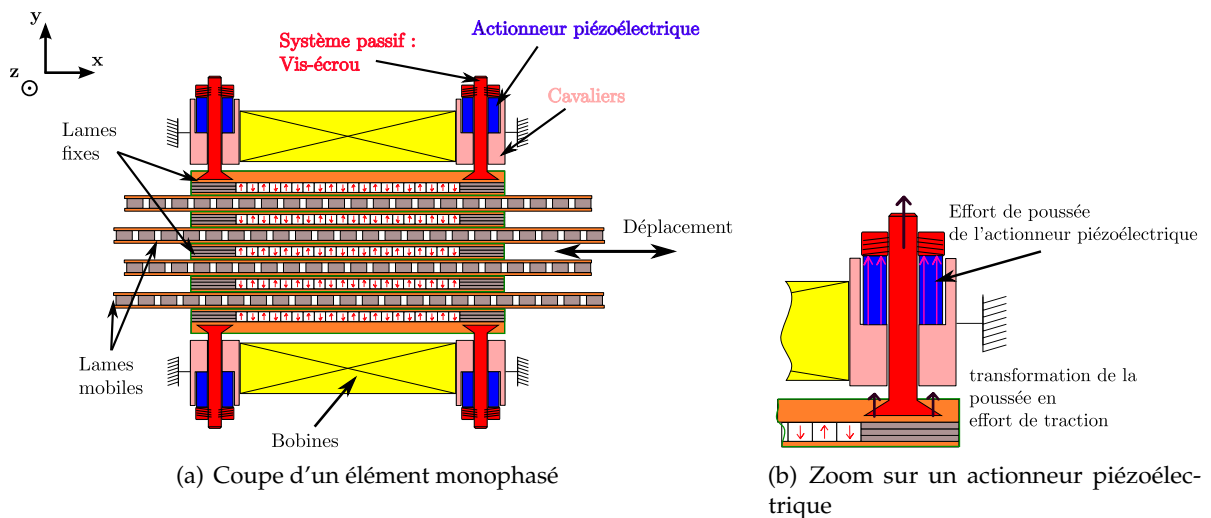


FIGURE 2.19 – Coupe des parties actives du prototype modifié avec système de compensation

Une liaison mécanique type queue d'aronde est prévue entre la lame d'extrémité et le système vis-écrou. Elle permet de réaliser la fixation tout en facilitant l'insertion du système, et bien évidemment de bloquer en rotation la vis. Afin de valider ce système de compensation, une maquette simplifiée composée de deux lames fixes d'aimants et une lame en fer pur a été construite selon le schéma illustré par la figure 2.20. Les lames fixes sont composées de 10 aimants chacune, collés sur une lame en fer pur de 1 mm d'épaisseur. Le tout est assemblé

## 2.2. Friction et efforts de plaquage

sur une pièce rigide liée à une tige. Un film PEEK a été placé sur les aimants pour améliorer la friction. Les aimants ont une épaisseur de 2 mm, une largeur de 5,9 mm et une hauteur de 24,5 mm. La lame centrale fixe est composée de fer pur d'épaisseur de 2 mm au total, recouvert de chaque côté d'une lame de bronze de faible épaisseur. L'entrefer est d'environ 0,255 mm et est dû à la lame de bronze amagnétique, au film protecteur en PEEK et aux épaisseurs de colle. Le bâti a été usiné en Dural ainsi que les pièces où sont fixées les aimants.

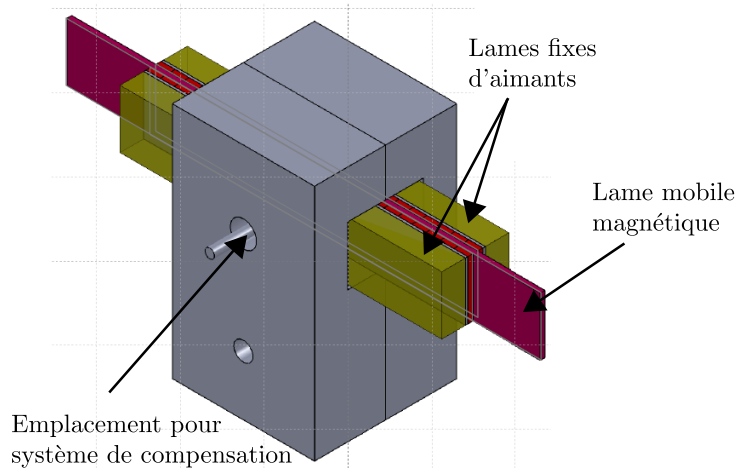


FIGURE 2.20 – Maquette de validation pour le système de compensation des efforts de plaquage

Une simulation par éléments finis permet d'informer sur la force de plaquage s'exerçant sur chaque lame fixe. Un effort de l'ordre de 360 N s'applique sur chaque lame. Cette valeur se vérifie par la relation :

$$\frac{B_{moy}^2 \cdot S}{2 \cdot \mu_0} \quad (2.1)$$

Avec une valeur de l'induction moyenne  $B_{moy}$  dans l'entrefer mesurée de 0.79 T (avec S surface de l'entrefer). Cet effort de plaquage créé une friction de l'ordre de 150 N (coefficient de friction de l'ordre de 0,2 PEEK/Bronze) qui s'oppose au mouvement de la lame.

Cette maquette, présentée à la figure 2.21, a permis de valider le système passif vis-écrou, puisqu'un réglage fin du système a permis une nette amélioration du glissement de la lame mobile. En effet, il est possible de régler ce système à la limite de contact. Dans ce cas la lame mobile se déplace aisément. Une pièce de guidage a été ajoutée afin de guider la lame fixe perpendiculairement au déplacement. Des mesures ont été effectuées et il est possible de faire glisser la lame mobile à partir d'un effort de traction supérieur à 15 N. Les frottements sont donc inférieurs à cette valeur.

L'utilisation du système actif est plus complexe. L'utilisation d'actionneurs piézoélectriques nécessite des précautions particulières sur les efforts et les tensions appliqués. Il est notamment difficile dans la structure telle qu'elle est présentée ici d'éviter les jeux mécaniques et ne pas appliquer d'effort de torsion sur l'actionneur. Les actionneurs piézoélectriques réalisent un effort décroissant en fonction du déplacement (à tension constante). Or la déformation des matériaux peut suffire à faire chuter l'effort exercé par l'actionneur à une tension donnée.

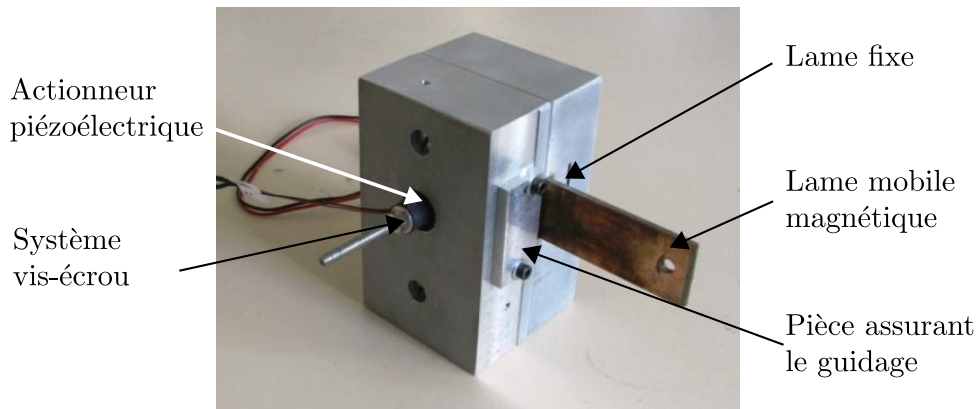


FIGURE 2.21 – Photo de la maquette de validation du système de compensation des efforts de plaquage

Pour réaliser une compensation active en régulant l'effort, il est nécessaire d'obtenir l'information sur l'effort de plaquage qui s'exerce entre les lames. La surface où s'applique cet effort est directement dans la zone de mouvement. Des essais avec des films très fins piézoélectriques en PVDF n'ont pas permis d'obtenir une mesure fiable et répétitive. La mise en place de ce film, la récupération du signal et sa mise en forme ne sont pas évidentes. Des capteurs piézorésistifs commercialisés ont aussi été utilisés et testés. Ces capteurs sont plus précis et permettent une mesure répétitive. Le conditionnement de ces capteurs ne permettent pas d'obtenir une surface complète identique à celle de l'entrefer. Leur positionnement est donc difficile dans la zone de mouvement. Comme tout capteur qui serait positionné sur l'interface du mouvement, leur état et leur fonctionnement risquent de se dégrader jusqu'à destruction. Il semble donc nécessaire d'obtenir cet effort de plaquage de façon indirecte, ce qui n'a pas été possible de mettre en œuvre sur la maquette de validation.

Dans le cadre de l'actionneur linéaire, une solution a donc été envisagée et une maquette de validation a permis de valider le comportement de la partie passive du système de compensation des efforts de plaquage. Il permet de réduire notablement les efforts de friction dans le cas où l'on laisse les lames mobiles et fixes libres en translation selon l'axe perpendiculaire au mouvement. Le cadre des travaux de ce manuscrit se portant plus sur un actionneur rotatif, la suite des travaux sont appliquées à l'utilisation de ce concept pour un actionneur type polydiscoïde.

### 2.2.3.2 Solution pour un moteur polydiscoïde

Pour obtenir les avantages sur les performances assurées par la réduction de l'entrefer sur une structure polydiscoïde, le concept de système de compensation des efforts de plaquage est envisagé. Dans ce cas il est donc nécessaire de laisser libre en translation les différents disques (rotors et stators) le long de l'arbre de rotation. Les disques viennent alors se coller les uns aux autres. Afin de réduire les efforts magnétiques de plaquage qui s'exercent alors sur les disques d'extrémité, créant alors des efforts de réaction entraînant la friction, il faut donc tirer un disque d'extrémité grâce à un système externe. Si l'effort de traction vient compenser l'effort

## 2.3. Conclusion

magnétique qui s'exerce sur ces disques d'extrémité, on a alors un contact glissant entre les disques, avec une friction réduite voire nulle. Il est alors possible d'obtenir le maximum de performances de l'actionneur en cumulant l'entrefer le plus faible et l'absence d'efforts résistants de friction. La figure 2.22 illustre ce système sur un actionneur polydiscoïde, composé de 3 rotors, et 7 stators (les stators intermédiaires sont solidaires).

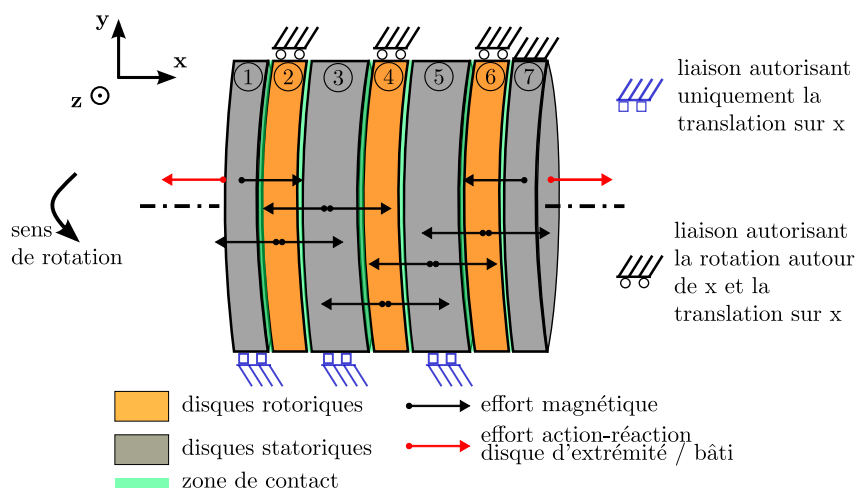


FIGURE 2.22 – Illustration du système de compensation des efforts de plaquage sur un moteur discoïde

Dans ce système, les disques sont alors tous libres de translater le long de l'arbre de rotation (axe x). Les rotors sont fixés à l'arbre de rotation et sont libres en rotation par rapport au bâti. Les stators sont fixés sur le bâti, et donc sont bloqués en rotation par rapport au bâti. Une structure discoïde a un avantage notable pour l'application de ce système : la surface disponible pour venir tirer le disque d'extrémité est importante. Contrairement à l'actionneur polyentrefer multilame, où les bobinages globaux empêchaient d'utiliser la surface entière, ici la surface du disque n'est pas occultée. Il est donc envisageable d'utiliser un actionneur de type électro-aimant pour compenser l'effort magnétique créé par l'interaction aimant/fer entre les disques sur la surface d'entrefer. L'électro-aimant est donc une solution envisagée par sa simplicité de conception et de mise en œuvre pour notre application. De la même façon que pour le système linéaire, un système passif est à prévoir pour compenser une partie constante des efforts, permettant fonctionnement avec cette seule composante.

Un prototype discoïde sera présenté dans la suite du manuscrit. Ce système de compensation sera donc intégré à cette machine pour permettre de valider le système au complet sur un actionneur fonctionnel. Il sera donc décrit plus précisément dans la suite du manuscrit.

## 2.3 Conclusion

Ce chapitre a permis de mettre en avant deux des principaux problèmes rencontrés avec les structures polyentrefer. Ces structures permettant d'accroître les performances d'un actionneur électromagnétique, sont sujettes à des difficultés techniques liées à la diminution des éléments actifs et de l'entrefer de la machine. Cette réduction de la grandeur des éléments tels que les

aimants, les éléments ferromagnétiques ou l'entrefer implique d'avoir des tolérances très faibles. Cette tolérance mécanique et la précision qui y est associée ont alors un impact notable sur le prix de fabrications de telles machines.

Ce chapitre a permis d'illustrer et de calculer l'impact d'un défaut sur la largeur nominale des aimants sur l'actionneur linéaire polyentrefer construit à l'Institut d'Électronique du Sud. Lors d'une différence sur la largeur des aimants par rapport au dimensionnement, il apparaît un effort de crantage magnétique sur l'actionneur non alimenté.

Dans les mêmes circonstances, lors d'une alimentation sinusoïdale, l'effort utile développé est aussi dégradé. Il est composé d'une valeur moyenne plus faible que la valeur nominale, et d'une forte ondulation de fréquence double par rapport à la fréquence d'alimentation. Ce phénomène existe alors car les phases ne sont plus déphasées de la valeur initiale, déséquilibrant alors le système complet.

La solution permettant de supprimer cette ondulation et le crantage magnétique est alors de rectifier les cales magnétiques intermédiaires, réalisant le déphasage, afin qu'il puisse réaliser la bonne phase. Ce chapitre montre que cette correction permet de réduire fortement l'ondulation sur l'effort utile en annulant l'harmonique de rang 2, sans dégrader les performances de l'actionneur de plus de quelques pourcents. De la même manière sur un actionneur rotatif, afin de réaliser l'assemblage en prévoyant qu'une largeur maximum des aimants afin de tous les insérer, il est nécessaire de prévoir le positionnement dans le cas où les aimants sont de largeur plus faible. Une solution envisageable est de prévoir des éléments amagnétiques permettant de positionner les aimants et de caler les groupes d'aimants pour éviter des ondulations et des dégradations trop grandes. L'actionneur discoïde qui résulte des travaux présents dans ce manuscrit présentera une telle solution. Elle permet de positionner correctement plusieurs groupes d'aimants le long du rotor en plaçant des éléments amagnétiques répartis sur le disque rotorique. Ces éléments seront alors rectifiés lors du montage en fonction de la longueur du groupe d'aimants qu'elles encadrent.

L'utilisation de structures polyentrefers occasionne l'utilisation d'éléments moins rigides et un entrefer plus faible. Il devient alors difficile de garantir un entrefer constant et identique de part et d'autre des parties mobiles. La deuxième section de ce chapitre a permis de montrer l'impact d'un déséquilibre existant entre les lames. Ce déséquilibre lié au jeu mécanique et aux différences d'épaisseur des éléments, entraîne un plaquage de la partie mobile sur une partie fixe. Il existe alors un effort de résistance, due à de la friction, qui pénalise les performances de l'actionneur. Il peut dégrader les éléments et accroître la température de fonctionnement. La solution d'un actionneur frottant permet de réduire ce déséquilibre et cet effort de friction. Cependant le jeu mécanique existe nécessairement pour garantir le montage mécanique, le respect des tolérances et le maintien des lames. Les performances annoncées par l'actionneur multilame linéaire prennent en compte cette friction, avec un ajout obligatoire de revêtement favorisant un glissement des lames entre elles plus performant.

Une solution innovante est présentée dans ce manuscrit [DUM11] : laisser libre les parties mobiles et fixes en mouvement dans l'axe de l'entrefer. Elles sont alors naturellement en contact car il existe un effort de plaquage qui tend à rapprocher les deux parties fixes d'extrémité vers

### 2.3. Conclusion

---

les parties mobiles. Laissées ainsi, il y a alors un effort de friction important s'opposant au déplacement dû aux efforts normaux de contre-réaction. La proposition est alors de créer un effort compensatoire pour annuler cet effort de plaquage en tirant l'élément d'extrémité par rapport au bâti. Lorsque les parties sont en contact, mais que l'effort compensatoire annule cet effort de plaquage, il n'y a alors plus de force d'action-réaction et donc aucun frottement ne s'oppose au déplacement. Ce système a été initialement prévu pour l'actionneur multilame linéaire du laboratoire.

Une maquette a permis de vérifier et valider le concept avec un système passif dans un premier temps. La partie active étant plus complexe à mettre en œuvre notamment à cause de problèmes technologiques, elle n'a pas pu être validée. L'enjeu du système de compensation actif réside sur l'utilisation d'actionneurs permettant de créer un effort variable. Dans le cas de l'actionneur multilame avec un bobinage global, la surface d'application de cet effort important est faible. Il nécessite donc des actionneurs permettant de grands efforts surfaciques comme les actionneurs piézoélectriques. De plus il faut mesurer l'effort de plaquage pour permettre de le compenser exactement. Cet effort est difficile à mesurer directement sur la surface qui est la zone de friction.

Les travaux de ce manuscrit sont menés en parallèle avec l'étude d'une machine polydiscoïde. La validation de ce concept de compensation des efforts de plaquage est proposée sur ce type de moteur. Dans ce cas, l'effort de plaquage étant directement lié la surface des disques d'extrémité et à la place disponible. Il sera plus facile d'utiliser un actionneur de type électro-aimant. La suite du manuscrit présente donc les études électromagnétiques qui ont conduit au choix d'un type de machines polydiscoïdes, avec le système de compensation des efforts de plaquage. Le concept pourra alors être validé sur un moteur fonctionnel.







## Chapitre 3

# Étude d'une machine polydiscoïde à bobinage dentaire et couplage polaire

*« On ne fait jamais attention à ce qui a été fait ; on ne voit que ce qui reste à faire. »*

**Marie Curie**



Au cours du premier chapitre, le contexte de l'étude a été précisé : le développement d'un moteur roue rotatif à entraînement direct dont l'encombrement est faible pour le projet Green Taxiing. Le choix de la structure s'est porté sur un moteur polydiscoïde. Ces machines particulières, moins étudiées, semblent être un atout majeur pour ce projet. L'utilisation de plusieurs surfaces d'entrefer en parallèle permet d'avoir de bonnes performances volumiques et massiques. Un soin particulier doit cependant être apporté aux tolérances des éléments et à la réalisation comme cela a été vu dans le deuxième chapitre. Afin d'avoir de bonnes performances, il est aussi nécessaire de réduire l'entrefer. L'intérêt de cette réduction et l'utilisation d'une structure à entrefer réduit avec le système de compensation, vis à vis du couple développé, seront illustrés dans les prochains chapitres. Plusieurs structures polydiscoïdes existent, et il est difficile pour cette étude de toutes les comparer dans les mêmes conditions.

Deux structures de moteurs ont été choisies dans le cadre de ses travaux. Ce chapitre porte sur la machine polydiscoïde à bobinage dentaire et à couplage polaire. Dans un premier temps, la structure est présentée ainsi que les grandeurs caractéristiques. Le dimensionnement et l'étude paramétrique sont définis. Les résultats permettent de montrer l'intérêt notable d'une structure à entrefer réduit et de dégager des tendances permettant d'optimiser le couple massique et volumique pour le projet. Plusieurs solutions avec 6 et 8 stators sont présentées, en comparant les structures ayant un entrefer classique avec celles ayant un entrefer réduit.

### 3.1 Présentation de la structure

Pour la première étude, le choix s'est donc porté sur une machine à flux axial à bobinage dentaire et un couplage polaire. Ces structures peuvent avoir l'inconvénient d'une perte de place due au cuivre et aux têtes de bobines. Contrairement aux structures à bobinage global qui ont souvent moins de pertes par effet Joule, les têtes de bobines peuvent pénaliser la masse et le volume de telles machines (chapitre 1).

Le choix d'une structure polydiscoïde est aussi motivé par le caractère modulaire de telles structures. Dans un tel cas, il est aussi possible de choisir une architecture composée d'une seule phase par élément de base ou par entrefer. Cela permet d'avoir une meilleure efficacité qu'une structure à bobinage dentaire polyphasé par disque, sans utiliser un bobinage global. L'élément de base est une machine à rotor interne et à stators encochés. Le bobinage est monophasé et dentaire, et la structure est à couplage polaire.

#### 3.1.1 Vue et considérations générales

La vue générale de la structure décrite et étudiée dans ce chapitre est présentée sur les figures 3.1. C'est un élément composé de deux stators et un rotor (2S-1R). C'est un élément bi-entrefer, qui sera la structure de base de l'assemblage final permettant de réaliser la fonction et le couple désirés. Le disque rotorique est composé d'aimants permanents d'aimantation

### 3.1. Présentation de la structure

axiale. Une structure amagnétique permet de coller et maintenir mécaniquement les aimants sur le disque. Cette structure peut aussi permettre de pallier aux problèmes cités au chapitre 2 : elle peut être utilisée pour améliorer la friction et augmenter la rigidité ; et pour positionner correctement les aimants sur le disque. Les deux disques statoriques sont composés des dents, des bobinages et du disque de culasse opérant le retour du flux magnétique.

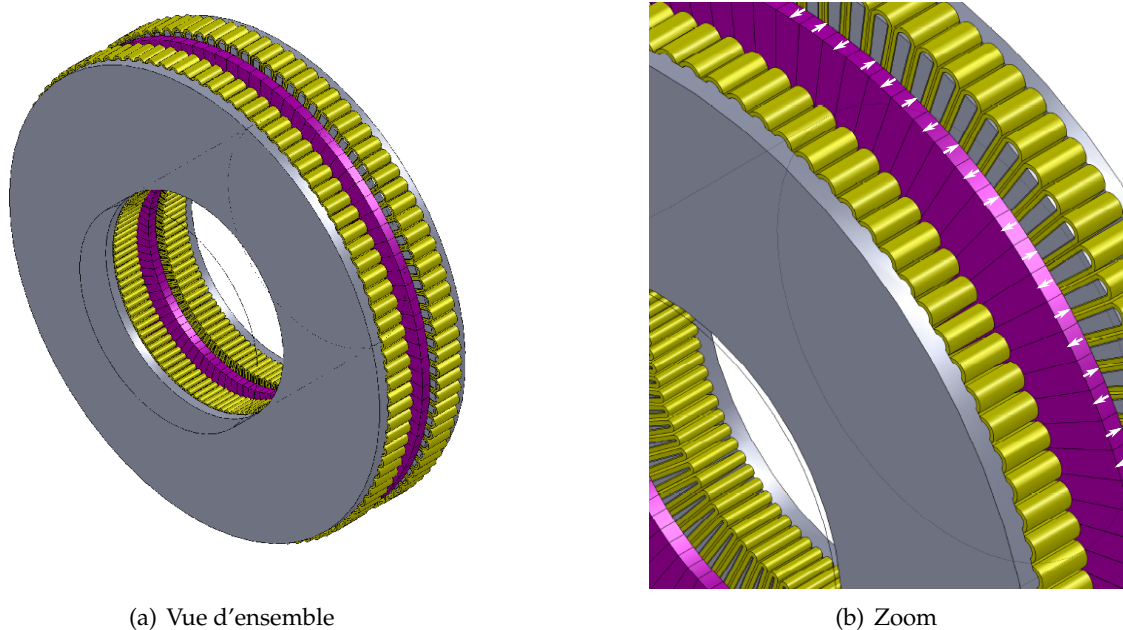


FIGURE 3.1 – Vue d'ensemble et zoom d'un élément bi-entrefer du moteur discoïde à bobinage dentaire et couplage polaire

La structure est rendue symétrique de part et d'autre du rotor afin d'annuler l'effort axial. Pour cela il est possible soit de réaliser la même phase sur les deux stators, soit de choisir un nombre de phase permettant d'avoir deux phases en opposition de part et d'autre du rotor. La figure 3.1(b) montre un zoom sur les éléments qui composent ces 2 stators et le rotor. Sur cette structure, il est possible de bobiner une dent sur deux, en remplissant l'encoche (cas utilisé lors du dimensionnement et de la définition des grandeurs) ou chaque dent en utilisant une demi-encoche par bobinage (comme présenté sur les figures). Le fonctionnement magnétique reste le même. Il y a autant de dents par stator que d'aimants permanents par rotor.

La figure 3.2 permet d'illustrer le trajet du flux dans le moteur. La structure de base composée d'un rotor et de deux stators est présentée sur une période du pas mécanique. Cette machine suit le motif A (figure 1.6(a)), où le champ d'induit et l'aimantation sont axiaux. Dans cette structure, les deux bobines qui sont dans la même encoche sont bobinées dans le même sens : le courant dans une encoche est donc égal au double du courant d'une bobine. Ces deux bobines peuvent donc être remplacées, du point de vue magnétique, par une seule et même bobine remplissant l'encoche. Le retour du flux s'opère de proche en proche sur chaque motif en passant dans la culasse statorique qui se trouve au dessus des dents.

Les parties ferromagnétiques du stator sont nécessairement composées de tôles enroulées

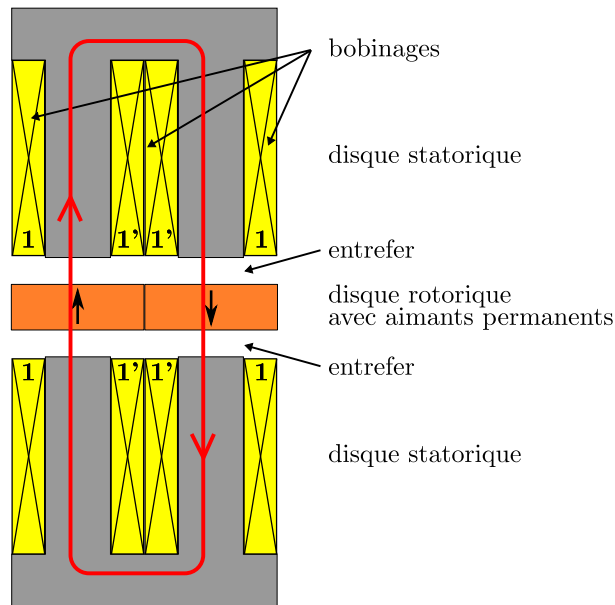


FIGURE 3.2 – Trajet du flux dans le moteur discoïde à bobinage dentaire et couplage polaire (position de conjonction)

ou de matériaux en poudre (SMC) pour pallier au changement d'axe du flux (et donc éviter les pertes fer). Le flux dans la dent est axial, puis azimuthal dans la culasse. Les aimants permanents sont par exemple en SmCo ou NdFeB. Pour garantir les performances magnétiques, des aimants en SmCo sont choisis dans les travaux de ce manuscrit. En effet ces technologies d'aimants sont moins dépendantes à la température que les aimants en NdFeB. Même si ces derniers ont des aimantations plus élevées, l'aimantation peut décroître de 1 % tous les 10 °C d'augmentation de température. Le stator est composé des dents et du bobinage, et afin d'utiliser une fenêtre de bobinage constante sur le disque et donc de remplir entièrement correctement les encoches, la largeur d'encoche est constante le long du rayon. C'est donc la largeur de la dent qui varie en fonction du rayon du disque.

Comme pour l'étude classique des machines polyentrefer [ALD95], l'étude est réalisée sur une cellule élémentaire. Ceci permet d'obtenir les données nécessaires à une étude globale de la machine.

### 3.1.2 Cellule élémentaire et découpe du disque

La modélisation simple à partir d'une cellule élémentaire [DES88, ZIE08] permet d'obtenir les grandeurs nécessaires à l'étude d'une machine polyentrefer. Elle est déterminée selon les axes de symétrie et de périodicité du moteur. Ce motif de répétition est représenté à la figure 3.3. Ce motif représente la moitié du pas mécanique, soit de largeur égale à celle d'un aimant. Les grandeurs caractéristiques de ce motif sont présentées dans le tableau 3.1.

Une culasse ferromagnétique a été ajoutée en dessous de l'aimant pour permettre au flux de circuler librement vers les segments extérieurs gauches et droits. Cette culasse n'est pas présente dans le moteur réel, elle est ajoutée pour simuler le bon fonctionnement de cette cellule. Un

### 3.1. Présentation de la structure

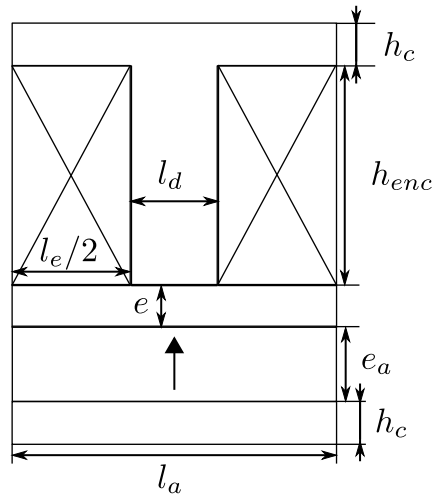


FIGURE 3.3 – Motif élémentaire du moteur discoïde à bobinage dentaire et couplage polaire

$l_a$ : largeur d'aimant [mm]	$h_{enc}$ : hauteur d'encoche [mm]
$e_a$ : épaisseur d'aimant [mm]	$e$ : entrefer [mm]
$l_e$ : largeur d'encoche [mm]	$h_c$ : épaisseur du disque de culasse rotorique [mm]
$l_d$ : largeur de la dent magnétique [mm]	

TABLE 3.1 – Définitions des grandeurs géométriques du motif élémentaire du moteur discoïde à bobinage dentaire et couplage polaire

seul entrefer est pris en compte, l'épaisseur d'aimant fixé dans le motif correspond à la moitié de l'épaisseur du rotor. Le rotor d'un module a donc une épaisseur d'aimant égale à  $2e_a$ .

$N_r$  est défini comme le nombre de paire d'aimants et  $N_s$  le nombre d'encoches. Dans cette structure, il y a autant d'aimants que d'encoches, donc  $2 \times N_r = N_s$ .

Pour réaliser une étude en deux dimensions, il est nécessaire d'avoir des motifs de largeur fixe pour une profondeur donnée. Or sur le moteur, la largeur d'un aimant  $l_a$  et la largeur de dent  $l_d$  varient en fonction du rayon (donc de la profondeur du motif). Afin de réaliser cette étude en 2D, le disque a été découpé en secteurs dont la largeur de l'aimant est considérée constante (largeur moyenne). La figure 3.4 présente le disque découpé en 5 secteurs de profondeur constante (différence entre les rayons intérieur et extérieur). Ainsi on considère le motif comme étant un parallélépipède de largeur équivalente à la largeur moyenne. Le calcul est proche de la réalité si le nombre de secteurs est grand. Un compromis est à réaliser entre temps de calcul et précision. Il a été vérifié qu'une découpe de 5 secteurs était suffisante vis à vis de la précision (effort surfacique différent de moins de quelques pourcents) pour l'étude.

Sur la figure 3.4,  $D_{ext}$  et  $D_{int}$  représentent les diamètres extérieur et intérieur de la partie active du moteur discoïde, définis en mm. La profondeur du motif est alors égale à  $\frac{D_{ext}-D_{int}}{2 \times 5}$  puisqu'il y a 5 secteurs différents. Sur chaque motif de rayon extérieur  $R_2$  et de rayon intérieur  $R_1$ , la largeur moyenne du motif  $l_a$ , est égale à :

$$l_a = 2\pi \cdot \frac{R_2 + R_1}{2 \times 2 \times N_r} \quad (3.1)$$

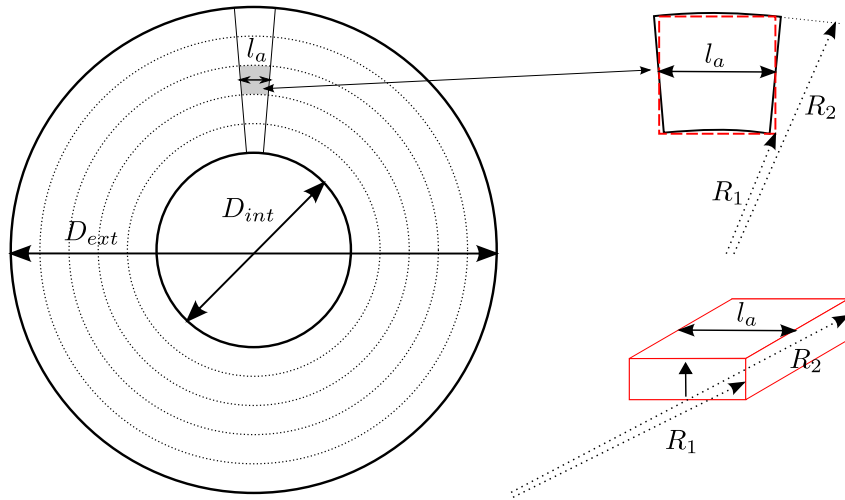


FIGURE 3.4 – Découpe d'un disque en plusieurs secteurs pour l'étude en 2D

puisque  $2 \times N_r$  correspond au nombre d'aimants.

La géométrie du motif étant ainsi défini, il est nécessaire d'imposer des conditions aux limites et de choisir la méthode utilisée pour calculer l'effort sur le motif, et ainsi sur le moteur.

### 3.1.3 Conditions aux limites et calcul de l'effort sur le motif

Le motif d'étude est déterminé en fonction des axes de symétrie et de périodicité. Il est donc nécessaire d'imposer des conditions aux limites du motif :

- des conditions d'anti-périodicité sur les segments gauche et droit puisque la cellule représente une demi-période électrique (de largeur  $l_a$ );
- un potentiel vecteur nul sur les segments haut et bas (Condition de Dirichlet).

L'attribution d'un potentiel vecteur nul sur le segment supérieur de la cellule permet de forcer le flux à circuler uniquement dans la culasse statorique du stator, ce qui est le cas dans le moteur. Sur la partie inférieure du motif la culasse fictive a été ajoutée pour récupérer le flux. De la même façon que pour la culasse en haut, le flux doit donc être intégralement repris sur les côtés gauche et droit.

La conversion électromécanique est basée sur le principe de conversion de l'énergie. La force électromécanique résulte de l'interaction entre les aimants permanents et les courants. Il existe deux principaux modèles pour le calcul des efforts électromécaniques instantanés qui s'appliquent [JUF10] :

- la dérivée de l'énergie magnétique (et de la coénergie);
- l'intégrale du tenseur de Maxwell.

Les calculs réalisés lors du dimensionnement et l'obtention de la banque de données utilisent le couple moyen. Pour réaliser ce calcul, une méthode basée sur l'aire du cycle énergétique est utilisée. Les étapes de calcul associées sont présentées dans la suite du manuscrit.

La méthode du tenseur de Maxwell est présente dans le post-processeur du logiciel FEMM. Elle permet de calculer l'effort qui s'applique sur les aimants mobiles, et donc sur le disque rotorique



### 3.2. Approche du dimensionnement

lors d'une simulation dans les dimensions du moteur choisi. Elle est utilisée par la suite pour vérifier les performances du moteur choisi, notamment lors de l'utilisation des matériaux en régime non linéaire.

Dans les deux méthodes utilisées, la valeur de l'effort sur le motif est rapportée à la surface du motif (plan de l'entrefer). Par exemple, dans le cas de la mesure de l'effort par la méthode du tenseur de Maxwell, un effort surfacique  $F_s$  est déterminé et considéré comme constant sur le secteur. Il est alors intégré sur la surface du secteur défini lors de la découpe en secteurs afin de calculer le couple  $C_{secteur}$  :

$$C_{secteur} = \int_{R_1}^{R_2} F_s \times 2\pi \times r^2 dr = \frac{2\pi}{3} \times (R_2^3 - R_1^3) \times F_s \quad (3.2)$$

La section suivante permet d'apprécier les étapes du calcul pour le dimensionnement du moteur discoïde. Pour cela, il est utile de rappeler le cahier des charges et l'étude paramétrique précédant le dimensionnement.

## 3.2 Approche du dimensionnement

Afin de réaliser le dimensionnement des moteurs possibles pour cette étude, il est nécessaire de rappeler les contraintes et objectifs du cahier des charges du projet. Afin de réaliser le calcul de l'effort en utilisant l'aire du cycle énergétique, la connaissance du flux et donc du champ magnétique dans le motif élémentaire est aussi obligatoire. Une étude paramétrique préliminaire a permis de réaliser une banque de données permettant d'avoir la valeur du champ magnétique en fonction de paramètres adimensionnels caractérisant la géométrie du motif. Cette étude est présentée dans cette section, ainsi que les étapes de calcul du dimensionnement [DMJE10].

### 3.2.1 Cahier des charges

Le cahier des charges est notamment défini à partir du volume imposé par le projet Green Taxiing, la figure 3.5 représente le volume disponible pour le moteur roue discoïde (issu de la figure 1.4 du chapitre 1). Le tableau 3.2 indique les valeurs des contraintes du cahier des charges. L'objectif majeur est celui de développer le maximum de couple dans le volume donné, pour une masse la plus faible possible.

Grandeur	Symbole	Valeur
Diamètre maximal disponible pour la partie active	$D_{max}$ [mm]	416
Diamètre minimal disponible pour la partie active	$D_{min}$ [mm]	155
Longueur maximale disponible pour la partie active	$L_{max}$ [mm]	134
Fréquence maximum	$f_{max}$ [Hz]	800
Vitesse de rotation nominale	$N_{nom}$ [tr/min]	175

TABLE 3.2 – Contraintes pour le moteur discoïde

Le nombre de phases pour le moteur n'est pas imposé, cependant pour faciliter l'assemblage mécanique, il est intéressant de ne pas trop multiplier le nombre de modules. Concernant les

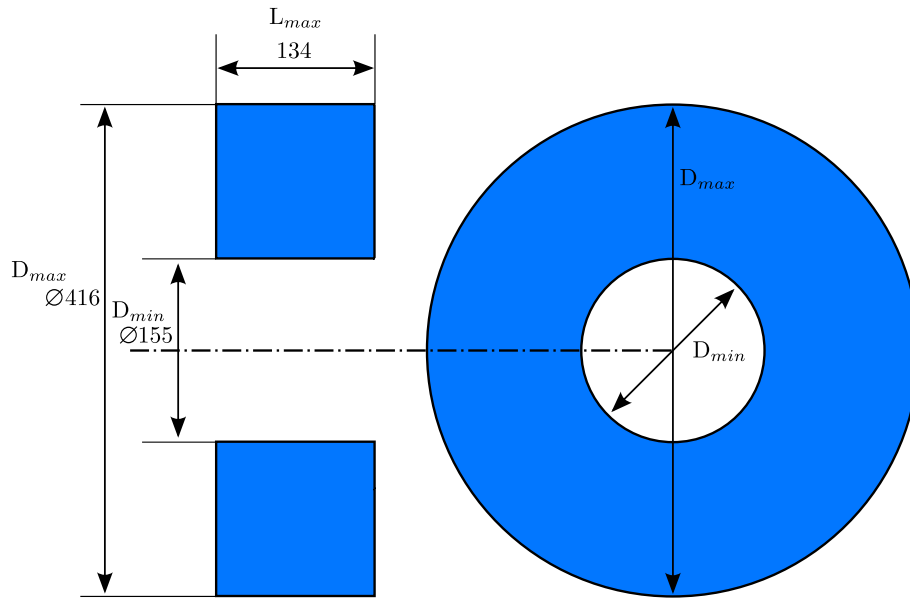


FIGURE 3.5 – Volume cible pour le cahier des charges

efforts axiaux, il est avantageux de symétriser un module, donc d'avoir la même phase sur les deux stators d'un module ou deux phases en opposition. Il y aura donc une contrainte supplémentaire sur les nombres de phases qui apparaîtra lors du choix d'un moteur.

Le but de cette étude est de dégager des tendances permettant d'obtenir le maximum de couple, en diminuant au maximum la masse. Un choix définitif pour le moteur ne sera pas fait, cependant différentes machines dimensionnées sont présentées.

### 3.2.2 Pré-étude paramétrique

La méthode basée sur le cycle de conversion d'énergie pour calculer l'effort surfacique moyen sur un secteur, et donc le couple moyen développé par un moteur, nécessite de connaître le flux vu par chaque bobine. Pour estimer ce flux, il est nécessaire de connaître la valeur du fondamental de l'induction magnétique due aux aimants. Afin de réduire le temps de calcul des moteurs, il est proposé d'établir une banque de données de ces valeurs d'induction en fonction de la géométrie du motif.

Des études précédentes ont montré que l'utilisation d'aimants jointifs permet de maximiser l'effort produit par rapport à un motif à aimants espacés (non jointifs) [AHM94]. L'assemblage d'une telle structure semble simplifié. En effet une structure à aimants non jointifs complexifie le montage puisqu'il faudrait ajouter, par exemple, un cadre amagnétique entre chaque aimant pour les maintenir espacés. Comme les structures polyentrefers nécessitent la présence d'un grand nombre d'aimants de petites dimensions, le cadre amagnétique doit avoir beaucoup de branches, et dont les dimensions doivent être très précises. De plus la configuration à aimants jointifs facilite le montage puisque les aimants alternés se positionnent d'eux-mêmes côte à côte. L'étude est donc volontairement limitée à une configuration d'aimants jointifs (comme présentée à la figure 3.2) afin de maximiser l'effort.

### 3.2. Approche du dimensionnement

Il existe dans la littérature la possibilité d’obtenir de façon analytique la valeur de cette induction [DEM03, LER06] par l’utilisation d’un entrefer fictif. Cet entrefer équivalent est calculé par l’intermédiaire du coefficient de Carter et permet de prendre en compte l’entrefer magnétique supplémentaire introduit par les encoches ouvertes. Cette modélisation utilise la modélisation d’un moteur rotatif complet [ZH93a, ZH93b, RAG08]. Notre étude est réalisée à partir du motif de répétition de la machine. Elle ne dépend donc pas du nombre de motifs. Ces études ne sont donc pas utilisables dans notre cas.

Une première approche a été de réaliser un tableau de valeur du coefficient de Carter par éléments finis permettant de calculer la valeur de l’entrefer fictif correspondant pour une machine à stator lisse. La figure 3.6 illustre le principe. Le but est de remplacer un motif avec une dent par celui d’un motif de machine à stator lisse (partie supérieure de la figure). L’entrefer fictif  $e_f$  est calculé grâce au coefficient de Carter  $K_c$ . Pour cela, comme indiqué sur la partie inférieure de la figure 3.6, un flux est imposé sur le motif par la contrainte d’une différence de potentiel sur les segments gauche et droit. Il est alors possible de déterminer l’entrefer équivalent en mesurant la valeur  $NI$  sur le motif.

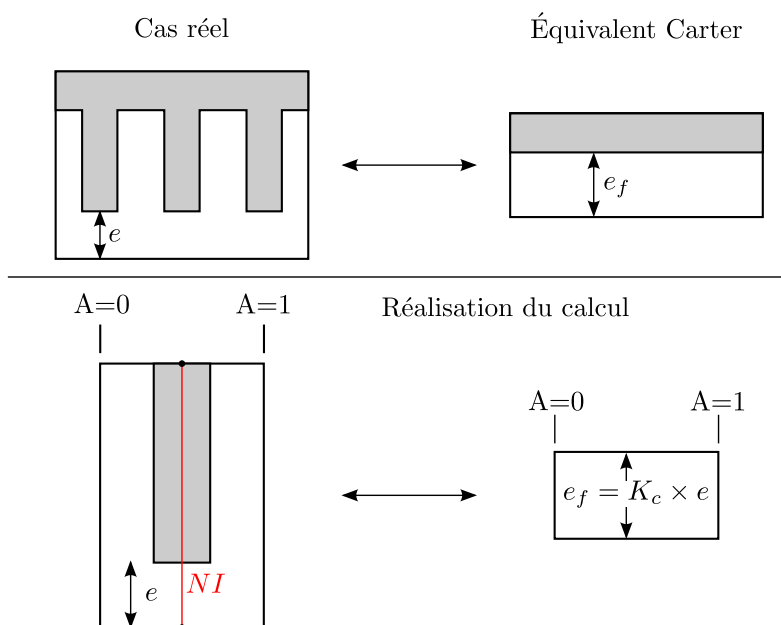
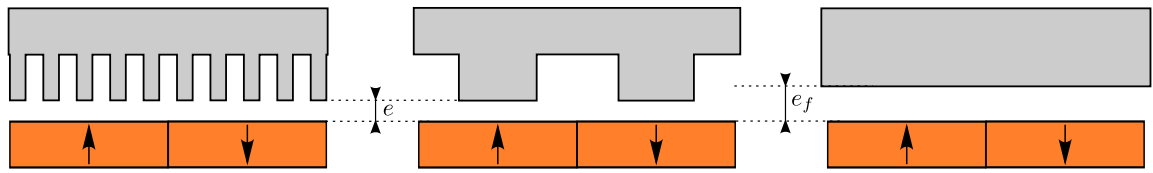


FIGURE 3.6 – Illustration de la détermination du coefficient de Carter  $K_c$

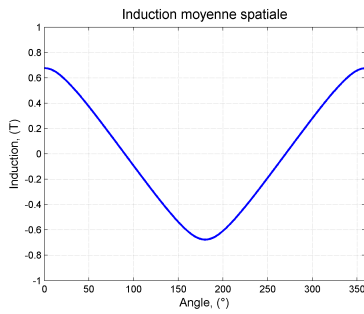
Une fois cette valeur d’entrefer calculée, il est possible de récupérer la valeur de l’induction à la position de flux maximum, préalablement simulée pour un stator lisse. Cependant la modélisation par un coefficient de Carter est utile lorsque le pas dentaire est beaucoup plus faible que le pas polaire. La figure illustre 3.7 la différence entre la configuration choisie ici et celle utilisée habituellement pour une modélisation avec un coefficient de Carter (tracée sur un pas polaire). Le motif 2 correspond à notre motif, où il y a une dent par aimant. Le motif 1 correspond à un motif où il y a 5 dents par aimant. Les deux motifs diffèrent uniquement par leur nombre de dents (même ouverture d’encoche). Le motif 3 correspond donc à l’équivalent avec un stator lisse de ces deux motifs, en y ajoutant un entrefer fictif par application du

coefficient de Carter.

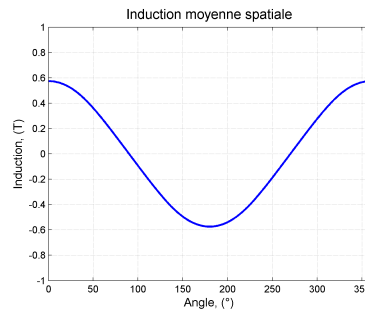
L'évolution de l'induction spatiale en fonction de la position des aimants  $B(\theta)$  n'est pas la même dans les deux cas ( figures 3.7(b) et 3.7(c)). L'influence de la position relative de l'aimant par rapport à la dent est beaucoup plus importante lorsqu'il n'y a qu'une seule dent par aimant. Il y a alors moins de flux récupéré dans le motif 2 (cas de notre étude). En effet il y a plus de fuites inter-aimant contrairement au cas où y a un nombre élevé de dents réparties en face des aimants.



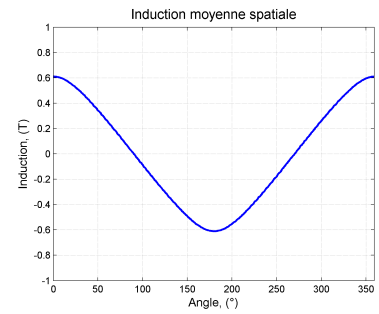
(a) Motif 1 à 5 dents par aimant, Motif 2 à 1 dent par aimant et Motif 3 équivalent à stator lisse



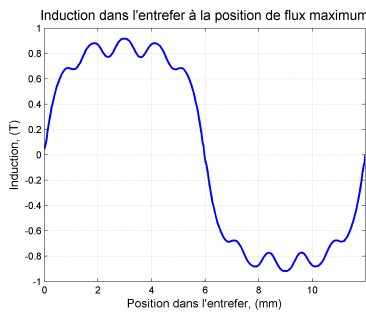
(b)  $B(\theta)$ , motif 1



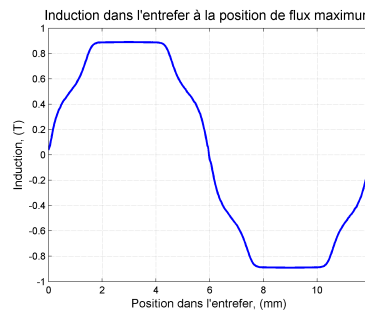
(c)  $B(\theta)$ , motif 2



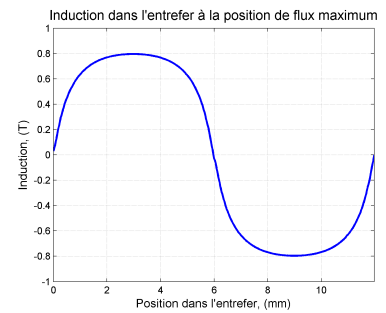
(d)  $B(\theta)$ , motif 3



(e)  $B(x)$ , motif 1



(f)  $B(x)$ , motif 2



(g)  $B(x)$ , motif 3

FIGURE 3.7 – Illustrations de la différence lors de l'analogie de Carter sur deux motifs distincts

L'équivalence réalisée ne peut donc convenir aux deux motifs. Lors du tracé de l'induction dans l'entrefer à position de flux maximum  $B(x)$ , la figure 3.7(g) représente l'équivalent des figures 3.7(e) et 3.7(f).

Pour calculer l'effort développé par le motif, il est nécessaire de connaître le flux maximum dû aux aimants dans un motif vu par la bobine  $\phi_a$ . Ce flux est égal au produit du premier harmonique de l'induction maximum moyenne spatiale  $B_{max1}(\theta)$  par la surface du motif :

$$\phi_a = S_{motif} \times B_{max1}(\theta) \quad (3.3)$$

### 3.2. Approche du dimensionnement

---

Lorsque l'on a le champ dans l'entrefer à la position de flux maximum, il suffit d'intégrer l'évolution de cette induction le long de l'entrefer et l'on obtient alors le flux  $\phi_a$  selon la formule suivante :

$$\phi_a = S_{motif} \times \frac{2}{\pi} \times B_{max1}(x) \quad (3.4)$$

avec  $B_{max1}(x)$  l'amplitude du fondamental de l'induction dans l'entrefer.

Le flux récupéré dans le motif 2 est plus faible que dans le premier motif, la modélisation par un entrefer fictif dans ce cas donne une valeur légèrement plus élevée pour le flux.

Le passage par le coefficient de Carter permet des calculs plus rapides pour un motif. En effet à partir de deux simulations par éléments finis, on peut obtenir le flux dans le motif :

1. une simulation pour évaluer la valeur de l'entrefer fictif ;
2. une simulation pour tracer l'évolution de l'induction dans l'entrefer.

Cependant l'erreur engendrée n'est pas faible (jusqu'à 8% sur l'effort surfacique de certains motifs simulés) ni constante, donc il a été choisi de ne pas utiliser cette méthode. Il est nécessaire à chaque motif de mesurer la valeur de l'induction moyenne spatiale en fonction de la position des aimants, ou directement le flux vu par la bobine. Pour cela il faut avoir autant de simulations par éléments finis que de points permettant d'évaluer correctement la valeur maximale du premier harmonique.

Une pré-étude a donc été réalisée pour déterminer les premiers harmoniques de l'onde spatiale de l'induction moyenne magnétique en fonction de la géométrie du motif. Comme dans les études antérieures sur de tels motifs [DES88, ZIE08, TIA96], le domaine est paramétré afin de réaliser l'étude avec des grandeurs adimensionnelles. Quatre paramètres adimensionnels sont définis ainsi en fonction de la figure 3.3 :

$$\epsilon = \frac{e}{e + e_a}, \quad \Lambda = \frac{l_a}{e + e_a}, \quad \beta = \frac{h_{enc}}{e + e_a} \quad \text{et} \quad s = \frac{l_d}{l_a} \quad (3.5)$$

Ce motif de cinq grandeurs géométriques a donc été réduit à quatre paramètres adimensionnels, normalisés par rapport à la grandeur  $e + e_a$  pour les trois premiers. Le paramètre  $s$  correspond à la largeur de dent relative à la dimension de l'aimant.

Les matériaux utilisés sont définis dans leur domaine linéaire dans cette pré-étude. En effet l'absence de courant dans le motif et la nécessité d'un grand nombre de points ne va pas dans le sens de l'utilisation des courbes réelles des matériaux. Dans ce motif, le flux est alors mesuré dans la culasse en fonction de la position de l'aimant, et un traitement mathématique permet ainsi d'extraire l'amplitude des premiers harmoniques du flux (et donc de l'induction moyenne spatiale).

Les différentes géométries ont été simulées et traitées pour les plages de variation des paramètres adimensionnels suivantes :

- $0,01 \leq \epsilon \leq 0,38$  par pas de 0,01 ;
- $0,1 \leq \Lambda \leq 6$  par pas de 0,1 ;
- $2 \leq \beta \leq 8$  par pas de 2 ;
- $0,05 \leq s \leq 0,7$  par pas de 0,05.

Ces plages de variation ont été choisies afin que l'étude générale ne soit pas limitée par cette base de donnée et par expérience des études déjà réalisées [ME05, TIA96]. Les pas de calcul ont été fixés de sorte à ce qu'il n'y ait pas une grande différence sur la valeur du flux entre deux valeurs voisines d'un paramètre, les trois autres étant fixées. Bien évidemment lors d'un calcul sur un motif ne correspondant pas exactement aux paramètres disponibles dans la banque de données, la valeur choisie est prise pour la valeur du paramètre adimensionnel la plus proche. La variation est plus importante pour deux valeurs de  $\Lambda$  voisines, donc une interpolation linéaire est réalisée lorsque le paramètre  $\Lambda$  se trouve entre deux valeurs.

Cette première étude réalisée, une banque de données est donc constituée afin de pouvoir récupérer la valeur de l'induction magnétique en fonction de la géométrie du motif. La partie suivante explique les étapes du dimensionnement d'un moteur et les hypothèses utilisées.

### 3.2.3 Dimensionnement du moteur

Le but est de pouvoir calculer les moteurs possibles à partir des contraintes du cahier des charges du tableau 3.2. Les performances massiques et volumiques peuvent alors être comparées pour faire un choix. Pour cela le couple développé par un stator doit être connu. Les différentes étapes permettant ce calcul sont détaillées dans cette partie.

#### 3.2.3.1 Considérations géométriques

Afin de calculer le couple développé par un élément composé d'un stator (élément mono-entrefer), il est nécessaire de fixer les grandeurs géométriques du motif. Certaines sont directement imposées par le cahier des charges. Le nombre de paires d'aimants  $N_r$  est déterminé en fonction la fréquence de fonctionnement. À la fréquence maximum de fonctionnement,  $N_r$  est donné par l'équation suivante :

$$N_r = 60 \times \frac{f_{max}}{N_{nom}} \quad (3.6)$$

Comme précisé précédemment, la largeur d'encoche  $l_e$  est constante le long du rayon pour garantir une fenêtre de bobinage invariante. On définit une valeur  $l_{e\ min}$  calculée à partir du rayon minimum de la partie active. Si la largeur d'encoche est plus grande, la surface active du disque aura un rayon intérieur plus grand que celui précisé dans le cahier des charges. De la même façon, une valeur  $l_{e\ max}$  est définie à partir du rayon maximum de la partie active. Ces deux grandeurs peuvent borner l'étude sur  $l_e$  et sont définies ainsi :

$$l_{e\ min} = 2\pi \times \frac{D_{min}}{2 \times (N_s - \pi)} \quad (3.7)$$

$$l_{e\ max} = 2\pi \times \frac{D_{max}}{2 \times (N_s + 2\pi)} \quad (3.8)$$

$l_{e\ max}$  est définie de sorte à ce que le rayon de la partie active ne dépasse pas celui du rayon des dents plus la largeur d'encoche pour permettre le bobinage. Il semble peu probable que

### 3.2. Approche du dimensionnement

le moteur optimum soit réalisé ainsi car cette valeur implique une surface de disque faible et uniquement concentrée sur la périphérie du moteur.  $l_{e\ min}$  est définie de façon à ce que la dent ne soit pas pointue avec un retrait de la largeur d'encoche, comme indiqué sur la figure 3.8.

Cette figure illustre aussi la nécessité de garder la largeur d'encoche  $l_e$  constante pour optimiser le remplissage de la fenêtre de bobinage. La figure présente un bobinage sur chaque dent, mais prévoit la possibilité de réaliser un bobinage une dent sur deux en utilisant toute la largeur d'encoche pour une bobine. Il sera possible de dimensionner un moteur avec une largeur d'encoche inférieure à  $l_{e\ min}$ , et le rayon minimum sera alors limité par la valeur du cahier des charges. Dans ce cas la dent sera plus large à son rayon minimum.

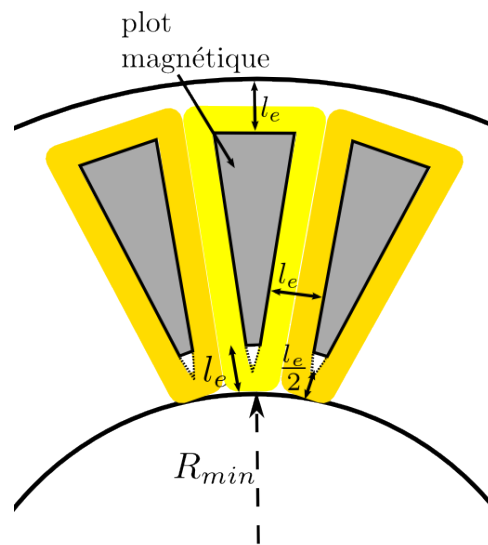


FIGURE 3.8 – Illustration de la détermination de  $l_{e\ min}$  en fonction de  $R_{min}$  sur le disque statorique

Comme vu précédemment à la figure 3.4, le disque est découpé en plusieurs zones, et l'étude est réalisée sur un motif de largeur  $l_a$ . Il est alors possible, en fonction des paramètres géométriques, de calculer le flux sur un secteur de rayon interne  $R_1$  et de rayon externe  $R_2$ . Ces deux grandeurs permettent d'obtenir la largeur  $l_a$  (équation 3.1). Ainsi en fonction des autres grandeurs du motif, la valeur du premier harmonique de l'induction moyenne spatiale  $B_1$  est récupérée. Le flux maximal créé par les aimants, vu par une bobine,  $\phi_{s0}$  est alors déterminé par la relation suivante :

$$\phi_{s0} = \frac{\pi}{N_s} \times (R_2^2 - R_1^2) \times B_1 \times K_B \quad (3.9)$$

$K_B$  est appelé coefficient de bobinage, et il est fixé à 1 puisque cette structure présente un bobinage dentaire monophasé [SM01]. Ce coefficient est lié à la technologie de bobinage et à l'interaction électromagnétique.

La valeur de  $B_1$ , valeur maximum de l'induction magnétique, est considérée comme constante sur le secteur. Elle est calculée au rayon moyen de chaque secteur. Elle permet aussi de calculer l'épaisseur  $h_c$  du disque de culasse statorique pour éviter une éventuelle saturation. Le flux dû au courant est négligé et donc seul le flux dû aux aimants est pris en

compte pour le calcul de la culasse.  $B_c$  est défini à 1,2 T comme l'induction maximum souhaitée dans les culasses. La valeur  $\frac{2 \times B_1}{\pi}$  correspond à la valeur moyenne de l'induction dans l'entrefer. Comme le flux est divisé en deux pour passer dans le motif voisin, il est possible d'écrire :

$$h_c = \frac{2 \times B_1}{\pi} \times \frac{l_a}{2 \times B_c} \quad (3.10)$$

La valeur de  $h_c$  retenue pour le disque est bien sûr la valeur la plus grande de celles calculées pour chaque secteur.

Ces principales données géométriques étant fixées, le calcul du couple peut être effectué en fonction du type d'alimentation en courant. Il est calculé grâce à l'intégration de l'effort surfacique sur chaque secteur.

### 3.2.3.2 Calcul du couple par stator

Pour déterminer le couple moyen par secteur, on utilise une méthode basée sur le cycle de conversion énergétique. Ce cycle, en régime sinusoïdal, est de forme elliptique et représenté sur la figure 3.9.

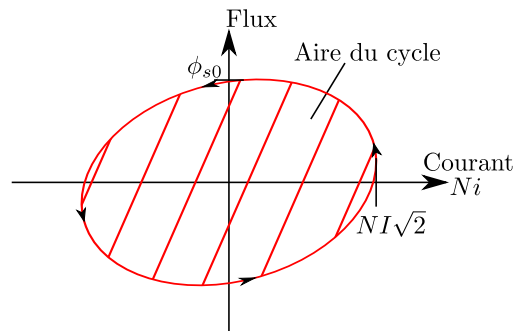


FIGURE 3.9 – Cycle de conversion d'énergie pour une alimentation sinusoïdale

L'énergie magnétique totale vue par une bobine  $W_m$  est calculée par l'intégration sur le cycle. Elle est égale à la surface de l'ellipse :

$$W_m = \oint \phi(Ni)dNi = \text{Aire du cycle} = \pi \times NI\sqrt{2} \times \phi_{s0} \quad (3.11)$$

Les grandeurs sont définies par encoche, et donc l'hypothèse d'un bobinage réalisé une dent sur deux est prise. La grandeur  $NI\sqrt{2}$  correspond au courant total maximum dans une encoche, avec  $N$  le nombre de spires dans l'encoche. Il y a dans ce moteur  $N_s$  encoches, et donc  $\frac{N_s}{2}$  bobines. L'énergie magnétique totale par secteur  $W_{mT}$  est donc égale à :

$$W_{mT} = \frac{N_s \times \pi \times NI\sqrt{2} \times \phi_{s0}}{2} \quad (3.12)$$

L'énergie magnétique totale étant égale au produit du couple mécanique et du décalage angulaire  $\Theta_{N_r} = \frac{2\pi}{N_r}$ , le couple moyen par secteur  $C_{secteur}$  est défini ainsi :



## 3.2. Approche du dimensionnement

---

$$C_{secteur} = \frac{W_{mT}}{\Theta_{N_r}} = \frac{N_r \times N_s \times NI\sqrt{2} \times \phi_{s0}}{4} \quad (3.13)$$

Le couple par stator  $C$  est alors obtenu par la somme des couples sur l'ensemble des secteurs. Dans le calcul présenté, il est nécessaire de connaître le courant injecté dans le moteur. Celui-ci est déterminé par le dimensionnement thermique. Le dimensionnement thermique, en fonction d'une densité de courant fixée, permet aussi de calculer la hauteur d'encoche  $h_{henc}$  nécessaire au paramètre adimensionnel  $\beta$ , et aux calculs de la masse et du volume de l'élément.

### 3.2.3.3 Dimensionnement thermique

Le courant dans l'encoche est calculé à partir d'un dimensionnement thermique présenté dans cette partie. Ce dimensionnement thermique a été choisi par analogie à des dimensionnements de machines tournantes classiques. Lors d'un calcul sur une machine cylindrique, les surfaces d'échanges thermiques et de création des flux thermiques sont directement liées au volume de la machine. Il faut noter qu'il est difficile d'obtenir un raisonnement semblable sur un moteur composé de plusieurs disques rotoriques. En effet, le nombre de stators et de rotors impactent sur le dimensionnement thermique : dans le même volume, les sources de chaleurs sont différemment réparties en fonction du nombre d'entrefer. Ici le choix a été fait de calculer les performances en fonction d'un élément mono-entrefer. Les comparaisons massiques et volumiques seront donc réalisées sur cette base, et en utilisant le même critère thermique. En fonction du moteur choisi et d'essais expérimentaux, il sera alors possible de corriger ce dimensionnement et le comportement thermique du moteur.

À partir de la densité surfacique de courant  $J$  et du volume de cuivre d'un stator  $V_{cu}$ , il est possible d'obtenir les pertes par effet Joule  $P_j$  dans un stator. Pour réaliser le calcul, on considère un régime de fonctionnement permanent et un refroidissement par convection naturelle. En négligeant les pertes Fer et en définissant la surface d'échange thermique  $S_{th}$ , l'égalité suivante est obtenue :

$$P_j = \rho_{cu} \times J^2 \times V_{cu} = h \times S_{th} \times \Delta\theta \quad (3.14)$$

La résistivité du cuivre  $\rho_{cu}$  est prise égale à  $17.10^{-9}$  W/(m<sup>2</sup>.K), en basse température.  $h$  correspond au coefficient de transfert thermique, et  $\Delta\theta$  la différence de température entre la surface d'échange et l'air ambiant.

Dans le cas d'un élément mono-entrefer, la surface d'échange peut être évaluée à la surface comprise entre les diamètres internes et externes de la partie active  $D_{int}$  et  $D_{ext}$ . On choisit de définir le volume de cuivre en fonction d'un coefficient  $K_r$ , coefficient global de remplissage de cuivre dans le volume  $S_{th} \cdot h_{henc}$ .

$$V_{cu} = S \times h_{henc} \times K_r \quad (3.15)$$

Par conséquent, l'égalité 3.14 devient :

$$J^2 \times K_r \times h_{henc} = \frac{h \times \Delta\theta}{\rho_{cu}} \quad (3.16)$$

Par analogie aux dimensionnements de moteurs ayant de grandes dimensions, la grandeur  $\frac{h \times \Delta\theta}{\rho_{cu}}$  est fixée à  $10.10^{10} \text{ A}^2/\text{m}^3$  [ML95]. Cette valeur est évaluée grâce à l'expérience de machines cylindriques déjà construites pour une élévation de température de l'ordre de  $100 \text{ }^\circ\text{C}$ . Ce dimensionnement thermique analytique critiquable est utilisé ici afin de comparer tous les ensembles mono-entrefers dimensionnés de la même façon. L'utilisation d'un modèle plus précis est faite dans le dernier chapitre, il sera affiné par des essais thermiques. Le coefficient  $K_r$  est déterminé en fonction de la largeur d'encoche  $l_e$ , selon la relation suivante :

$$K_r = \frac{N_s \times (R_{ext} - R_{int}) \times l_e}{\pi \times (R_{ext}^2 - R_{int}^2)} \times K_{re} \quad (3.17)$$

$R_{ext}$  et  $R_{int}$  correspondent aux rayons externe et interne des parties actives du moteur. La grandeur  $K_{re}$  est le coefficient de remplissage des encoches, fixé à  $0,4$  pour des encoches droites et ouvertes. Ce coefficient est défini ici comme étant le rapport de la surface de cuivre sur la surface d'encoche, donc de la fenêtre de bobinage. Cette valeur peut être légèrement augmentée lors de l'utilisation de techniques de compression de bobinage.

Il est maintenant possible à partir des équations 3.16 et 3.17 de déterminer la hauteur d'encoche  $h_{enc}$  en fonction de la densité de courant  $J$  imposée, et donc le courant total  $NI$  dans l'encoche. À partir de ces deux grandeurs, il est donc possible de déterminer le couple grâce à l'équation 3.13.

Ce dimensionnement thermique part de l'hypothèse d'une surface d'échange thermique égale à la surface du disque. Or lors de la réalisation de structures polydiscoïdes, l'échange thermique est pénalisé lorsque le nombre de stators est grand. Les stators qui ne sont pas aux extrémités ont un refroidissement différent. Il est donc utile de ne pas multiplier de façon conséquente le nombre de stators. Une solution proposée est d'ajouter un disque d'un matériau thermiquement bon conducteur entre les deux stators voisins de deux modules différents. Ce disque qui n'intervient pas dans le fonctionnement magnétique du moteur permet d'extraire le flux thermique venant des bobinages du stator afin de l'évacuer via l'enveloppe externe de la machine. De plus, l'ajout de ce disque, par exemple en aluminium, renforce l'idée de modularité : chaque module indépendant peut être directement fixé par ce disque supplémentaire.

À partir des différentes étapes du dimensionnement, il est possible de connaître le volume des parties actives, leur masse, et le couple développé par un élément mono-entrefers de cette machine polydiscoïde. Le but de cette étude est de trier les solutions, les comparer et dégager des tendances pour permettre d'optimiser le couple volumique tout en réduisant au mieux la masse du moteur. Les différentes étapes et les résultats de l'étude paramétrique sont détaillées dans la section suivante.

## 3.3 Résultats de l'étude paramétrique et du dimensionnement

La section précédente a montré les étapes du calcul afin de déterminer le couple, et donc les performances de la machine. Une étude paramétrique en fonction des contraintes du cahier des charges a été menée dans le but de choisir le moteur optimum en fonction des objectifs. Cette section présente les étapes de cette étude, ainsi que les intervalles des grandeurs qu'il était possible de faire varier. Cette étude paramétrique permet d'observer l'évolution des performances, afin de réaliser un tri des solutions et un choix. L'optimisation est réalisée par la génération de toutes les solutions possibles, le tri et le choix sont réalisés ensuite.

### 3.3.1 Étapes de l'étude paramétrique

Afin de synthétiser les différentes étapes de l'étude paramétrique, le diagramme de la figure 3.10 présente l'ensemble de l'algorithme qui permet de générer une banque de données de moteurs composés d'un stator et d'un demi-rotor (ensemble mono-entrefer).

À partir de cette banque de données, il est alors possible de comparer les performances en fonction des divers paramètres et de dégager des tendances optimisant le moteur.

Les performances calculées pour chaque élément sont données par trois grandeurs :

- le couple moyen  $C$  par stator ;
- le couple massique  $C_m$ , calculé à partir du couple par stator et de la masse des parties actives ;
- le couple linéique  $C_l$ , ou couple par unité de longueur, calculé par le rapport du couple par stator et de la longueur sur l'arbre de l'élément.

La longueur sur l'arbre de l'élément est déterminée par la somme de  $e_a$ ,  $e$ ,  $h_{henc}$  et  $h_c$  à la fin du dimensionnement. Le couple linéique est directement l'image du couple volumique (volume défini par l'encombrement de la machine). L'élément optimisé au regard du couple est forcément un moteur qui utilise la plus grande surface d'entrefer. Le diamètre externe des parties actives est donc égal au diamètre maximum disponible. Dans ce cas, le couple volumique est égal au quotient du couple linéique sur la surface définie par le diamètre extérieur. Pour chaque élément mono-entrefer, la masse  $M$  des parties actives et les pertes par effet Joule  $P_j$  sont stockées avec les autres paramètres.

Pour les résultats présentés par la suite, les aimants permanents choisis sont des aimants permanents SmCo, d'induction rémanente  $B_r$  1,1 T. Dans l'étude paramétrique, le matériau magnétique doux est défini de façon linéaire, mais il sera choisi dans l'étude l'utilisation de FeCo (Fer-Cobalt). L'utilisation d'alliage FeSi (Alliage Fer-Silicium) a un coût moindre, mais présente une induction à saturation et une perméabilité plus faibles. La perméabilité relative a été fixée à 9500 pour l'étude paramétrique.

La longueur maximum  $L_{max}$  de la machine n'est pas prise en compte ici, car elle impacte le choix du nombre de modules monophasés et le module de base pour le moteur final. En effet, les bornes de l'étude ne permettent pas d'avoir un ensemble 2S-1R de longueur supérieure à  $L_{max}$ . Bien évidemment lors du choix d'un moteur, le nombre d'éléments étant entier, il y aura un

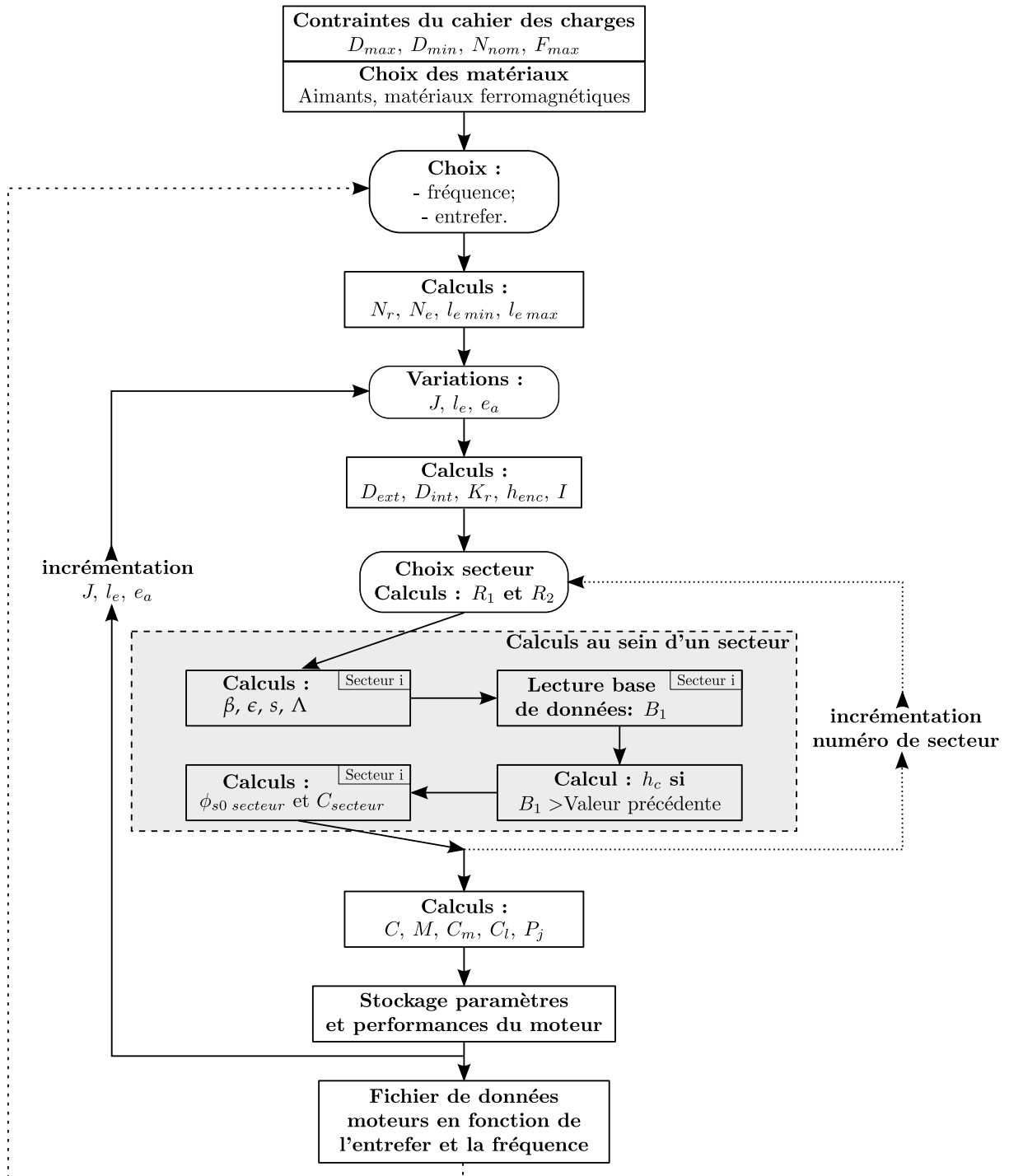


FIGURE 3.10 – Diagramme des étapes de l'étude paramétrique

### 3.3. Résultats de l'étude paramétrique et du dimensionnement

---

ajustement à faire sur les paramètres du moteur pour optimiser le volume utilisé et pour que la longueur soit inférieure à la longueur maximale disponible.

L'étude a été scindée en trois parties : une étude en fonction de la fréquence, une en fonction de l'entrefer, et la dernière en fonction des autres paramètres. Dans un premier temps, un choix sur la fréquence sera fait pour optimiser au mieux le couple volumique et massique. L'étude présente l'intérêt d'une structure à entrefer réduit où il est important de prévoir la friction et le système pour la supprimer. Une structure présentant un entrefer plus grand permettant de garantir l'entrefer constant le long du disque est aussi présenté. Les tendances seront ensuite décrites pour optimiser les couples volumique et massique en fonction du cahier des charges.

#### 3.3.2 Impact de la fréquence

Il est possible de regarder à entrefer fixe, l'impact de la fréquence sur les performances accessibles sur cette structure. Le concept de technologie polyentrefer permet par l'augmentation de la fréquence d'augmenter les performances. Cependant, l'entrefer est gardé constant ou en tout cas est limité à une valeur minimum. Il n'est donc pas toujours possible de doubler la fréquence en diminuant par deux toutes les grandeurs, notamment l'entrefer. De plus, l'augmentation de la fréquence impose un plus grand nombre d'aimants et de dents sur la structure. Il est alors très difficile de fabriquer ce genre de structures lorsque l'on augmente trop la fréquence. Il y a donc un compromis à faire entre la complexité et les performances à obtenir.

Pour réaliser cette étude, l'entrefer est fixé à deux valeurs : 1 mm et 0,3 mm, et les 3 paramètres  $J$ ,  $e_a$  et  $l_e$  sont variables. Ces deux valeurs d'entrefer correspondent à deux structures : celle où il est possible de garantir un entrefer mécanique constant entre chaque disque et celle où la structure à entrefer minimum est utilisée. Dans les deux cas un soin particulier est à apporter au maintien et à la rigidité des disques. Le système de compensation des efforts normaux est supposé fonctionnel dans le cas à entrefer réduit (entrefer réduit aux éléments amagnétiques de maintien et couches de friction). Les figures 3.11 et 3.12 présentent les évolutions des couples massiques et linéiques pour le dimensionnement de moteurs en fonction de la fréquence. Dans le plan est représenté l'ensemble des moteurs dimensionnés en fonction des différentes évolutions paramétriques, représentées ici en fonction de la fréquence.

Les figures 3.11(b) et 3.12(b) illustrent l'évolution du couple massique et linéique des moteurs ayant un entrefer de 1 mm. L'augmentation de la fréquence ne se faisant pas en réduisant aussi l'entrefer dans les mêmes proportions, on note la diminution des performances pour des fréquences supérieures à 300 Hz. On peut conclure que l'on obtient un maximum de performances pour des fréquences comprises entre 200 et 300 Hz. Cette baisse significative des performances lors de l'accroissement de la fréquence provient notamment de l'augmentation de la part des fuites inter-aimant sur le flux total. En effet, à entrefer constant, si on diminue les autres grandeurs du motif, notamment la largeur du motif, la part du flux de fuite non vu par la bobine est plus importante.

Les figures 3.11(a) et 3.12(a) montrent l'impact de la fréquence sur le moteur à 0,3 mm d'entrefer. Le couple massique croît progressivement avec la fréquence et a tendance à se stabiliser après

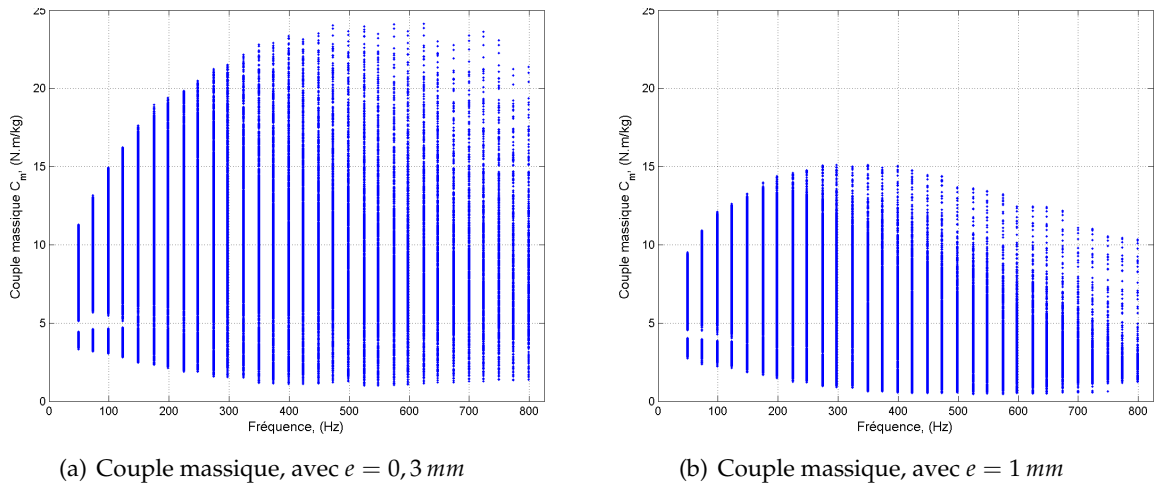


FIGURE 3.11 – Évolution des couples massiques en fonction de la fréquence

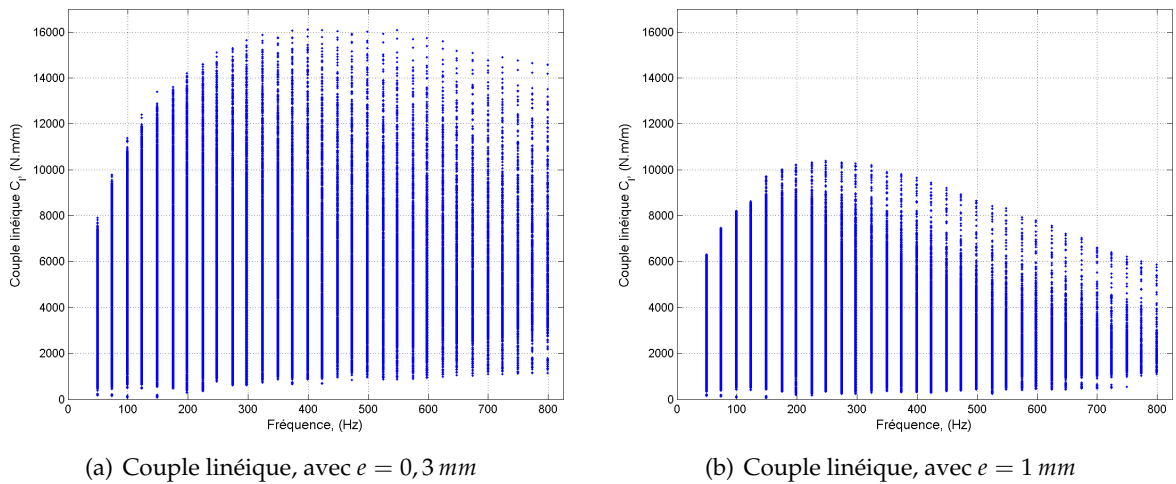


FIGURE 3.12 – Évolution des couples linéiques en fonction de la fréquence

500 Hz. Le couple linéique décroît pour les fréquences supérieures à 500 Hz. On peut donc de la même façon estimer une fréquence optimum de 400 Hz pour avoir un maximum de couple dans le volume donné, tout en minimisant la masse de la machine.

Il faut noter que pour une fréquence proche de 200 Hz, pour ce dimensionnement, il y a tout de même 68 paires d'aimants, soit une différence d'angle mécanique de  $2,65^\circ$  par aimant. À fréquence double, il y a donc 136 paires d'aimants par rotor. Ce nombre important d'aimants montre la précision mécanique nécessaire et l'ampleur de l'assemblage mécanique de ce genre de structures.

Le choix de la fréquence est donc limité par la faisabilité mécanique et la précision. Les fréquences de fonctionnement sont arbitrairement choisies à 4 valeurs pour l'étude comparative suivante. Il semble difficile d'augmenter la fréquence et le nombre d'aimants pour ce cahier des charges de manière significative pour garder une faisabilité mécanique.

### 3.3.3 Impact de l'entrefer

L'objectif de cette partie est de voir l'impact de la valeur de l'entrefer sur les performances de la machine. Pour effectuer cette étude, il est choisi d'imposer la fréquence de fonctionnement. Les fréquences sont fixées à 100, 200, 300 et 400 Hz. Le groupe de figures 3.13 illustre l'évolution du couple massique des moteurs dimensionnés en fonction de l'entrefer pour les 4 fréquences choisies, les 3 paramètres  $J$ ,  $e_a$  et  $l_e$  étant variables.

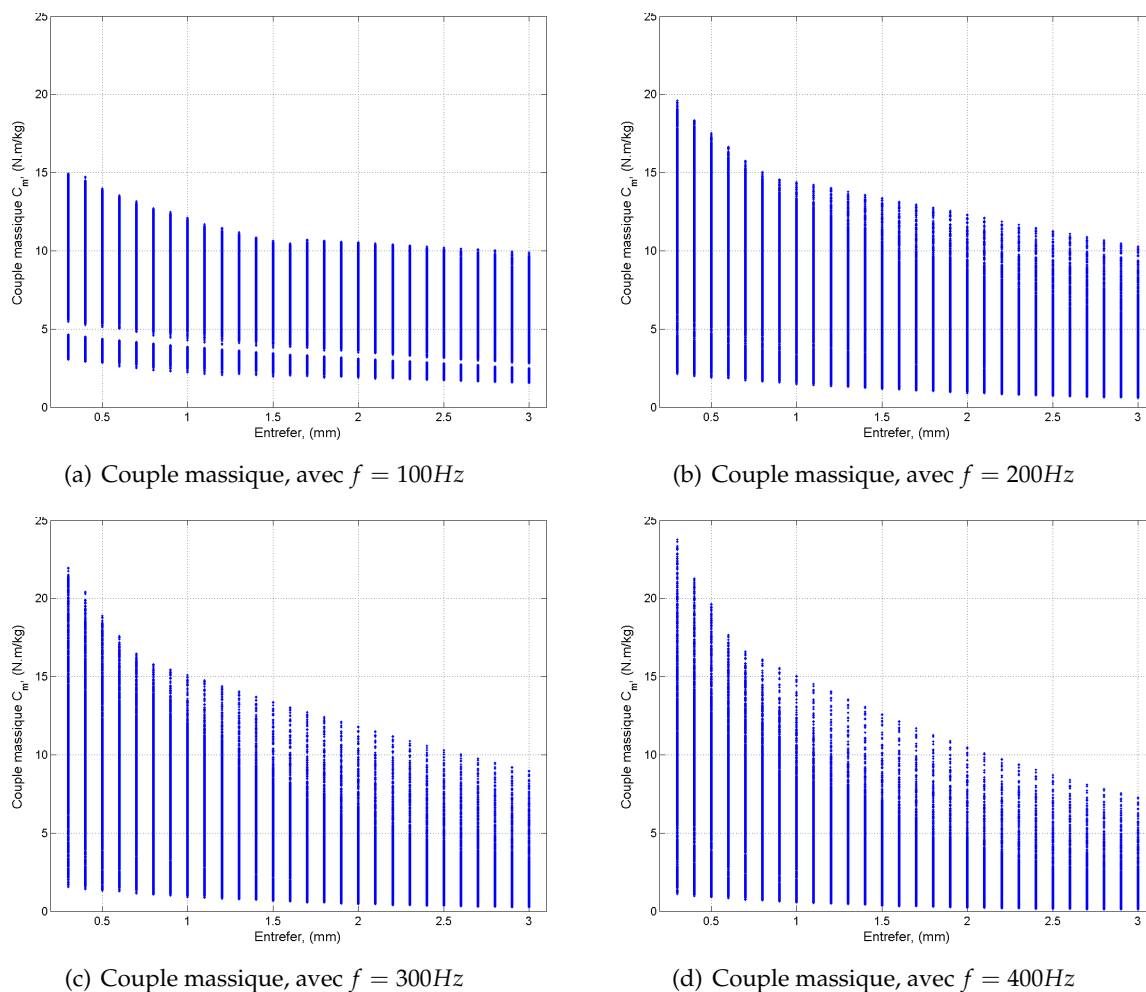
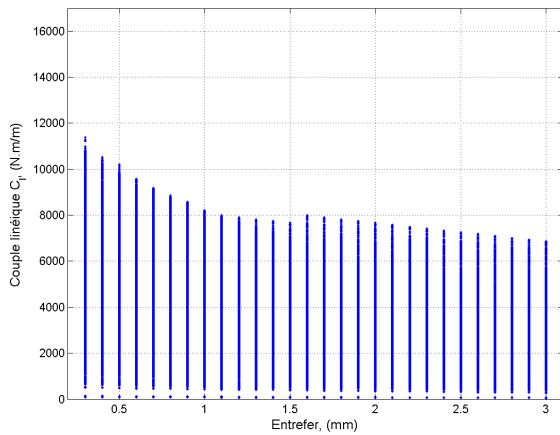


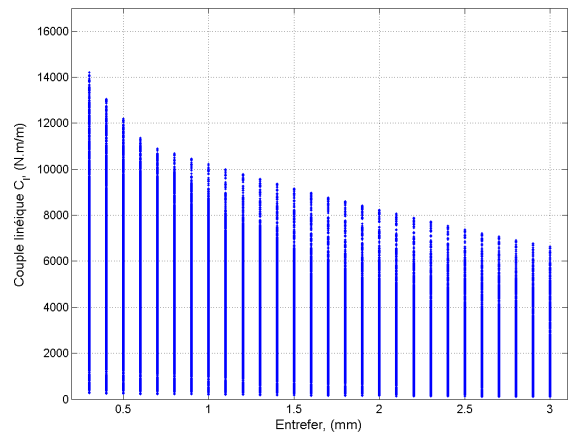
FIGURE 3.13 – Évolution des couples massiques en fonction de l'entrefer

De la même façon, le groupe de figures 3.14 montre les évolutions du couple linéique dans les mêmes conditions. Dans l'ensemble de ces courbes, on observe la diminution des performances lors de l'augmentation de la valeur de l'entrefer. En effet, en première approximation, l'induction moyenne dans l'entrefer étant de la forme  $B_r \times \frac{e_a}{e+e_a}$  (approximation stator lisse), il est donc normal que les performances diminuent avec l'entrefer.

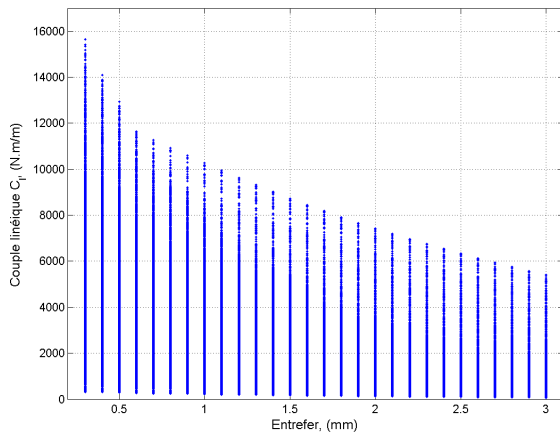
Ces courbes montrent l'intérêt notable d'une structure à entrefer réduit en termes de performances magnétiques. Pour les applications où les performances requises sont très importantes, ce qui est le cas pour les applications embarquées, l'étude de moteurs où l'entrefer est réduit à son minimum semble être un axe de recherche innovant et important.



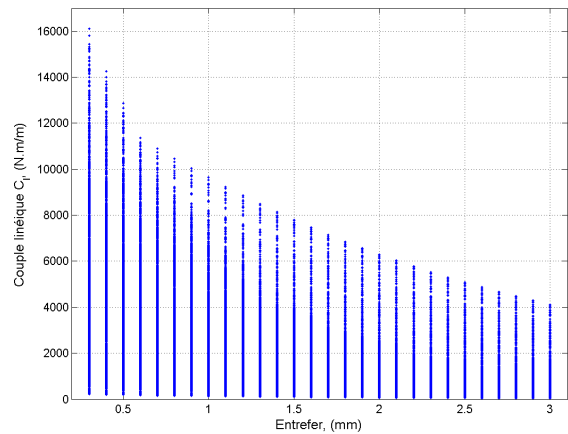
(a) Couple linéique, avec  $f = 100\text{Hz}$



(b) Couple linéique, avec  $f = 200\text{Hz}$



(c) Couple linéique, avec  $f = 300\text{Hz}$



(d) Couple linéique, avec  $f = 400\text{Hz}$

FIGURE 3.14 – Évolution des couples linéiques en fonction de l'entrefer

À titre d'exemple, sur ce moteur discoïde, si l'on considère une structure à entrefer réduit (structure avec système de compensation) et une structure ayant un entrefer de 1 mm, les performances passent de 15 à 24 Nm/kg et de 9000 à 16000 N.m/m (pour une fréquence de 400 Hz). Bien évidemment, le maximum de couple massique n'est pas forcément la machine qui a le maximum de couple linéique. On peut tout de même espérer un gain de 70 % sur le couple développé par cette topologie dans le même volume.

Lors de la réalisation d'un entrefer mécanique suffisamment grand, ces courbes de tendances permettent de voir que l'effet d'un entrefer légèrement plus grand a moins d'impact que lors de l'utilisation d'entrefers réduits. Les épaisseurs des surfaces de friction et de maintien doivent non seulement être identiques pour garantir une bonne symétrie, mais surtout elles doivent être bien maîtrisées pour ne pas pénaliser les performances.

La suite de ce chapitre indique les tendances sur les grandeurs  $J$ ,  $e_a$  et  $l_e$  permettant d'optimiser le moteur pour ce cahier des charges. Un choix de fréquence est réalisé : à partir de maintenant le nombre de paires d'aimants  $N_r$  est imposé à 68 et donc ainsi la fréquence de fonctionnement est de 198,3 Hz à la vitesse de rotation  $N_{nom}$  de 175 tr/min. Cette fréquence ne



### 3.3. Résultats de l'étude paramétrique et du dimensionnement

---

permet pas de maximiser le couple massique et volumique dans les deux structures à entrefer de 0,3 et 1 mm. Elle permet cependant d'obtenir de bonnes performances en ayant déjà 136 aimants par rotor. Ces aimants, en forme de quartiers, ont une largeur minimum de 3,6 mm et une largeur maximum 9,6 mm. La longueur azimutale est 130 mm et l'épaisseur est de quelques millimètres. Ces dimensions illustrent bien la complexité du montage et la manipulation des pièces d'un tel rotor, il est donc difficile d'utiliser des fréquences plus élevées pour ce cahier des charges.

#### 3.3.4 Influences des paramètres géométriques et électriques

À partir du nombre de paires d'aimants  $N_r$  fixé à 68, il est possible de donner les valeurs de  $l_{e\ min}$  et  $l_{e\ max}$ , respectivement égales à 3,75 et 9 mm. L'étude suivante est conduite avec les valeurs suivantes :

- $1 \leq J \leq 15$  par pas de 0,5 ;
- $0,5 \leq e_a \leq 20$  par pas de 0,5 ;
- $2,75 \leq l_e \leq 9$  par pas de 0,25.

Il est maintenant possible d'observer l'évolution des performances en fonction des différents paramètres. Cette étude est détaillée pour les deux valeurs d'entrefer choisies précédemment.

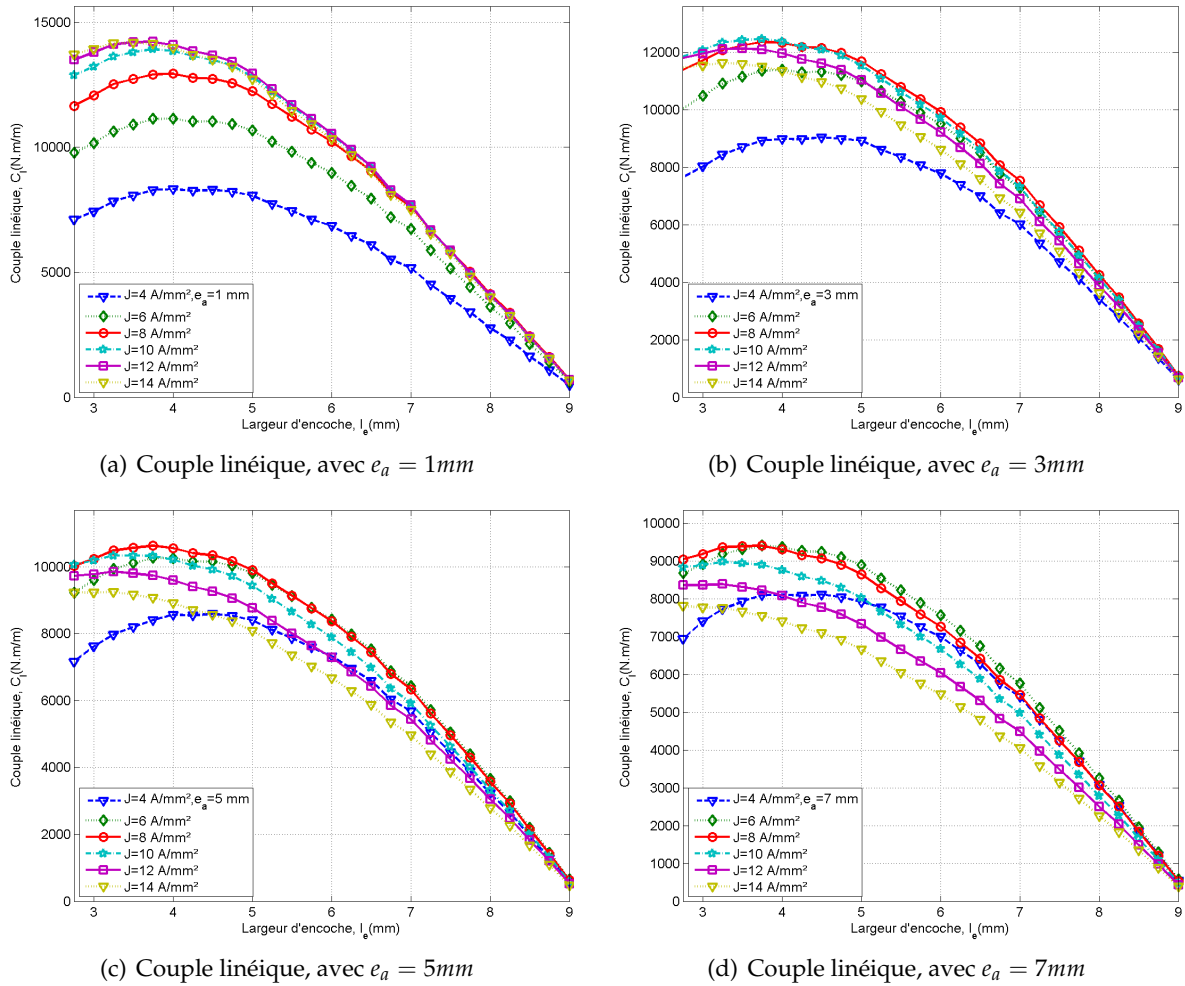
##### 3.3.4.1 Avec entrefer réduit de 0,3 mm

Dans ce paragraphe, l'entrefer est fixé à 0,3 mm. Comme dans le cas précédent, l'hypothèse qu'il n'y a pas de frottements est utilisée. Les performances calculées sont donc égales aux performances magnétiques. L'étude des différentes évolutions des performances permet donc de faire un tri et un choix sur les différentes grandeurs afin de choisir un moteur.

Comme le but est de fournir le plus grand couple dans le volume donné, l'étude du couple volumique/linéique est faite en premier. Les évolutions des couples linéiques en fonction de la largeur d'encoche  $l_e$  sont représentées sur l'ensemble des figures 3.15.

On voit apparaître un maximum de couple linéique (donc de couple volumique) autour de la valeur  $l_{e\ min}$ . Ceci semble cohérent car quelque soit le rayon interne des parties actives, le volume d'encombrement reste le même. Or les performances de l'actionneur sont directement liées à la surface d'entrefer. Lorsque l'encoche est plus grande, la surface d'entrefer et le couple développé diminuent pour le même volume. On a donc tout intérêt à utiliser le maximum cette surface d'entrefer. On peut aussi voir qu'il est avantageux de garder une épaisseur d'aimant faible. La valeur de la densité de courant qui maximise le couple volumique dépend de l'épaisseur d'aimant. Le couple volumique croît jusqu'à un maximum avec la densité de courant, puis à partir d'une certaine valeur, redescend (figure 3.15(d), optimum à 8 A/mm<sup>2</sup>).

Pour la suite de l'étude, le choix d'être à l'optimum de couple volumique est réalisé en fixant  $l_e = 4\ mm$ . Il est alors possible d'étudier l'évolution du couple massique et du couple par stator en fonction des deux autres paramètres  $J$  et  $e_a$ . Les figures 3.16 illustrent les évolutions du couple massique et du couple par stator en fonction de l'épaisseur d'aimant et de la densité de courant. La valeur du couple par stator est important à évaluer car à couple linéique identique,


 FIGURE 3.15 – Évolutions du couple linéique en fonction de  $l_e$  pour différents  $J$  et  $e_a$ 

si le couple par stator est faible il est nécessaire d'avoir un grand nombre de stators. Pour simplifier la structure mécanique, il est intéressant de diminuer le nombre de stators et de rotors de la machine.

On note une baisse significative du couple massique en fonction de l'augmentation de l'épaisseur d'aimant. Cependant cette diminution est moins importante lorsque la densité de courant est faible. Pour des densités de courant supérieures à  $6\text{ A/mm}^2$ , on observe une faible dépendance du couple massique. On note sur la figure 3.16(b) une forte dépendance du couple par stator en fonction de la densité de courant. Ce paramètre peut donc être utilisé pour obtenir une variation du couple par stator (et donc de l'agencement et du nombre de rotors) sans trop pénaliser le couple massique. Il faut rappeler cependant qu'il est préférable de garder des densités de courant proches de  $6\text{-}10\text{ A/mm}^2$  pour garder un maximum du couple linéique.

Le couple par stator semble peu dépendant de l'épaisseur d'aimant (épaisseurs supérieures à  $2\text{-}3\text{ mm}$ ), mais pour garder la masse la plus faible possible et augmenter le couple volumique, il est nécessaire de garder des épaisseurs d'aimants faibles.

Il y a donc un compromis sur ces deux grandeurs en fonction de l'agencement que l'on souhaite

### 3.3. Résultats de l'étude paramétrique et du dimensionnement

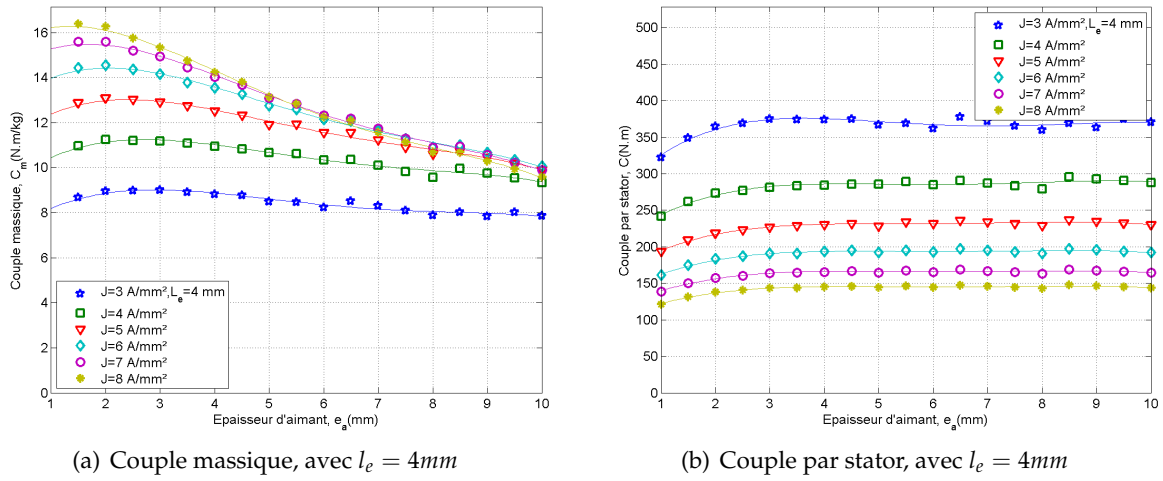


FIGURE 3.16 – Évolutions du couple massique et par stator en fonction de  $e_a$  pour différents  $J$

réaliser, par exemple avec 4, 6 ou 8 stators. La faisabilité mécanique et la rigidité restent une contrainte importante : pour des épaisseurs d'aimant faibles, le rotor qui a de grandes dimensions, aura une épaisseur faible ( $2 \times e_a$  plus l'épaisseur des couches de friction et de maintien).

#### 3.3.4.2 Avec entrefer de 1 mm

Une étude similaire à celle de la structure à entrefer réduit est menée. Les figures 3.17 représentent l'évolution du couple linéique pour deux valeurs d'épaisseur d'aimant : 2 et 8 mm. On observe également un maximum de couple linéique pour une largeur d'encoche proche de  $l_{e\text{min}}$ . Le choix se porte donc sur une largeur d'encoche de 4 mm. Le couple linéique semble toujours avoir un optimum en fonction de la densité de courant, mais cette fois-ci plus élevée comparée à l'entrefer réduit.

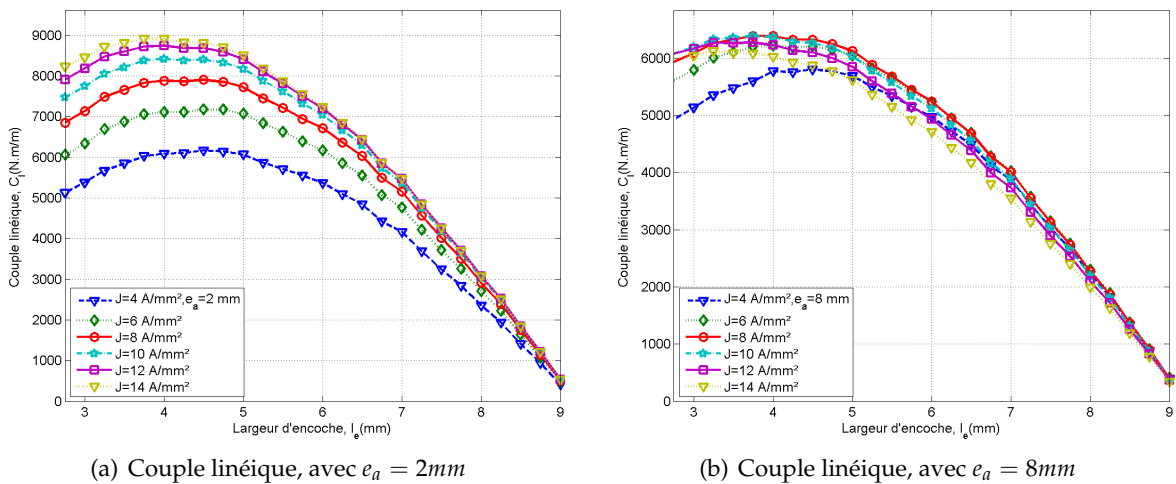


FIGURE 3.17 – Évolutions du couple linéique en fonction de  $l_e$  pour différents  $J$  et  $e_a$

Les courbes présentes sur les figures 3.18 illustrent les évolutions des couples massiques et par stator pour cette valeur de largeur d'encoche. Les évolutions sont similaires à l'étude précédente. Il y a donc un compromis à faire entre l'épaisseur d'aimant et la densité de courant. Comme attendu, les niveaux de performances atteints sont plus faibles avec cet entrefer plus grand.

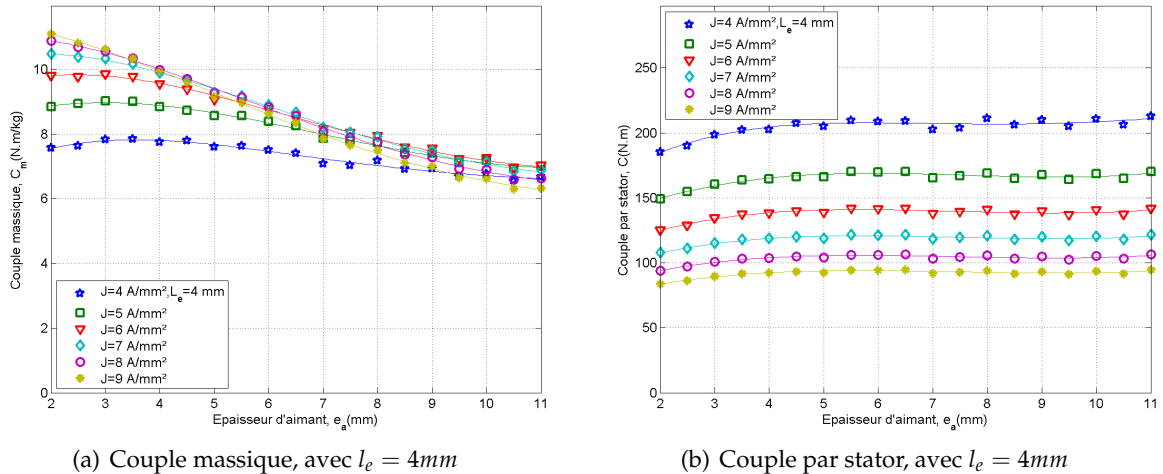


FIGURE 3.18 – Évolutions du couple massique et par stator en fonction de  $e_a$  pour différents  $J$

Les tendances d'évolution sont cependant semblables, et on peut conclure qu'il est intéressant d'utiliser une largeur d'encoche proche de  $l_{e\ min}$  pour maximiser le couple volumique. De la même façon il faut garder une densité de courant relativement grande pour garder un couple volumique et un couple massique élevé, mais ceci diminue le couple par stator. Des aimants d'épaisseurs faibles favorisent les couples massique et volumique, mais pénalisent le couple par stator. Il est nécessaire de trouver un compromis entre le nombre de stators/rotors, la faisabilité mécanique, le couple total développé mais aussi la masse qui augmente fortement lors de l'utilisation d'aimants d'épaisseurs plus grandes.

Dans cette étude de comparaison, le matériau ferromagnétique des dents statoriques est considéré comme linéaire. Aucun phénomène de saturation n'a donc été pris en compte. Or lorsque l'on s'approche du rayon minimum, la dent, de largeur plus faible, peut saturer. Le couple développé à ce rayon est faible (surface plus faible) et impacte donc peu le couple total. Le couple est vérifié par éléments finis avec les courbes de matériaux constructeurs lors d'un choix de moteur.

Dans la partie suivante, plusieurs moteurs seront proposés, et des vérifications par éléments finis sont réalisées pour obtenir le couple développé par un stator, puis l'ensemble choisi.

### 3.3.5 Choix de solutions

Comme vu dans le chapitre 1, il est nécessaire de rendre symétrique la structure de part et d'autre du rotor. Dans une telle configuration et dans l'optique de minimiser le nombre de stators/rotors, cette partie ne présentera que deux solutions par structure : une machine

### 3.3. Résultats de l'étude paramétrique et du dimensionnement

---

discoïde à 6 stators et une machine discoïde à 8 stators. La première structure peut être alimentée en triphasé en réalisant des modules monophasés composés de 2 stators et un rotor ; ou en utilisant 6 phases indépendantes, avec deux phases en opposition sur un module de 2 stators et un rotor. Dans le cas d'une structure à 8 stators, la configuration est celle avec 8 phases déphasées de  $\frac{\pi}{4}$  et symétrique de part et d'autre d'un rotor. Ces deux structures symétriques permettent d'annuler l'effort de plaquage si l'entrefer est identique de part et d'autre du rotor.

Il est possible, en fonction du nombre de stators, de mener deux études différentes : une où l'on essaie de maximiser le couple dans le volume donné, une autre où l'objectif est de maximiser le couple volumique sans dépasser le volume donné. Puisque le cahier des charges fixé est celui de développer le maximum de couple dans le volume donné, tout en minimisant la masse, c'est la première étude qui est favorisée.

En effet, ces deux études sont différentes notamment pour un nombre faible de stators. L'étude suivante présente donc des structures fournissant le maximum de couple sans dépasser le volume restreint par le cahier des charges. Dans une telle étude, il est possible d'obtenir une meilleure solution pour une largeur d'encoche différente du choix réalisé auparavant quand le nombre de stator est imposé. Un algorithme de tri des solutions permet d'obtenir toutes les solutions entrant dans le volume en fonction du nombre de stators, et il est alors possible de choisir la structure développant le couple par stator le plus élevé.

Une fois les moteurs choisis, une simulation par éléments finis permet d'obtenir le couple développé par un élément mono-entrefer. Un traitement mathématique permet d'avoir le couple total développé par la machine globale.

Dans un premier temps, un paragraphe montre l'intérêt du nombre de phases sur l'annulation des harmoniques, puis les deux suivants proposent deux solutions avec 6 stators, et deux avec 8 stators.

#### 3.3.5.1 Annulation des harmoniques en fonction du nombre de phases

En fonction du nombre de stators et de phases, il est possible d'annuler des rangs d'harmoniques présents dans le couple monophasé d'un élément mono-entrefer. La figure 3.19(a) montre l'exemple d'un couple développé par un entrefer, et la figure 3.19(b) représente son spectre en fonction du rang de l'harmonique. Le fondamental est pris comme étant la fréquence de répétition du motif (correspondant donc à la période spatiale de largeur  $2l_a$ ).

Il y a présence notamment d'harmoniques de rang 2, 4, 6 et 8. La composante continue qui est la référence pour les amplitudes étant celle qui est utilisée pour le calcul du couple moyen total développé. À partir de cet élément statorique, il est alors possible de réaliser plusieurs agencements : 6 stators ou 8 stators par exemple. Le nombre de phases permet alors de déterminer le déphasage mécanique à réaliser entre chaque module monophasé ou stator afin de créer le moteur final.

La figure 3.20 illustre les diagrammes de Fresnel des différents harmoniques en fonction du nombre de phases de la machine. L'origine des phases est présentée et elle correspond à l'alimentation en courant sinusoïdal de la machine à la fréquence  $f$  de fonctionnement. Les diagrammes

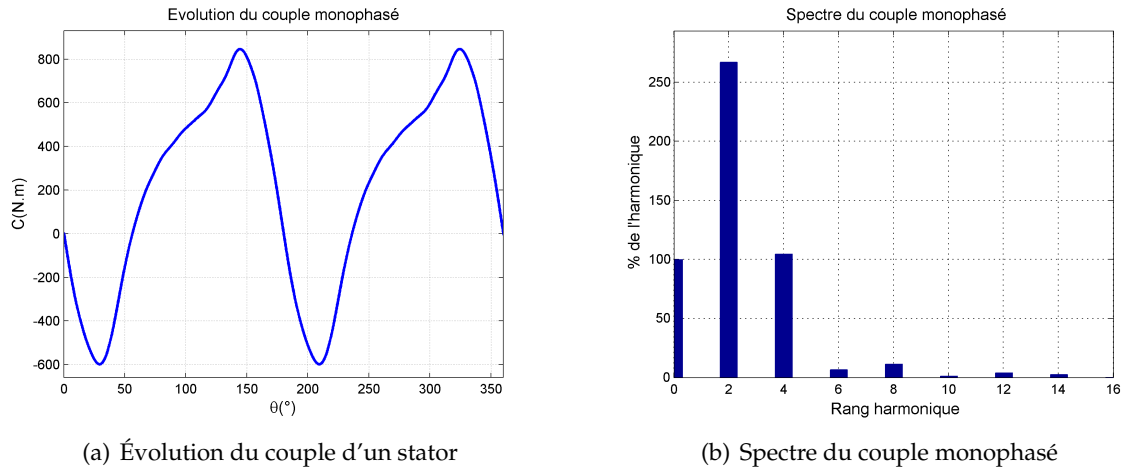


FIGURE 3.19 – Exemple d'un couple développé par un stator

de Fresnel de la somme des couples harmoniques des rangs 2, 4, 6 et 8 sont tracées pour 3 machines différentes : une machine triphasée, une machine hexaphasée et une machine octophasée. Le déphasage mécanique  $\varphi$  est réalisé pour la fréquence nominale de fonctionnement. Au rang harmonique  $k$ , le déphasage à la fréquence  $kf$  est égal à  $k\varphi$  (période électrique  $k$  fois plus petite et déphasage mécanique inchangé).

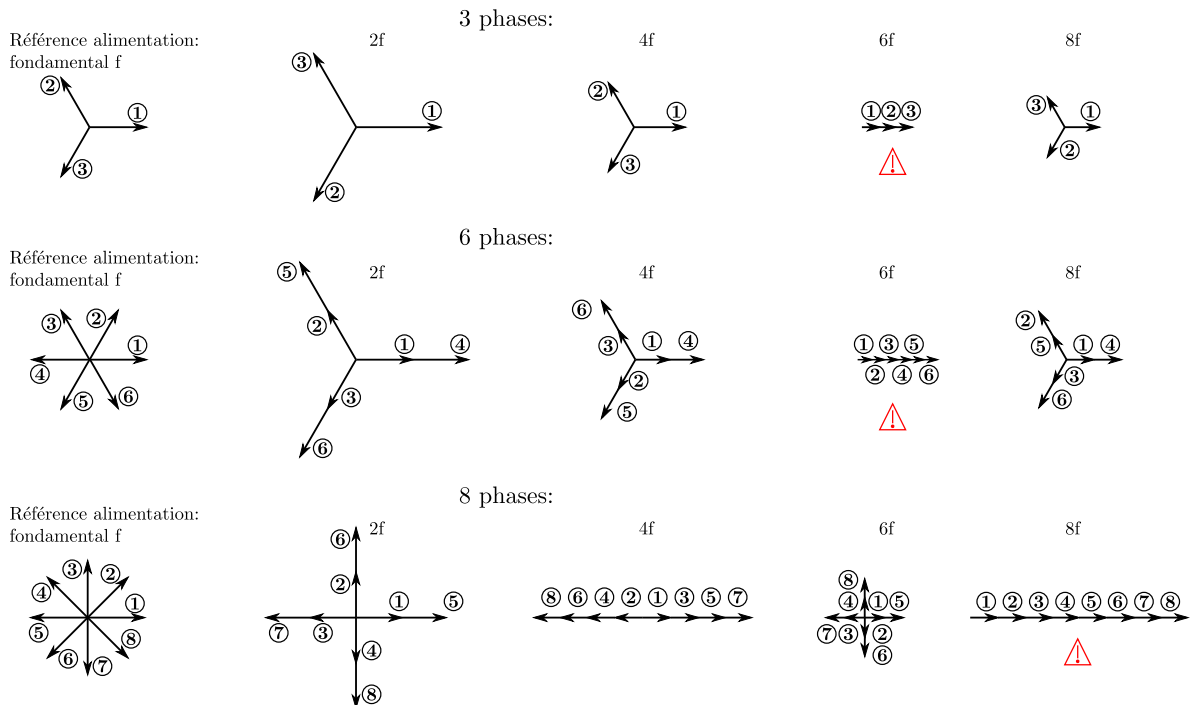


FIGURE 3.20 – Illustration des annulations de différents harmoniques en fonction du nombre de phases

L'utilisation d'une machine triphasée ou hexaphasée permet d'annuler les harmoniques de rang 2, 4 et 8. Seul l'harmonique de rang 6 reste présent, et il est amplifié puisque les amplitudes s'ajoutent. Dans le cas de la machine à huit phases, les harmoniques de rang 2, 4 et 6 sont

### 3.3. Résultats de l'étude paramétrique et du dimensionnement

---

annulés sur la machine finale. De la même façon que pour les deux agencements précédents, l'harmonique de rang 8 est alors amplifié par le nombre de phases.

Dans le cas du spectre présenté à la figure 3.19(b), l'harmonique de rang 8 est plus élevé que celui de rang 6, l'utilisation d'une structure à 8 phases dans ce cas induit donc une plus grande ondulation de couple que pour une machine à 6 stators, mais le couple moyen total est cependant plus grand d'un rapport  $\frac{4}{3}$ . Dans le cas d'une machine triphasée, le nombre de stators étant pair, il est nécessaire qu'il y ait deux stators par phase, l'ondulation à l'harmonique de rang 6 est donc identique à la machine hexaphasée. Il y a donc un choix lors de l'assemblage en fonction de cette ondulation et du couple total fourni.

#### 3.3.5.2 Solutions à 6 stators - 3 rotors

Dans ce paragraphe, deux solutions à 6 stators sont présentées ainsi que les résultats de simulation des couples développés. La première sera réalisée avec l'entrefer de 1 mm et la deuxième avec l'entrefer réduit de 0,3 mm.

Le tableau 3.3 propose les résultats du premier choix et du dimensionnement du moteur à 1 mm d'entrefer ayant 6 stators et 3 rotors. Cette solution présente un couple total moyen de 900 N.m pour une longueur sur l'axe de 132,5 mm et une masse totale des parties actives de 106 kg. Les évolutions des couples monophasé et total de cette machine sont représentées sur les figures 3.21. On voit apparaître une faible ondulation de 20 N.m crête à crête d'harmonique de rang 6 sur le couple total développé par la machine (figure 3.21(a)).

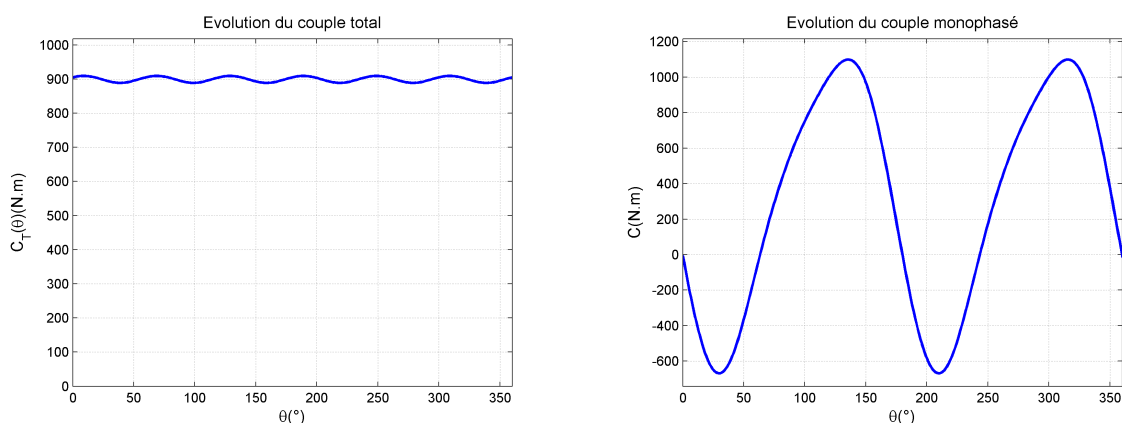
De la même façon, le tableau 3.4 lui présente les grandeurs caractéristiques du moteur à 6 stators et 3 rotors d'entrefer réduit de 0,3 mm. L'ensemble de figures 3.22 présente les évolutions du couple monophasé et triphasé de la machine. On note un couple total moyen de 1326 N.m pour une longueur comparable au moteur précédent (132,9 mm) et une masse de 100 kg. Les performances de cette machine sont donc plus élevées que celles de la machine à entrefer plus grand. On retrouve aussi l'harmonique de rang 6 sur le couple final. L'ondulation crête à crête est de 178 N.m pour ce moteur.

Ces performances sont calculées à partir de simulations par éléments finis avec les matériaux définis par les courbes constructeurs. On note alors une erreur inférieure à 6 % sur le couple moyen pour ces deux moteurs entre la valeur calculée lors du dimensionnement et celle mesurée par éléments finis. L'ondulation crête à crête est plus importante pour la structure à entrefer réduit. Ceci s'explique par l'impact plus conséquent de l'alternance dent-encoche par rapport à la structure à entrefer de 1 mm. En effet la variation de reluctance est plus importante lorsque l'entrefer est faible. Cette forte différence apparaît sur le couple monophasé dont les variations minimums et maximums sont beaucoup plus élevées dans le cas de l'entrefer réduit.

Les dimensions déterminées lors du dimensionnement présentées dans les tableaux ne prennent pas en compte de considération mécanique afin de réaliser la comparaison de la même façon. Lors du choix de telles structures, il est judicieux d'augmenter les disques de culasses statoriques pour rigidifier la structure. Ils sont ici dimensionnés du point de vue magnétique. Il a aussi été proposé d'ajouter des disques entre deux stators voisins dans un

<b>Géométrie générale</b>	
Diamètre interne $D_{int}$ , [mm]	165
Diamètre externe $D_{ext}$ , [mm]	416
Entrefer $e$ , [mm]	1
Longueur machine, [mm]	132,5
Masse totale de la machine, [kg]	106
<b>Stator</b>	
Nombre d'encoches $N_s$	136
Hauteur d'encoche $h_{enc}$ , [mm]	16,8
Largeur d'encoche $l_e$ , [mm]	4
Hauteur du disque de culasse magnétique $h_c$ , [mm]	1,3
<b>Rotor</b>	
Nombre de paires d'aimants $N_r$	68
Épaisseur du rotor d'aimants $2 \times e_a$ , [mm]	6
<b>Caractéristiques électriques et performances</b>	
Densité surfacique de courant $J$ , [A/mm <sup>2</sup> ]	5
Courant total dans une encoche $NI$ , [A]	67
Pertes par effet Joule totales $P_{JT}$ , [W]	1445
Force électromotrice max. par spires et par stator à $N_{nom}$ , [V]	61,7
Facteur de puissance	0,96
Couple moyen par stator $C$ , [N.m]	150
Couple moyen total $C_T$ , [N.m]	900
Ondulation crête à crête du couple moyen total $C_{cc}$ , [N.m]	20
Couple massique $C_m$ , [N.m/kg]	8,4
Couple linéique $C_l$ , [N.m/m]	6782
Rendement nominal $\eta$ , [%]	0,92

TABLE 3.3 – Caractéristiques d'un moteur 6 stators, avec entrefer 1 mm



(a) Couple total en fonction de l'angle électrique

(b) Couple par module monophasé en fonction de l'angle électrique

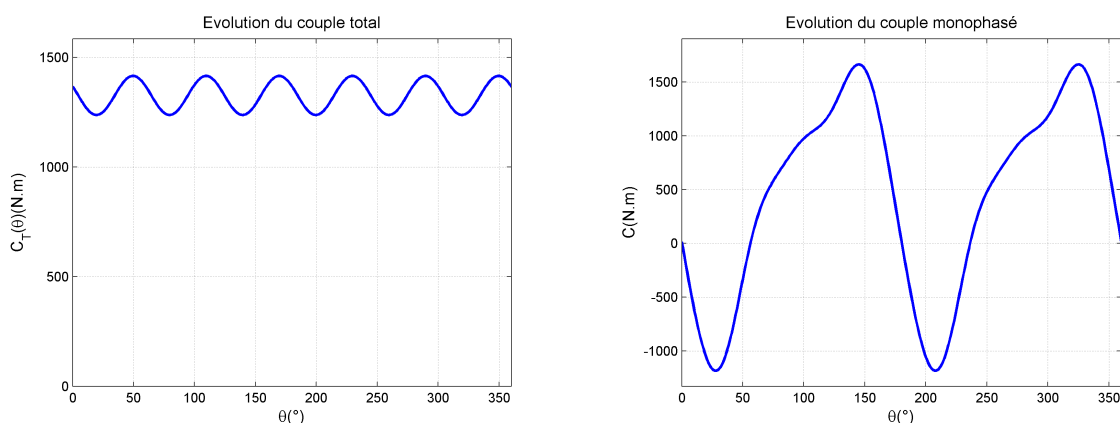
FIGURE 3.21 – Évolutions des couples monophasé et total du moteur 6 stators (triphasé), avec entrefer 1 mm



### 3.3. Résultats de l'étude paramétrique et du dimensionnement

<b>Géométrie générale</b>	
Diamètre interne $D_{int}$ , [mm]	155
Diamètre externe $D_{ext}$ , [mm]	416
Entrefer $e$ , [mm]	0,3
Longueur machine, [mm]	132,9
Masse totale de la machine, [kg]	110
<b>Stator</b>	
Nombre d'encoches $N_s$	136
Hauteur d'encoche $h_{enc}$ , [mm]	17,6
Largeur d'encoche $l_e$ , [mm]	3,75
Hauteur du disque de culasse magnétique $h_c$ , [mm]	1,8
<b>Rotor</b>	
Nombre de paires d'aimants $N_r$	68
Épaisseur du rotor d'aimants $2 \times e_a$ , [mm]	5
<b>Caractéristiques électriques et performances</b>	
Densité surfacique de courant $J$ , [A/mm <sup>2</sup> ]	5
Courant total dans une encoche $NI$ , [A]	132
Pertes par effet Joule totales $P_{JT}$ , [W]	1482
Force électromotrice max. par spires et par stator à $N_{nom}$ , [V]	88,4
Facteur de puissance	0,97
Couple moyen par stator $C$ , [N.m]	221
Couple moyen total $C_T$ , [N.m]	1326
Ondulation crête à crête du couple moyen total $C_{cc}$ , [N.m]	178
Couple massique $C_m$ , [N.m/kg]	12
Couple linéique $C_l$ , [N.m/m]	9979
Rendement nominal $\eta$ , [%]	0,94

TABLE 3.4 – Caractéristiques d'un moteur 6 stators, avec entrefer 0,3 mm



(a) Couple total en fonction de l'angle électrique

(b) Couple par module monophasé en fonction de l'angle électrique

FIGURE 3.22 – Évolutions des couples monophasé et total du moteur 6 stators (triphasé), avec entrefer 0,3 mm

matériau thermiquement conducteur. Ces disques, utilisés comme pont thermique, permettent aussi de rigidifier les stators. De la même façon, il peut être nécessaire de choisir des disques rotoriques d'épaisseur d'aimant plus grande.

La figure 3.23 représente l'aménagement des phases qu'il est possible de réaliser dans la machine à 6 stators et 3 rotors triphasée. On retrouve alors trois phases : la première sur les stators 1 et 2, la phase 2 sur les stators 3 et 4, et ainsi de suite. Les phases 2 et 3 sont bien évidemment déphasées de  $\frac{2\pi}{3}$  et  $\frac{4\pi}{3}$  par rapport à la première. Cet agencement, le plus simple, permet d'obtenir une machine triphasée complètement symétrique de part et d'autre des rotors. Chaque module monophasé composé d'un rotor et de deux stators est indépendant magnétiquement des autres modules.

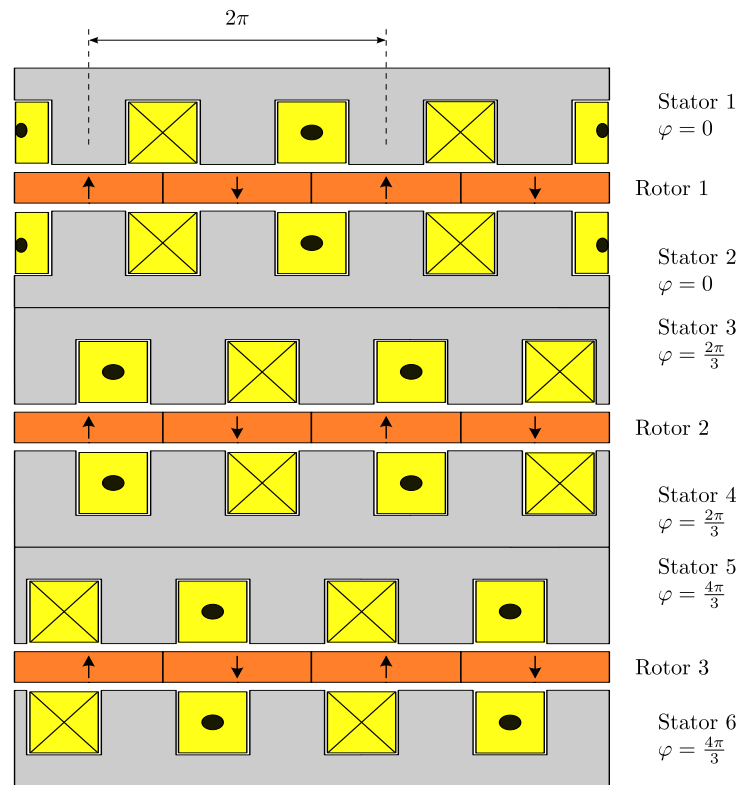


FIGURE 3.23 – Agencement d'un moteur polydiscoïde 6S-3R triphasé

Il est possible d'utiliser un agencement pour réaliser une machine hexaphasée en plaçant une phase en opposition sur les stators en regard :

- une phase à  $\pi$  sur le stator 2 ;
- une phase à  $\frac{5\pi}{3}$  sur le stator 4 ;
- une phase à  $\frac{\pi}{3}$  sur le stator 6.

Il suffit donc de changer le sens de bobinage des stators 2, 4 et 6. Le résultat reste le même vis à vis des performances, seule une modification sur les paramètres électriques apparaît selon la connexion utilisée.

Dans les deux cas, l'effort sur l'axe qui tend à désaxer le rotor est nul si l'entrefer est identique de part et d'autre du rotor. Il est donc possible d'étudier l'effort de plaquage en fonction d'un

jeu mécanique, mais aussi en fonction du déphasage qui existe entre les deux stators opposés s'il n'est pas nul ou égal à  $\pi$ . La partie suivante décrit deux solutions à 8 stators et 4 rotors.

#### 3.3.5.3 Solutions à 8 stators - 4 rotors

Les tableaux 3.5 et 3.6 indiquent respectivement les caractéristiques dimensionnées des deux moteurs à 8 stators : un avec un entrefer égal à 1 mm, et le deuxième avec l'entrefer réduit à 0,3 mm. Cette structure est prévue avec 8 phases déphasées de  $(k - 1) \frac{\pi}{4}$  (avec k le numéro de la phase). Les phases sur deux stators en regard sont en opposition. Comme pour les résultats précédents, on voit l'apport notable de l'entrefer réduit sur les performances volumique et massique (environ 40 %). On obtient deux moteurs avec un couple moyen de 968 N.m et 1414 N.m. L'ondulation est alors aussi plus grande dans le cas de l'entrefer réduit.

L'évolution des couples sur les machines finales sont illustrées sur les figures 3.24 et 3.25. À même entrefer, l'augmentation du nombre de phases montre bien l'augmentation du couple moyen dans le volume donné (environ 7 %). Cependant dans le cas de la machine à 8 stators, l'ondulation est alors plus importante. L'harmonique de rang 8 sur le couple monophasé est plus grand que l'harmonique de rang 6. Sur la machine final, il est égal à 8 fois la valeur sur le couple monophasé. Il en résulte sur les couples totaux une plus forte ondulation de cet harmonique non annulé. L'intérêt obtenu par l'utilisation d'un plus grand nombre de stators/rotors dans ce cas peut être fortement entaché par cette ondulation, notamment dans la structure à entrefer réduit où l'effet plus important de reluctance variable impose de plus grandes variations de couple.

Par exemple, un dimensionnement d'un moteur à 10 stators d'entrefer 0,3 mm donne un résultat équivalent en termes de couple moyen, mais avec une ondulation de seulement 75 N.m (comparée à 469 N.m pour le moteur avec 8 stators).

L'harmonique de rang 8 sur le couple provient de la présence d'harmonique de rang 3 sur la perméance vue de l'entrefer et en majorité du produit des harmoniques de rang 3 et 5 du potentiel magnétique créée par les aimants. Le calcul est similaire au calcul du couple de détente  $C_{det}$  et de l'énergie électromagnétique  $W_{em det}$  suivantes [JAC08] :

$$C_{det} = \frac{1}{N_r \times \omega} \frac{\partial W_{em det}(t)}{\partial t} \quad (3.18)$$

$$W_{em det}(t) = \iiint_{V_e} \frac{b_{nr}(\theta, t)^2}{2\mu_0} dV_e \quad (3.19)$$

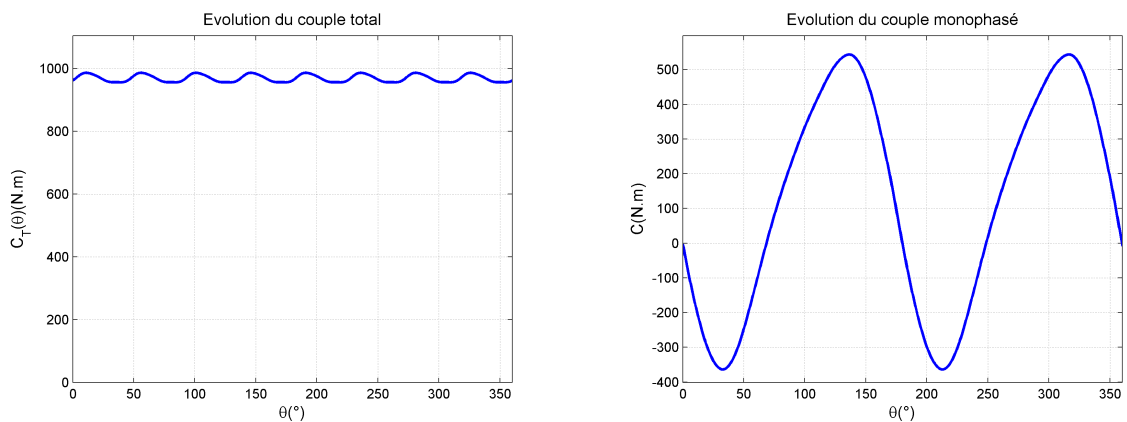
Il est alors possible d'exprimer l'induction rotorique créé par les aimants dans l'entrefer  $b_{nr}(\theta, t)$  en fonction du potentiel magnétique  $V(\theta, t)$  et de la densité de perméance  $P(\theta)$  :

$$b_{nr}(\theta, t) = V(\theta, t) \times P(\theta) \quad (3.20)$$

Pour réduire cette ondulation importante, il faut alors agir sur la composante de la perméance en modifiant la largeur d'encoche ou en ajoutant des isthmes d'encoche. Les isthmes

<b>Géométrie générale</b>	
Diamètre interne $D_{int}$ , [mm]	175
Diamètre externe $D_{ext}$ , [mm]	416
Entrefer $e$ , [mm]	1
Longueur machine, [mm]	131,5
Masse totale de la machine, [kg]	102
<b>Stator</b>	
Nombre d'encoches $N_s$	136
Hauteur d'encoche $h_{enc}$ , [mm]	11,2
Largeur d'encoche $l_e$ , [mm]	4,25
Hauteur du disque de culasse magnétique $h_c$ , [mm]	1,3
<b>Rotor</b>	
Nombre de paires d'aimants $N_r$	68
Épaisseur du rotor d'aimants $2 \times e_a$ , [mm]	6
<b>Caractéristiques électriques et performances</b>	
Densité surfacique de courant $J$ , [A/mm <sup>2</sup> ]	6
Courant total dans une encoche $NI$ , [A]	56,9
Pertes par effet Joule totales $P_{jT}$ , [W]	1873
Force électromotrice max. par spires et par stator à $N_{nom}$ , [V]	60
Facteur de puissance	0,98
Couple moyen par stator $C$ , [N.m]	121
Couple moyen total $C_T$ , [N.m]	968
Ondulation crête à crête du couple moyen total $C_{cc}$ , [N.m]	30
Couple massique $C_m$ , [N.m/kg]	9,5
Couple linéique $C_l$ , [N.m/m]	7364
Rendement nominal $\eta$ , [%]	0,90

TABLE 3.5 – Caractéristiques d'un moteur 8 stators, avec entrefer 1 mm



(a) Couple total en fonction de l'angle électrique

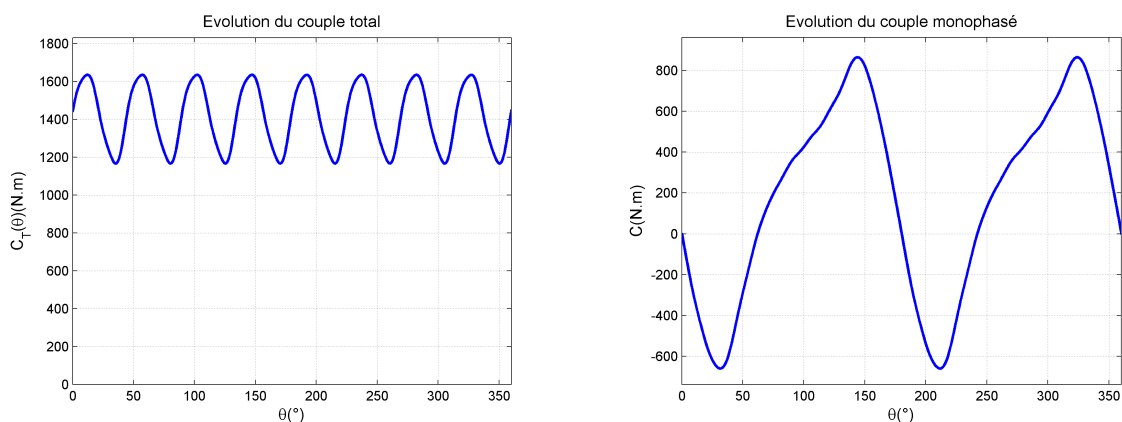
(b) Couple par module monophasé en fonction de l'angle électrique

FIGURE 3.24 – Évolutions des couples monophasé et total du moteur 8 stators, avec entrefer 1 mm

### 3.3. Résultats de l'étude paramétrique et du dimensionnement

<b>Géométrie générale</b>	
Diamètre interne $D_{int}$ , [mm]	165
Diamètre externe $D_{ext}$ , [mm]	416
Entrefer $e$ , [mm]	0,3
Longueur machine, [mm]	133,8
Masse totale de la machine, [kg]	107,6
<b>Stator</b>	
Nombre d'encoches $N_s$	136
Hauteur d'encoche $h_{enc}$ , [mm]	11,6
Largeur d'encoche $l_e$ , [mm]	4
Hauteur du disque de culasse magnétique $h_c$ , [mm]	1,8
<b>Rotor</b>	
Nombre de paires d'aimants $N_r$	68
Épaisseur du rotor d'aimants $2 \times e_a$ , [mm]	6
<b>Caractéristiques électriques et performances</b>	
Densité surfacique de courant $J$ , [A/mm <sup>2</sup> ]	6
Courant total dans une encoche $NI$ , [A]	55,9
Pertes par effet Joule totales $P_{JT}$ , [W]	1926
Force électromotrice max. par spires et par stator à $N_{nom}$ , [V]	87,2
Facteur de puissance	0,99
Couple moyen par stator $C$ , [N.m]	177
Couple moyen total $C_T$ , [N.m]	1414
Ondulation crête à crête du couple moyen total $C_{cc}$ , [N.m]	469
Couple massique $C_m$ , [N.m/kg]	13,1
Couple linéique $C_l$ , [N.m/m]	10570
Rendement nominal $\eta$ , [%]	0,93

TABLE 3.6 – Caractéristiques d'un moteur 8 stators, avec entrefer 0,3 mm



(a) Couple total en fonction de l'angle électrique

(b) Couple par module monophasé en fonction de l'angle électrique

FIGURE 3.25 – Évolutions des couples monophasé et total du moteur 8 stators, avec entrefer 0,3 mm

d'encoche ne sont pas réalisables directement sur chaque stator. Il faut donc les rajouter une fois le stator réalisé et bobiné, par exemple avec des pièces en SMC. La fabrication d'un tel stator nécessite la pose de  $N_s$  pièces en SMC sur chaque dent, ce qui complexifie et augmente le temps de fabrication.

Il est également possible d'agir sur l'induction magnétique créée par les aimants en modifiant l'épanouissement des aimants pour réduire les harmoniques de rang 3 et 5. Les aimants sont alors plus courts pour la même périodicité. Ceci implique une structure amagnétique entre chaque aimant. L'assemblage peut alors être plus facile car les aimants sont positionnés dans le cadre, mais les aimants sont aussi de plus petites dimensions. Il faut rajouter que cette configuration d'aimants non jointifs diminue globalement le couple moyen.

L'aspect modulaire permet d'accroître dans une certaine mesure le couple moyen dans le volume donné, et donc les performances massique et volumique. Il peut aussi permettre, sous certaines conditions, une continuité de fonctionnement de la machine dans le cas d'un module défaillant. Mais la complexité de l'assemblage mécanique et de l'alimentation peut être un frein à l'assemblage d'un nombre élevé de modules. Il est aussi nécessaire de prévoir l'ondulation de couple qui peut être gênante selon l'agencement choisi.

### 3.4 Conclusion

L'objectif principal de ce chapitre est l'étude d'une machine polydiscoïde à bobinage dentaire et à couplage polaire. Comme dans l'étude de machines polyentrefers classiques, l'étude se fait à partir d'une cellule élémentaire. Une fois le cahier des charges précisé, il est alors possible de dimensionner un moteur en fonction des contraintes telles que le volume disponible, la fréquence maximum et la vitesse de rotation. Afin de dimensionner la machine, il est nécessaire de choisir une méthode pour calculer le couple et réaliser un dimensionnement thermique. Pour cette machine, le couple est calculé par une méthode basée sur l'aire du cycle de conversion énergétique et l'approche thermique est simplifiée afin de pouvoir comparer les performances d'un élément mono-entrefer dans les mêmes conditions.

Une approche paramétrique a permis d'observer l'évolution des performances et de dégager les tendances pour les accroître dans le volume donné : il est nécessaire d'utiliser le maximum de la surface disponible d'entrefer en utilisant une largeur d'encoche minimum défini par le rayon minimum disponible. L'accroissement dans une certaine mesure de la densité de courant permet d'augmenter le couple massique et volumique, au détriment du couple par stator. De façon inverse, la diminution de l'épaisseur d'aimant permet d'accroître le couple massique et le couple volumique. Cependant pour garantir la rigidité du rotor et un assemblage simple, le couple par stator et l'épaisseur d'aimant ne peuvent être trop faibles.

La comparaison de l'impact de l'entrefer montre bien l'intérêt notable d'une structure à un entrefer réduit à son minimum. Pour cela il est nécessaire d'avoir le système de compensation des efforts de plaquage, et donc de suppression de la friction, qui existent entre rotors et stators lorsqu'ils sont en contact. Une telle structure permet aussi de garantir plus facilement un entrefer constant si les épaisseurs des différentes couches sont maîtrisées. De plus, le fait de

### 3.4. Conclusion

---

garder les rotors et stators en contact garantit une plus grande rigidité de l'ensemble. Il est donc nécessaire de prévoir le système d'annulation des efforts axiaux qui s'exercent entre les disques d'extrémité comme présenté au chapitre 2.

La technologie polyentrefer est basée sur le principe d'accroissement de la fréquence, or l'étude paramétrique montre la limitation des performances en fonction de la fréquence qui s'explique par une diminution non linéaire de l'entrefer dans les mêmes proportions que l'augmentation de la fréquence. Cette augmentation de fréquence impose des éléments de très petites tailles (une fréquence de 200 Hz impose déjà 136 aimants par rotor), et les limites de faisabilité mécanique sont atteintes très rapidement. Pour ce cahier des charges et cette structure, nous pouvons retenir que la fréquence optimum de fonctionnement est autour de 200 Hz, la largeur d'encoche doit être proche de 4 mm. Un compromis s'opère alors sur la densité de courant et l'épaisseur d'aimant en fonction du nombre de stator choisi dans le volume donné.

Ce choix du nombre de stators et donc de phases s'opèrent aussi en prenant en compte l'ondulation de couple et la complexité de la structure d'électronique de puissance nécessaire pour alimenter cette machine.

Le chapitre suivant présente l'étude d'une structure à bobinage global et à couplage dentaire. Il sera alors possible de comparer ces deux structures afin de réaliser un choix de conception. Un prototype sera choisi et conçu afin de valider le dimensionnement magnétique, thermique mais aussi le système de compensation des efforts de plaquage, nécessaire à l'obtention de performances accrues.







## Chapitre 4

# Étude d'une machine polydiscoïde à bobinage global et couplage dentaire

*« Douter de tout ou tout croire sont deux solutions également commodes, qui l'une et l'autre nous dispensent de réfléchir. »*

**Henri Poincaré**



Le chapitre précédent a permis l'étude d'une machine polydiscoïde à bobinage dentaire et couplage polaire. Il a permis de dégager les tendances pour optimiser le couple dans le volume imposé par le cahier des charges. Pour compléter les travaux de ce manuscrit, ce chapitre propose l'étude d'une machine polydiscoïde à bobinage global et couplage dentaire. Ces types de structures, moins présentes pour les machines discoïdes, sont généralement plus utilisées et plus performantes pour les machines polyentrefer. En effet, elles sont adaptées à la multiplication des surfaces d'entrefer avec l'utilisation du même bobinage.

Les travaux de ce chapitre présentent donc cette structure à bobinage global. Les étapes du dimensionnement et de l'algorithme sont exposées. Une étude paramétrique est menée afin de voir l'impact des différents paramètres sur les performances de la machine. De la même façon que pour l'étude du chapitre 3, les tendances permettant d'accroître le couple dans le volume fixé sont données, ainsi que celles permettant de réduire la masse des parties actives. Cette étude montre aussi l'intérêt de l'utilisation d'une structure à entrefer réduit par rapport à une structure ayant par exemple un entrefer de 1 mm. Plusieurs solutions sont proposées à la fin du chapitre. L'étude est réalisée à partir du même cahier des charges, il n'est donc pas rappelé dans ce chapitre.

## 4.1 Présentation de la structure

La structure détaillée et étudiée dans ce chapitre est une machine polydiscoïde à couplage dentaire et bobinage global. Ce type de structure de bobinage permet d'optimiser l'utilisation du cuivre. Il n'y a alors pas de tête de bobine pouvant engendrer une perte de volume et une augmentation des pertes par effet Joule. Ce bobinage, plus facile à réaliser (de type solénoïde), permet aussi d'augmenter le nombre de surfaces d'entrefer dans le même volume. Ce type de machine est propice au découpage par module et par phase. En effet les phases sont découplées magnétiquement et sont indépendantes.

L'étude est donc réalisée sur un module monophasé, à rotor interne. Dans le but de faciliter l'étude et la structure mécanique, l'élément modulaire est réalisé avec un seul rotor et deux stators. Il est possible, pour aller plus loin dans l'utilisation de la technologie polyentrefer, d'augmenter le nombre d'entrefer en plaçant plusieurs rotors et stators sous le même bobinage et donc la même phase. L'assemblage mécanique d'un module et de la machine totale est alors plus complexe, notamment par la présence d'un grand nombre de pièces mobiles et fixes.

### 4.1.1 Vue et dimensions générales

Une vue générale de cette machine discoïde à bobinage global est représentée sur les deux figures 4.1(a) et 4.1(b). Cet élément bi-entrefer composé de deux stators et d'un rotor est illustré dans un premier temps de façon entière. Vu de l'extérieur seul les deux stators externes et la culasse de retour du flux magnétique sont visibles. La vue de droite (figure 4.1(b)) est présentée

#### 4.1. Présentation de la structure

avec un seul rotor et sans la culasse de retour de flux afin d'observer de façon plus précise l'agencement. Le disque rotorique est central. Il est composé d'aimants permanents, aimantés de façon axiale. Un solénoïde englobe les dents statoriques des deux stators ainsi que le rotor. Afin de réaliser la circulation du flux et le diriger dans la culasse de retour de flux englobant le bobinage global, un disque ferromagnétique plein est placé en continuité des dents statoriques. Ce moteur a pour particularité d'être entièrement symétrique de part et d'autre du rotor, il n'y a donc aucun effort axial sur un rotor lié à une dissymétrie électromagnétique.

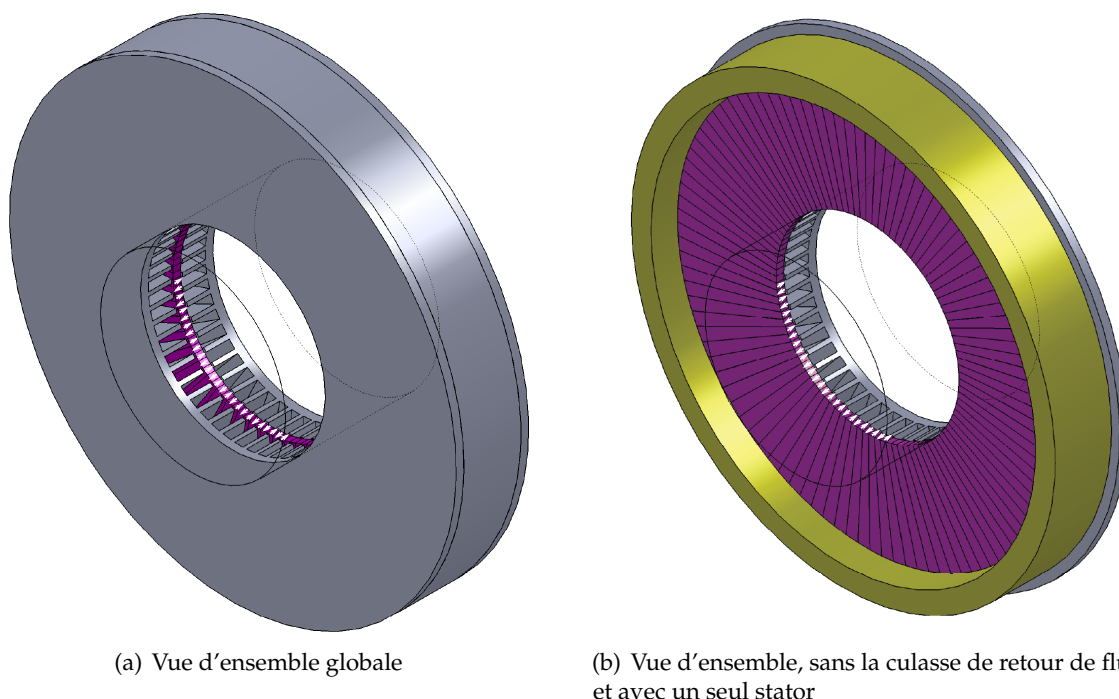


FIGURE 4.1 – Vues d'ensemble d'un élément bi-entrefer monophasé du moteur discoïde à bobinage global et couplage dentaire

Dans cette structure, le flux des courants est transverse (axial) comme celui des aimants. Ce moteur suit donc le motif A (figure 1.6(a) du chapitre 1). Les dents statoriques et la culasse de retour de flux doivent donc être feuilletées dans le sens transverse. Par contre un changement de plan du flux s'opère dans le disque statorique qui permet le passage de flux des dents vers la culasse. Il convient donc d'apporter un soin particulier dans le choix du matériau magnétique (SMC par exemple) pour limiter les pertes fer dans ce disque. Les aimants permanents sont par exemple en SmCo ou NeFeB.

Cette machine est proche de la première machine polyentrefer à aimants permanents, présentée au chapitre 1 à la figure 1.7 ([LRP87]). Cependant dans cette structure, le bobinage global englobe en plus le rotor.

La figure 4.2 illustre le trajet du flux. Le schéma est réalisé en position de conjonction. Les flux des aimants et des courants sont axiaux et circulent à travers les dents statoriques. Le flux opère alors un changement d'orientation pour être récupéré dans la culasse cylindrique de retour de flux. Il n'y a qu'une seule dent par paire d'aimants.

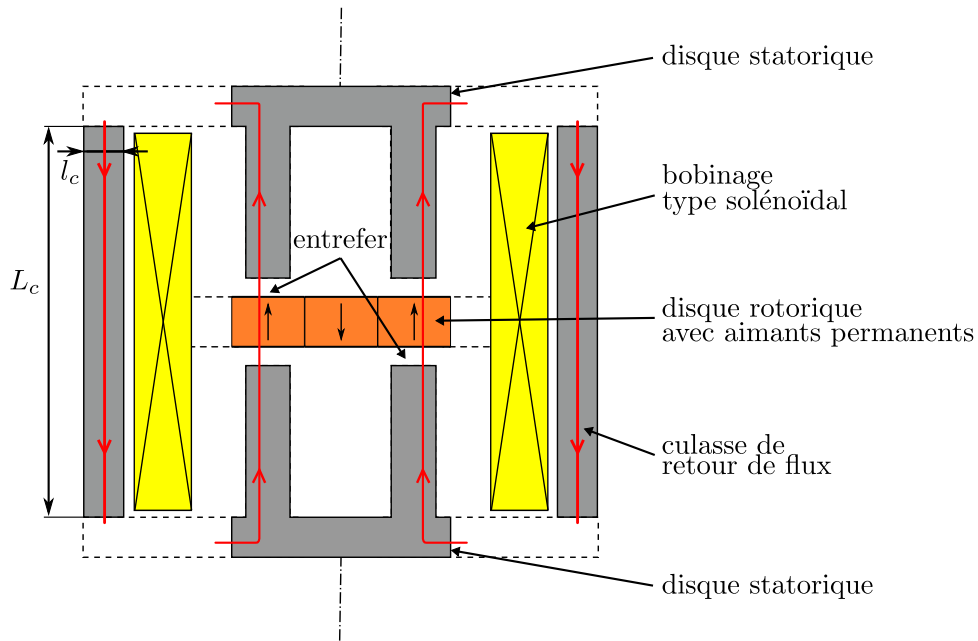


FIGURE 4.2 – Trajet du flux dans le moteur discoïde à bobinage global et couplage dentaire

Contrairement à la structure à bobinage dentaire et couplage polaire où le retour de flux s'opérait de proche en proche, la culasse cylindrique externe est donc dimensionnée pour recueillir la totalité du flux. Il est donc judicieux d'utiliser la surface totale de l'enveloppe pour réaliser la culasse afin de diminuer sa largeur  $l_c$  (largeur définie sur la longueur du rayon).

Cet élément de base bi-entrefer et monophasé est donc le module de référence pour l'étude de cette machine. La machine finale est un assemblage des modules monophasés, déphasés mécaniquement de l'angle nécessaire à la création d'un couple constant. Ces modules sont alors magnétiquement indépendants.

Pour améliorer les performances et comparer avec la structure précédente, des aimants SmCo sont choisis et du FeCo est choisi pour l'intégralité des parties ferromagnétiques de la machine.

Ce module monophasé est défini par les mêmes grandeurs générales que le moteur précédent :  $D_{int}$  et  $D_{ext}$  définissent respectivement le diamètre interne et externe de la machine. Pour entrer dans le volume cible défini dans le cahier des charges de l'étude (paragraphe 3.2.1), ces deux grandeurs doivent être à l'intérieur du volume défini par les diamètres  $D_{min}$  et  $D_{max}$ . De la même façon, la longueur finale de la machine, composée de plusieurs modules, doit être inférieure à  $L_{max}$ . Le nombre de paires d'aimants est égal à  $N_r$  et le nombre de dents à  $N_s$ . Dans ce moteur où il y a une dent par paire d'aimants, nécessairement  $N_r = N_s$ .

#### 4.1.2 Cellule élémentaire et conditions aux limites

Afin d'étudier la machine dans sa globalité, l'étude est réalisée sur la cellule élémentaire de la machine [DES88, ZIE08, ALD95] de la même façon que pour l'étude précédente. La figure 4.3 présente la cellule élémentaire de ce moteur, et ainsi les grandeurs de base de ce motif. Cette cellule est représentée à la position d'opposition, donc à flux des aimants vu par le bobinage

#### 4.1. Présentation de la structure

nul. Le tableau 4.1 présente les grandeurs géométriques du motif, mais aussi celles présentées sur la figure 4.2 permettant de définir la largeur et la longueur du cylindre de culasse de retour de flux. Celui-ci prend place au sein du module monophasé et n'est pas représenté sur la cellule élémentaire. Le rotor d'un module élémentaire présente une épaisseur d'aimant égale à  $2e_a$  (l'épaisseur d'aimant étant défini pour un motif et non le module complet).

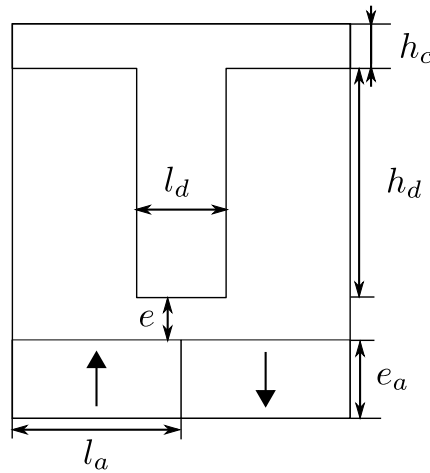


FIGURE 4.3 – Motif élémentaire du moteur discoïde à bobinage global et couplage dentaire

$l_a$ : largeur d'aimant [mm]	$h_d$ : hauteur de dent [mm]
$e_a$ : épaisseur d'aimant [mm]	$e$ : entrefer [mm]
$l_d$ : largeur de la dent magnétique [mm]	$h_c$ : épaisseur du disque de culasse rotorique [mm]
$l_c$ : largeur de la culasse de retour de flux le long du rayon [mm]	$L_c$ : longueur de la culasse de retour de flux [mm]

TABLE 4.1 – Définitions des grandeurs géométriques du moteur discoïde à bobinage global et couplage dentaire

La méthode basée sur l'aire du cycle de conversion énergétique est utilisée afin de réaliser le calcul du couple sur cette machine. Des calculs par éléments finis sont réalisés afin de mesurer le flux maximum des aimants vu par la bobine en position de conjonction. Sur la figure 4.3, le disque supérieur d'épaisseur  $h_c$  est dimensionné en fonction du flux à faire circuler, mais n'intervient pas directement dans le fonctionnement. Pour l'étude par éléments finis, une condition de périodicité peut être imposée sur les segments gauche et droite (comme pour l'étude précédente), mais dans cette condition il est alors nécessaire d'ajouter une culasse fictive sous les aimants.

Pour faciliter les conditions aux limites à imposer et réduire le temps de calcul, l'étude est réalisée sur ce motif en position de conjonction sans la présence du disque d'épaisseur  $h_c$ . La fenêtre du logiciel FEMM illustrant le dessin utilisé est représentée à la figure 4.4.

L'imposition de deux potentiels vecteurs  $A$  sur les segments gauche et droit permet d'imposer un flux vertical dans le motif. Par une série de calcul, il est alors possible de déterminer le flux dû aux aimants. Ce calcul est détaillé dans la section suivante lors du calcul de l'induction

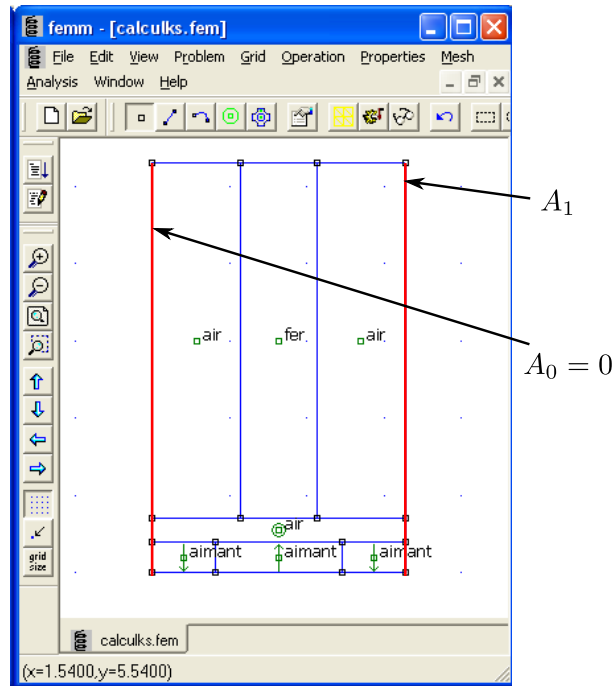


FIGURE 4.4 – Illustration des conditions aux limites pour le moteur discoïde à bobinage global et couplage dentaire

moyenne pendant le dimensionnement. Pour évaluer les performances, il est nécessaire de calculer l'effort qui s'exerce sur la surface active de la machine.

### 4.1.3 Calcul de l'effort et paramètres adimensionnels

Comme pour l'étude du moteur à bobinage dentaire, l'étude conduite permet d'obtenir l'effort surfacique par un élément mono-entrefer. Une découpe du disque est réalisée de la même façon. La figure 4.5 reprend ce raisonnement de découpe en secteur du disque. L'intégration de l'effort surfacique considéré comme constant sur un secteur, permet donc d'obtenir le couple sur le module monophasé.

De la même façon que pour la machine précédente, la largeur d'aimant  $l_a$  et la largeur de la dent  $l_d$  diminuent en fonction du rayon. Contrairement au moteur à bobinage dentaire, ici seul le rapport entre la largeur de la dent et la largeur d'un aimant est maintenu constant (appelé largeur relative de la dent). À partir des rayons  $R_1$  et  $R_2$  il est possible de déterminer la largeur d'aimant moyenne du motif :

$$l_a = 2\pi \cdot \frac{R_2 + R_1}{2 \times 2 \times N_r} \quad (4.1)$$

Deux nouvelles grandeurs sont définies :  $D_{e\ ext}$  et  $D_{e\ int}$ . Ces deux diamètres définissent les diamètres interne et externe de la surface d'entrefer, donc de la surface active. Dans cette machine  $D_{e\ int}$  est égal à  $D_{int}$ , mais par contre le diamètre externe de la machine n'est pas égal au diamètre externe de la surface d'entrefer. Il faut ajouter au rayon externe de la surface d'entrefer, la largeur du solénoïde  $l_{cu}$  et la largeur  $l_c$  de la culasse. La vue 4.6 illustre le profil de ce moteur,



#### 4.1. Présentation de la structure

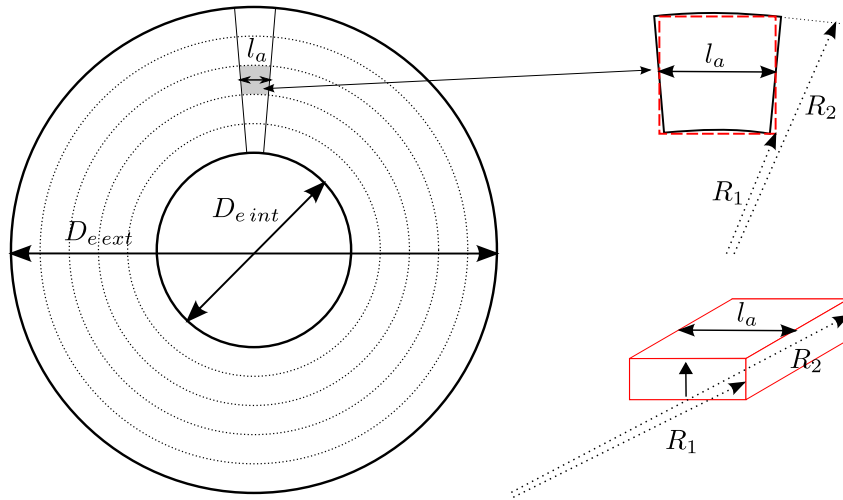


FIGURE 4.5 – Découpe d'un disque en plusieurs secteurs pour l'étude en 2D

et précise ces grandeurs.

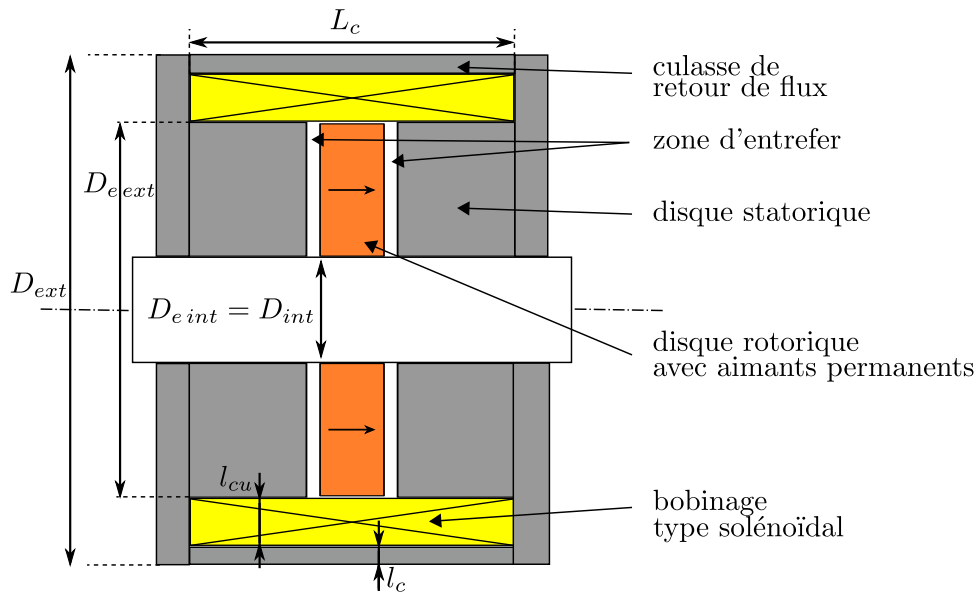


FIGURE 4.6 – Vue de profil du moteur à bobinage global et couplage polaire

Pour réaliser le calcul de l'effort grâce à l'aire du cycle énergétique, il est nécessaire de connaître le flux maximum dû aux aimants en fonction des grandeurs du motif. Afin de réaliser une étude paramétrique, il a été choisi quatre paramètres adimensionnels identiques aux études précédentes [DES88, AHM06]. Ces grandeurs sont choisies dans le but de normaliser les grandeurs par rapport à la hauteur du motif.

$$\epsilon = \frac{e}{e + e_a + h_d}, \quad \Lambda = \frac{l_a}{e + e_a + h_d}, \quad \alpha = \frac{e_a}{e + e_a + h_d} \text{ et } s = \frac{l_d}{2 \times l_a} \quad (4.2)$$

Ces paramètres adimensionnels sont définis en fonction de la hauteur du motif  $e + e_a + h_d$  qui est égale à  $\frac{L_c}{2}$ , la moitié de la longueur de la culasse de retour de flux. Ces grandeurs étant

définies, il est alors possible de réaliser les calculs nécessaires au dimensionnement des moteurs.

## 4.2 Approche du dimensionnement

Pour réaliser le dimensionnement des moteurs satisfaisants le cahier des charges, une étude paramétrique est menée. Cette étude permet d'obtenir un nombre élevé de moteurs entrants dans le volume défini par le cahier des charges, fonctionnant à la vitesse de rotation de 175 tr/min et ayant une fréquence inférieure à 800 Hz. L'étude sur le motif élémentaire A est donc réalisée pour obtenir, en fonction des différents paramètres adimensionnels l'effort surfacique. Ce motif a déjà été étudié par le passé, et les résultats permettent d'affiner l'étude décrite dans ce manuscrit. Ces résultats sont brièvement rappelés au début de cette section, puis les différentes étapes du dimensionnement d'un moteur sont données.

### 4.2.1 Études paramétriques précédentes

Les travaux issus de [DES88, AHM94] présentent des études des performances du motif A en fonction des différents paramètres adimensionnels. Ces travaux ont notamment montré que l'utilisation d'aimants jointifs était favorable à l'optimisation de l'effort surfacique développé.

Ces études ont été menées afin d'obtenir la valeur du coefficient de couplage électromagnétique, appelé ici  $K_s$ . Ce couplage est défini en fonction d'une alimentation sinusoïdale. L'équation 4.3 indique la valeur de l'effort surfacique  $F_s$  en fonction de la densité linéique de courant  $\lambda$ .

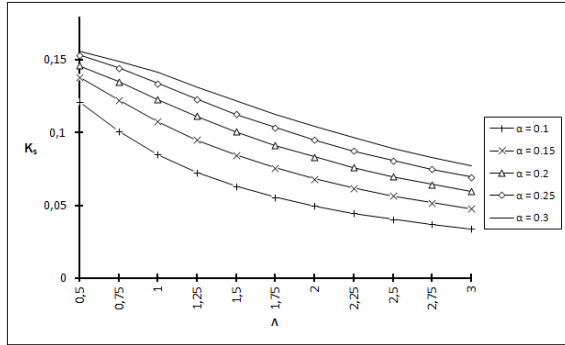
$$F_s = B_r \times \frac{e_a}{e + e_a} \times \frac{\lambda}{e + e_a} \times K_s \quad (4.3)$$

Il est alors possible d'obtenir les tendances de maximisation de ce coefficient de couplage en fonction des différents paramètres adimensionnels. Ces travaux indiquent l'utilisation d'une valeur proche de 0,3 pour la valeur de  $s$ . Ceci s'explique notamment par le fait que lors de l'utilisation de dent plus grande, l'induction magnétique s'étale dans l'entrefer, la variation de flux est alors faible. Il y a alors un faible effet de couplage. À l'opposé, lors de l'utilisation de plots étroits, les variations de l'induction sont alors très brutales. L'effort tangentiel instantané créé est alors pulsé mais à valeur moyenne très faible. Les résultats de l'influence du paramètre  $s$  montrent une faible variation de l'effort surfacique quand  $s$  est compris entre 0,2 et 0,4.

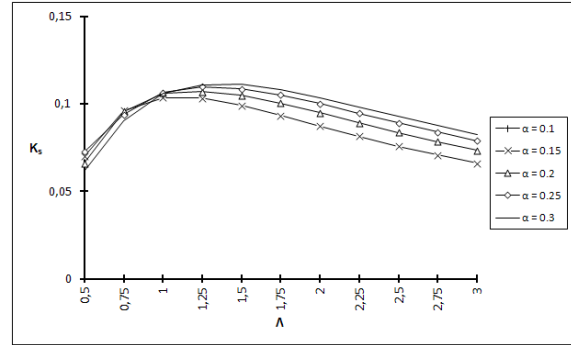
De la même façon, les résultats indiquent une valeur de  $\Lambda$  proche de 0,4 et  $\alpha$  de 0,05 pour maximiser les efforts. Des valeurs supérieures à 1,5 pour  $\Lambda$  entraînent de fortes dégradations de  $K_s$ . Cependant dans le cas d'actionneurs polyentrefers, il est difficile de réduire indéfiniment les valeurs de  $e_a$  et  $e$  pour des considérations mécaniques. De la même façon, la valeur de  $l_a$  minimum sera imposée par la fréquence maximum, la valeur de  $\Lambda$  peut alors se trouver plus grande. Les variations de ses différents paramètres sont donc aussi liées aux grandeurs du cahier des charges, et les performances surfaciques du motif dépendront de l'application et des contraintes.

## 4.2. Approche du dimensionnement

Les figures 4.7(a) et 4.7(b) illustrent des résultats d'évolution de  $K_s$  en fonction de  $\Lambda$  pour différentes valeurs de  $\alpha$ . Ces deux figures sont issues des travaux de [DES88,ME05].



(a) Évolution de  $K_s$  avec  $\epsilon = 0.05$



(b) Évolution de  $K_s$  avec  $\epsilon = 0.1$

FIGURE 4.7 – Résultats de l'évolution de  $K_s$  en fonction de différents paramètres

Pour réduire l'étude et les temps de calcul en fonction de ces résultats, il a été choisi de limiter les grandeurs suivantes pour obtenir les meilleurs résultats :

- $0,2 \leq s \leq 0,4$  ;
- $0,05 \leq \alpha \leq 0,5$  ;
- $0,3 \leq \Lambda \leq 2$  ;

La valeur de  $\epsilon$  n'est pas limitée pour le moment, car elle dépend directement de la valeur de l'entrefer, une étude sur l'influence de la valeur de l'entrefer sur les performances de la machine est présentée dans l'étude suivante.

### 4.2.2 Dimensionnement du moteur

À partir de simulations par éléments finis sur le motif présenté, il est possible d'obtenir l'induction moyenne dans l'entrefer due aux aimants. Il est alors possible d'obtenir le couple par secteur, et ensuite les performances de la machine totale. Dans cette partie sont présentées les différentes étapes du dimensionnement.

Le cahier des charges imposant un volume et une fréquence de fonctionnement (tableau 3.2), il est possible de déterminer des plages de variation de certains paramètres. Les nombres de paires d'aimants  $N_r$  et de dents  $N_s$  sont déterminés par la fréquence de fonctionnement. Ils sont donnés par l'équation suivante à la fréquence maximum de fonctionnement par exemple :

$$N_r = N_s = 60 \times \frac{f_{max}}{N_{nom}} \quad (4.4)$$

En fonction de la fréquence de fonctionnement, on peut alors déterminer les valeurs maximum et minimum de la largeur d'aimant  $l_{a\ max}$  et  $l_{a\ min}$  du disque rotorique. Les valeurs de la largeur de dent en fonction du secteur sont déterminées directement à partir de la relation suivante :

$$l_d = 2 \times l_a \times s \quad (4.5)$$

En fonction des plages de variation de  $s$ ,  $\Lambda$  et  $\alpha$ , des valeurs de  $J$  et des pertes par effet Joule il est alors possible de déterminer toutes les possibilités géométriques de moteur. Cependant, la surface active (d'entrefer) dépend de la largeur de culasse  $l_c$ . Cette valeur ne peut être déterminée qu'en fonction du motif déjà simulé. Il est donc nécessaire de faire plusieurs itérations pour connaître la valeur de  $l_c$  par approximation et enfin les différentes performances. Les caractéristiques géométriques de la culasse sont déterminées dans un paragraphe dédié dans la suite du document. Dans un premier temps, les calculs de l'induction moyenne et des flux sont présentés. Les calculs sur les dimensions caractéristiques de la culasse sont vus ensuite. Pour finir, le calcul du couple par stator et le dimensionnement thermique sont explicités.

#### 4.2.2.1 Calcul de l'induction moyenne

Afin de réaliser le calcul de l'induction moyenne des aimants dans le motif, deux simulations par éléments finis sont utilisées sur le motif. Ces deux étapes sont illustrées par la figure 4.8.

Seuls les potentiels vecteurs  $A_0$ ,  $A_1$  et  $A_2$  sont modifiés entre les deux simulations. Le but est de calculer la part du flux des aimants  $\phi_a$  dans le motif dans la position de flux maximum : la position d'opposition. À chaque instant, il est possible de déterminer le flux dans le motif  $\phi_T$  puisque le flux est imposé par les deux conditions aux limites sur les segments gauche et droit. La relation suivante explicite ce flux total. L'indice  $i$  correspond à la valeur de la grandeur à l'étape  $i$ .

$$\phi_{Ti} = \phi_a + k_\phi \times V_i = (A_i - A_0) \times (R_2 - R_1) \quad (4.6)$$

Le coefficient  $k_\phi$  est ici attribué pour les besoins du calcul. Il permet d'obtenir la valeur du flux en fonction du potentiel scalaire  $V$  mesuré. À partir de deux simulations distinctes, il est alors possible de déterminer les deux inconnues  $\phi_a$  et  $k_\phi$ .

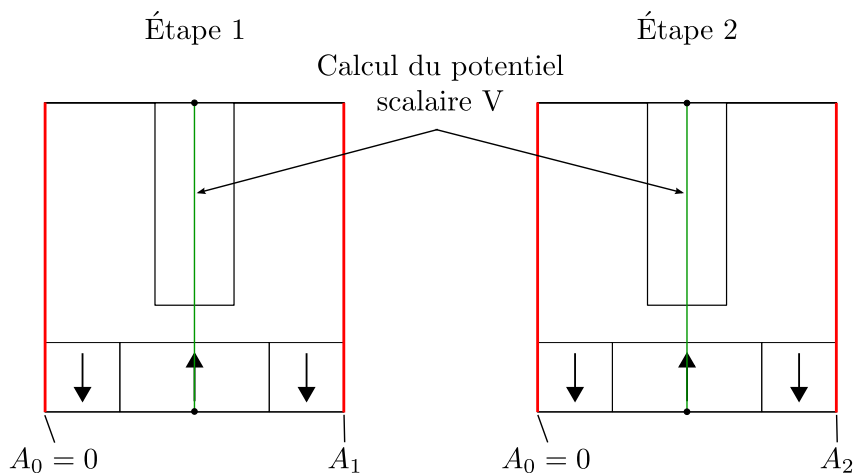


FIGURE 4.8 – Illustration du calcul de l'induction moyenne dans le motif du moteur à bobinage global et couplage polaire

À l'étape 1, le potentiel vecteur  $A_1$  est fixé à 0. Le flux total sur le motif  $\phi_{T1}$  est alors nul. En mesurant le potentiel scalaire  $V_1$  le long du segment vertical central, le flux des aimants est

## 4.2. Approche du dimensionnement

---

alors égal à :

$$\phi_a = -k_\phi \times V_1 \quad (4.7)$$

Ensuite à l'étape 2, le potentiel vecteur  $A_2$  est fixé à une valeur connue. De la même façon que précédemment, le potentiel  $V_2$  est alors mesuré. Le flux total  $\phi_{T2}$  est alors égal à :

$$\phi_{T2} = \phi_a + k_\phi \times V_2 = (A_2 - A_0) \times (R_2 - R_1) \quad (4.8)$$

En remplaçant  $\phi_a$  par la valeur trouvée dans l'équation 4.7, on peut extraire la valeur de  $k_\phi$  :

$$k_\phi = \frac{\phi_{T2}}{V_2 - V_1} = \frac{A_2 \times (R_2 - R_1)}{V_2 - V_1} \quad (4.9)$$

Le flux des aimants  $\phi_a$  recherché et nécessaire au calcul de  $B_{moy}$  est alors donné par la relation suivante :

$$\phi_a = -\frac{A_2 \times (R_2 - R_1)}{V_2 - V_1} \times V_1 \quad (4.10)$$

Cette équation montre bien qu'il est nécessaire de réaliser deux simulations avec  $A_1 = 0$  pour la première, et  $A_2$  fixé ensuite, et de mesurer le potentiel scalaire  $V$  sur ces deux simulations.

L'induction moyenne spatiale maximum  $B_{moy}$  est alors déterminée par la relation suivante :

$$B_{moy} = \frac{\phi_a}{2l_a \times (R_2 - R_1)} \quad (4.11)$$

La valeur du flux des aimants ainsi calculée, il est nécessaire de déterminer les grandeurs de la culasse de retour de flux.

### 4.2.2.2 Calcul de la géométrie de la culasse

L'élément de culasse permettant le retour du flux est composé de trois parties distinctes :

- les deux disques de culasse d'épaisseur  $h_c$  et de diamètres externe et interne  $D_{ext}$  et  $D_{int}$ , intégrés aux deux stators et à leurs dents ;
- le cylindre de retour de flux d'épaisseur  $l_c$  et de longueur  $L_c$ , ayant pour diamètre externe  $D_{ext}$ .

Un disque et le cylindre sont représentés sur la figure 4.9. Le diamètre  $D_{int\ culasse}$  est ajouté pour définir le diamètre interne du cylindre de la culasse de retour de flux. Les relations suivantes doivent donc être vérifiées :  $D_{ext} = D_{int\ culasse} + 2 \cdot l_c$  et  $D_{int\ culasse} = D_{ext} + 2 \cdot l_c$  ( $D_{ext}$  est le diamètre externe de la surface active).

Pour déterminer les grandeurs nécessaires à cette culasse, il faut connaître le flux total maximum à faire circuler dans la culasse. Dans ce moteur, le flux dû au courant n'est pas négligeable car le bobinage global englobe la surface totale active. Le calcul du paragraphe précédent a permis d'obtenir la part du flux dû aux aimants. La valeur de  $k_\phi$  permet de connaître la part du flux dû au courant dans le motif. Le flux total maximum sur un motif est alors égal

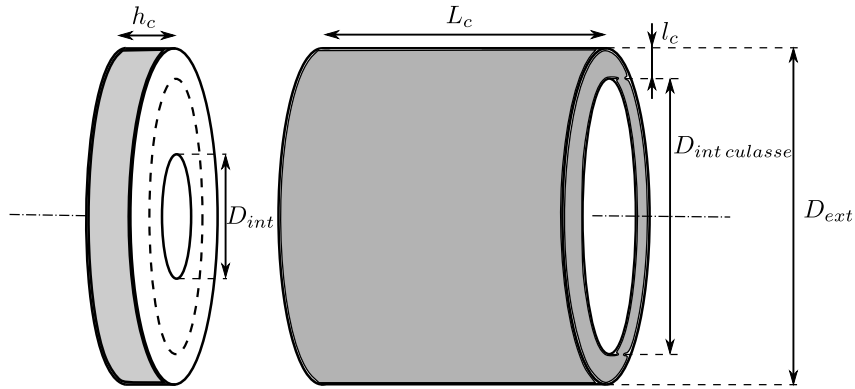


FIGURE 4.9 – Illustration de la culasse de retour de flux

à :

$$\phi_a + k_\phi \times NI\sqrt{2} \quad (4.12)$$

Ce flux est calculé sur un motif de forme parallélépipédique. En considérant ces flux correspondant à des inductions moyennes considérées comme constantes sur le secteur, on peut en déduire le flux maximum  $\phi_{T\max}$  à faire passer dans l'intégralité de la culasse :

$$\phi_{T\max} = \sum_{\text{secteur}} \left( (\phi_a + k_\phi \times NI\sqrt{2}) \times \frac{\pi \times (R_2^2 - R_1^2)}{2l_a \times (R_2 - R_1)} \right) \quad (4.13)$$

Le flux maximum total par secteur est obtenu en divisant le flux de l'équation 4.12 par la surface du motif, et en multipliant par la surface d'un secteur total. L'ajout des flux maximums de chaque secteur permet d'évaluer le flux total maximum  $\phi_{T\max}$  passant dans le disque et le cylindre de la culasse de retour de flux.

En choisissant une valeur maximum d'induction  $B_c$  (choisie à 1,2 T), il est alors possible d'évaluer les grandeurs  $h_c$  et  $l_c$ . À partir de la figure 4.9, ces deux grandeurs géométriques sont calculées selon les relations donnant la valeur du flux maximum et les surfaces de passage concernées. Dans le disque d'épaisseur  $h_c$ , il est possible d'écrire :

$$\phi_{T\max} = B_c \times \text{Surface} = B_c \times h_c \times \pi \times D_{\text{int culasse}} \quad (4.14)$$

Dans le cylindre de retour de flux, de la même façon, on obtient :

$$\phi_{T\max} = B_c \times \text{Surface} = B_c \times \pi \left( \frac{D_{\text{ext}}^2}{4} - \frac{D_{\text{int culasse}}^2}{4} \right) \quad (4.15)$$

Il est alors possible de déterminer les deux grandeurs caractéristiques de la culasse :

$$l_c = \frac{D_{\text{ext}} - D_{\text{int culasse}}}{2} = \frac{D_{\text{ext}}}{2} - \sqrt{\frac{D_{\text{ext}}^2}{4} - \frac{\phi_{T\max}}{B_c \times \pi}} \quad (4.16)$$

## 4.2. Approche du dimensionnement

---

$$h_c = \frac{\phi_{Tmax}}{B_c \times \pi \times D_{int culasse}} \quad (4.17)$$

La longueur de la culasse  $L_c$  est directement liée à la hauteur du motif d'étude. La largeur de la culasse  $l_c$  impactant directement la surface active du moteur, plusieurs itérations sont réalisées dans l'algorithme pour approcher les bonnes valeurs du flux et de  $l_c$ .

### 4.2.2.3 Calcul de l'effort surfacique

Lorsque les grandeurs géométriques du moteur sont fixées, le couple de chaque secteur peut être déterminé. En fonction du cycle de conversion, avec une alimentation sinusoïdale, décrit à la figure 3.9 du chapitre 3, on détermine l'équation 4.19. Cette méthode utilisée pour la détermination de l'effort est donnée en fonction de la valeur du flux maximum dû aux aimants, ici égal à :

$$\pi \times (R_2^2 - R_1^2) \times B_{moy} \quad (4.18)$$

Cette valeur de flux est obtenue en considérant l'induction moyenne des aimants constante sur un secteur. À partir de  $\Theta_{N_r}$  qui est égal à  $\frac{2\pi}{N_r}$ , on en déduit alors le couple par secteur suivant :

$$C_{secteur} = \frac{W_{mT}}{\Theta_{N_r}} = \frac{N_r \times NI\sqrt{2} \times \pi \times (R_2^2 - R_1^2) \times B_{moy}}{2} \quad (4.19)$$

Le couple par stator  $C$  est alors donné par la somme des couples sur l'ensemble des secteurs. Pour réaliser ce calcul, il a été nécessaire de connaître le courant injecté dans le moteur. Le courant est déterminé par le dimensionnement thermique du moteur présenté dans la suite.

### 4.2.2.4 Dimensionnement thermique

Dans le moteur précédent à bobinage dentaire et couplage polaire, la surface d'échange thermique était quasiment constante à volume externe fixé. Il était alors possible d'évaluer facilement un paramètre grâce à cette valeur. Dans le cas de la machine présentée dans ce chapitre à bobinage global, la surface d'échange est plus simple : elle correspond à la surface d'enveloppe externe de la culasse de retour de flux de la machine. Cependant pour des motifs de hauteurs différentes, cette surface varie pour chaque moteur.

Afin de réaliser une comparaison entre les deux structures, il a été choisi de fixer le niveau de pertes par effet Joule par stator à une valeur proche de celle obtenue lors du dimensionnement des moteurs précédents. Ce moteur présente pourtant une possibilité accrue de refroidissement du moteur puisque la plus grande source de chaleur se trouve au plus près de la surface d'échange. Cela peut permettre donc d'accroître, par rapport au moteur précédent, le niveau de pertes Joule. Les rendements des quatre moteurs présentés dans le chapitre précédent sont compris entre 90 et 94 %. En gardant le même niveau de puissance non active, si le couple développé est meilleur, le rendement sera alors augmenté aussi, et inversement si les

performances sont plus faibles. Les quatre moteurs de l'étude précédentes présentent un niveau de pertes Joule de l'ordre de 240 W par stator (par entrefer).

Comme dans la structure précédente, seules les pertes par effet Joule sont prises en compte pour le comportement thermique de la machine. Un calcul en fonction de la fréquence de fonctionnement, le volume et les caractéristiques du fer choisi permet d'obtenir le niveau de pertes dans le fer. Il est alors possible de comparer avec le niveau de pertes Joule de la machine pour vérifier si l'hypothèse de départ est vérifiée.

En fonction de  $P_j$  et d'une valeur de densité de courant  $J$ , il est ainsi possible de déterminer la valeur du volume nécessaire du cuivre  $V_{cu}$  pour un stator :

$$V_{cu} = \frac{P_j}{\rho_{cu} \times J^2} \quad (4.20)$$

La valeur de la résistivité du cuivre  $\rho_{cu}$  est fixée comme précédemment à  $17.10^{-9} \text{ W}/(\text{m}^2.\text{K})$ . Pour un motif de hauteur définie  $\frac{L_c}{2}$ , la valeur de la largeur du solénoïde le long du rayon  $l_{cu}$  est ainsi déterminable. Le volume de cuivre permet alors de déterminer  $D_{e\ ext}$ . Afin de faciliter le montage et le fonctionnement de la machine, les diamètres interne et externe du cuivre  $D_{cu\ int}$  et  $D_{cu\ ext}$  sont légèrement différents de  $D_{int\ culasse}$  et  $D_{e\ ext}$  (jeu de 1 mm entre le rotor et le bobinage par exemple). L'évaluation du volume de cuivre en fonction du coefficient de remplissage du bobinage  $K_{re}$  (fixé à 0,5 pour le solénoïde), des diamètres et de la longueur  $L_c$ , permet de déterminer le diamètre interne du bobinage :

$$D_{cu\ int} = \sqrt{D_{cu\ ext}^2 - 8 \times \frac{V_{cu}}{K_{re} \times \pi \times L_c}} \quad (4.21)$$

La valeur de  $l_{cu}$  est alors déterminée par l'équation suivante :

$$l_{cu} = \frac{D_{cu\ ext} - D_{cu\ int}}{2} \quad (4.22)$$

Une fois ces grandeurs déterminées (obtenues par itérations afin d'approcher au mieux les grandeurs de la culasse), il est ainsi possible de connaître la surface active de la machine et donc l'induction moyenne, mais aussi la valeur du courant total  $NI$  nécessaire au calcul du couple par secteur. La valeur du courant total dans le solénoïde correspondant à un stator (un entrefer) est alors obtenue par la relation qui suit :

$$NI = K_{re} \times J \times \frac{L_c}{2} \times \frac{D_{cu\ ext} - D_{cu\ int}}{2} \quad (4.23)$$

La valeur du courant total dans un module monophasé de ce moteur est égale au double. Cette valeur sera nécessaire pour déterminer les éléments électriques de la machine.

Le dimensionnement ainsi présenté permet donc en fonction d'un cahier des charges donné de déterminer les dimensions générales et les performances d'un moteur. La section suivante présente l'étude paramétrique et les résultats de cette étude. Plusieurs moteurs sont alors obtenus par variation de plusieurs paramètres et un tri est effectué sur l'ensemble des solutions. Il est alors possible d'obtenir les tendances maximisant le couple dans le volume donné par le



cahier des charges.

### 4.3 Résultats de l'étude paramétrique

En fonction des différentes grandeurs géométriques et du courant imposé dans la machine, il est donc possible d'obtenir les performances massiques et volumiques de la machine. Une étude paramétrique en fonction des contraintes du cahier des charges est ainsi menée en faisant varier les paramètres disponibles. Ces différents paramètres de cette étude sont présentés, ainsi que la détermination de leurs plages de variation. Les étapes de cette étude paramétrique sont représentées sur un diagramme. Les résultats et les tendances pour optimiser le moteur dans le volume donné sont explicités dans la suite. Comme dans le chapitre précédent, plusieurs solutions sont présentées en fonction du nombre de stators et de la valeur d'entrefer.

Les plages de variation des paramètres adimensionnels vus précédemment permettent de définir des plages de variation pour les grandeurs  $e_a$  et  $\frac{L_c}{2}$ . Les plages de variation correspondantes à  $\alpha$  et  $\Lambda$  sont déterminées par calcul en fonction de l'enveloppe externe et la fréquence choisie. Pour rappel, les plages de variation de  $\alpha$  et  $\Lambda$  sont :

- $0,05 \leq \alpha \leq 0,5$  ;
- $0,3 \leq \Lambda \leq 2$ .

À une fréquence donnée  $f_{max}$  et diamètres interne et externe  $D_{min}$  et  $D_{max}$  fixés, on peut définir des largeurs minimum et maximum de largeur d'aimant :

$$l_{a\ min} = \frac{2\pi \times D_{min}}{4 \times N_r} \quad (4.24)$$

$$l_{a\ max} = \frac{2\pi \times D_{max}}{4 \times N_r} \quad (4.25)$$

En utilisant les plages de variation de  $\Lambda$ , on peut alors obtenir la plage de variation de  $\frac{L_c}{2}$  :

$$\frac{2 \times l_{a\ max}}{2} \leq \frac{L_c}{2} \leq \frac{2 \times l_{a\ min}}{0,3} \quad (4.26)$$

De la même façon, il est possible d'obtenir la plage de variation de l'épaisseur d'aimant en fonction de  $\alpha$  :

$$0,05 \times \frac{2 \times l_{a\ min}}{0,3} \leq e_a \leq 0,5 \times \frac{2 \times l_{a\ max}}{2} \quad (4.27)$$

L'étude sur la largeur relative de la dent  $s$  est conduite entre les valeurs 0,2 et 0,4. À partir de ces plages de variation, des variations sur la fréquence électrique et sur la densité de courant, il est possible d'obtenir une base de données de moteurs. Les différentes étapes sont précisées dans la partie suivante.

### 4.3.1 Étapes de l'étude paramétrique

Le diagramme représentant les différentes étapes de l'étude paramétrique est représenté à la figure 4.10. Cet algorithme présente plusieurs boucles et l'utilisation de simulations par éléments finis dans le cœur de l'algorithme, imposant un temps de calcul relativement important.

De la même façon que pour l'étude de la machine à bobinage dentaire et couplage polaire, les performances  $C$ ,  $C_m$  et  $C_l$  sont calculées pour chaque élément. La longueur sur l'arbre de l'élément ainsi obtenu est égale à la somme de  $\frac{L_c}{2}$  et  $h_c$  à la fin du dimensionnement. Le couple linéique  $C_l$  est pris comme référence pour le couple volumique puisque l'encombrement sur le rayon maximum est utilisé.

Cet algorithme permet d'obtenir un fichier de moteurs mono-entrefers, composant la moitié d'un module monophasé. Les performances massique et volumique restent inchangées. Le couple total, la masse et l'encombrement sont doublés. Chaque bibliothèque finale de moteurs est réalisée pour une fréquence, un entrefer et une valeur de pertes par effet Joule donnés. Les études sur ces trois paramètres sont présentées par la suite. Des choix sont alors fixés afin de voir l'effet des grandeurs géométriques et électriques de façon plus précise.

Le choix des matériaux étant le même que pour l'étude précédente : les aimants permanents sont en SmCo d'induction rémanente  $B_r$  1,1 T. Le matériau magnétique doux est défini de façon linéaire pour l'étude paramétrique, et sera ensuite du FeCo lors de la validation des performances d'un moteur par éléments finis.

L'étude est réalisée en 4 parties. Dans un premier temps sont vus l'impact de la fréquence, de l'entrefer et de la valeur des pertes par effet Joule. Ensuite une partie est consacrée à l'étude en fonction des paramètres géométriques tels que  $e_a$ ,  $s$  et  $\frac{L_c}{2}$  ou électrique comme  $J$ . Ces études permettent d'obtenir des tendances pour maximiser le couple dans le volume donné et donc de choisir plusieurs moteurs. Cette étude paramétrique nécessitant plusieurs calculs par éléments finis pour un seul moteur, le temps de calcul pour un moteur est alors plus grand. Les études sont donc volontairement limitées en nombre de points.

### 4.3.2 Impact de la fréquence

Pour caractériser l'impact de la fréquence sur les performances, plusieurs paramètres sont fixés, notamment pour réduire les temps de calcul. Les pertes Joule sont imposées à 240 W par stator (valeur semblable aux moteurs de l'étude précédente) et l'entrefer est fixé à seulement deux valeurs : 0,3 mm et 1 mm. Comme pour l'étude précédente ces deux valeurs correspondent à deux cas. Le premier où le système de compensation des efforts de plaquage est présent et est fonctionnel. Le deuxième cas est celui où l'entrefer mécanique est assez grand pour garantir qu'il n'y ait aucun contact entre les disques.

La technologie de structures polyentrefers, bien adaptée aux structures à bobinage global, impose une augmentation de la fréquence pour augmenter le nombre de surface d'entrefer. Les figures 4.11 et 4.12 illustrent l'évolution des couples massiques et volumiques des moteurs en fonction de la fréquence. Les performances des moteurs dimensionnés sont représentées dans le plan pour la plage de variation des paramètres définis auparavant.

### 4.3. Résultats de l'étude paramétrique

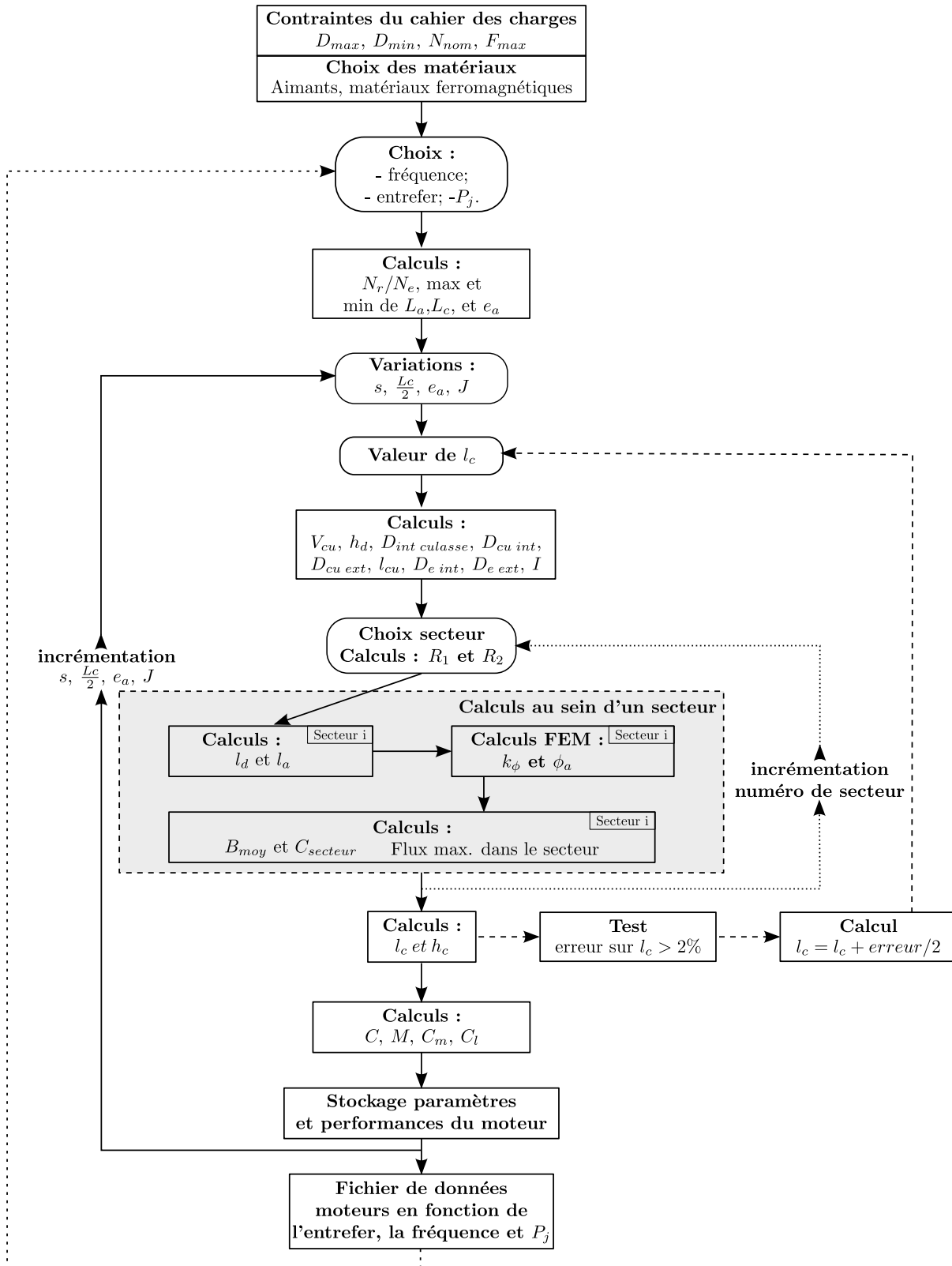


FIGURE 4.10 – Diagramme des étapes de l'étude paramétrique

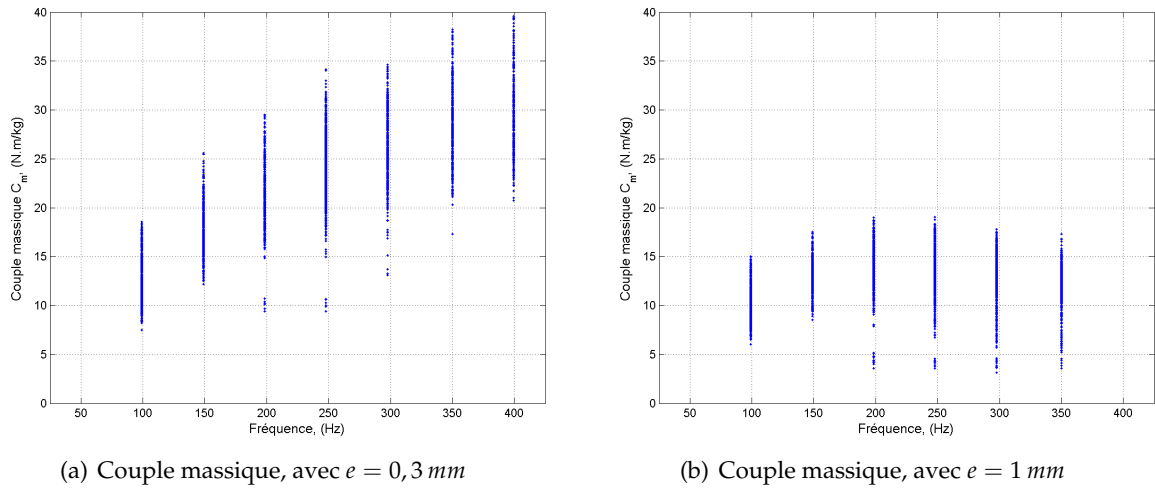


FIGURE 4.11 – Évolution des couples massiques en fonction de la fréquence

Les figures 4.11(a) et 4.12(a) illustrent les performances de la machine à entrefer réduit. Une augmentation des performances avec la fréquence apparaît. Sur la structure à entrefer d'une valeur de 1 mm, cette augmentation est moins évidente, et les performances ont tendance même à se dégrader à partir d'une certaine valeur (200 Hz). Dans le premier cas la valeur de l'entrefer est plus négligeable que dans le deuxième par rapport à la taille du motif et de l'entrefer amagnétique total (épaisseurs d'aimant et entrefer). Lors de l'augmentation de la fréquence dans le concept polyentrefer, l'entrefer doit être réduit dans les mêmes proportions que les autres grandeurs. Lorsque l'entrefer est déjà faible, qu'il reste inchangé n'apporte pas une grande différence. La décroissance des performances, que l'on voit apparaître sur les figures 4.11(b) et 4.12(b), apparaît alors plus tard, pour des fréquences plus élevées.

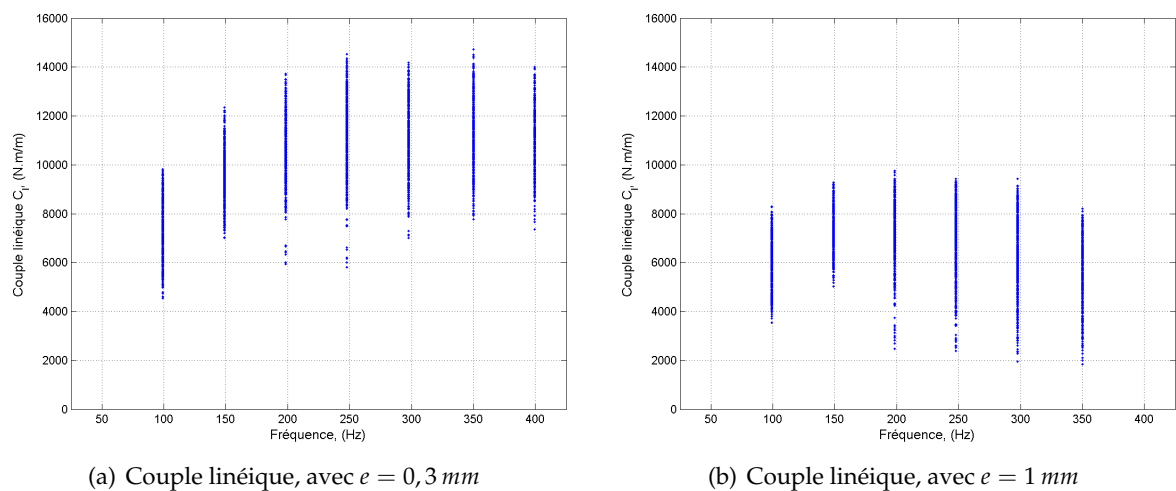


FIGURE 4.12 – Évolution des couples linéiques en fonction de la fréquence

Ces courbes indiquent la présence d'un optimum de couple linéique pour une fréquence proche de 200 Hz. En fonction de l'entrefer, le couple massique continue à évoluer ou présente

### 4.3. Résultats de l'étude paramétrique

lui aussi un optimum pour des fréquences proches de cette valeur. Il apparait que pour des fréquences supérieures, il est possible de réduire la masse de la machine. La fréquence est choisie à environ 200 Hz pour la suite, ce qui correspond à un nombre de paires d'aimants  $N_r = 68$ . Ce choix est aussi motivé pour la comparaison avec les machines à couplage polaire et bobinage dentaire du chapitre précédent. Il faut noter aussi que l'augmentation de la fréquence impacte fortement la valeur des pertes dans le fer (par hystérésis et par courants de Foucault), qui sont négligées dans le dimensionnement.

#### 4.3.3 Impact de l'entrefer

Ce paragraphe présente l'évolution des performances massiques et volumiques de la machine à bobinage global et couplage dentaire en fonction de l'entrefer. Pour cette étude, les pertes par effet Joule sont fixées à 240 W et la fréquence de fonctionnement est telle que  $N_r = 68$  (soit une fréquence proche de 200 Hz). Seuls les paramètres  $e_a$ ,  $s$ ,  $\frac{L_c}{2}$  et  $J$  varient en plus de la valeur de l'entrefer.

De la même façon que précédemment, l'étude conduite permet de placer dans le plan les couples massiques et volumiques des moteurs en fonction de la valeur de l'entrefer imposée pendant le dimensionnement. La figure 4.13(a) représente les couples massiques en fonction de l'entrefer, à fréquence fixée. Les couples linéiques sont montrés sur la figure 4.13(b).

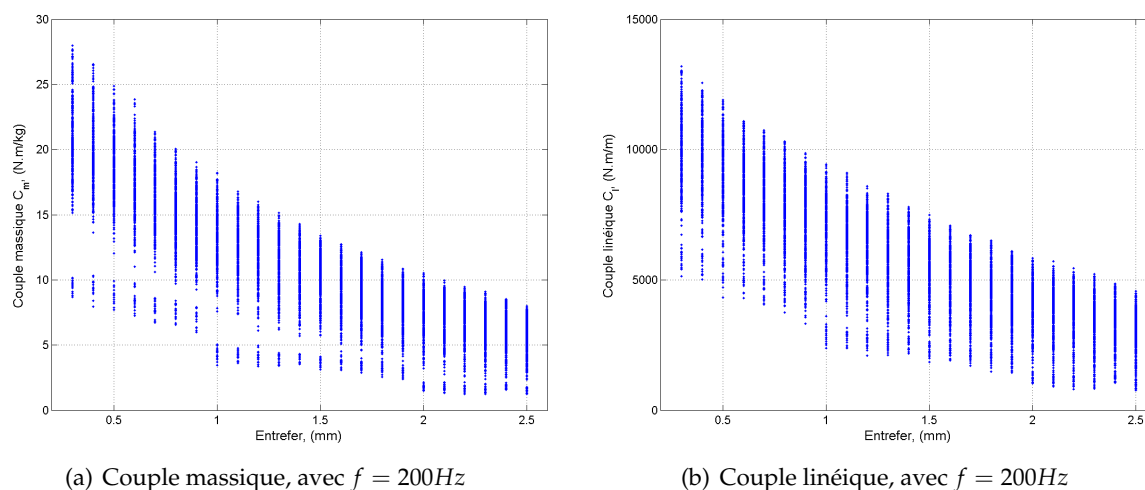


FIGURE 4.13 – Évolution des couples massiques et linéiques en fonction de l'entrefer

Comme on peut s'y attendre, les performances augmentent lors de la diminution de l'entrefer. Pour cette machine discoïde à bobinage dentaire, on peut obtenir avec la structure dite à entrefer réduit et avec système de compensation des performances atteignant 13000  $\text{N.m/m}$  et 28  $\text{Nm/kg}$ . Comparée à la machine discoïde à bobinage dentaire, cette structure permet d'obtenir de meilleures performances massiques, mais par contre les performances volumiques semblent plus faibles. Les performances massiques sont notamment meilleures puisque le cuivre est mieux utilisé et n'est pas présent dans les encoches contrairement à la structure du chapitre précédent. Il y a alors notamment un gain notable sur les têtes de bobines. Le passage

de la structure à entrefer de 1 mm à celle à entrefer réduit permet d'obtenir un gain de 55 % sur le couple massique et/ou de 40 % sur le couple linéique (l'optimum de couple massique n'est pas forcément l'optimum de couple linéique).

L'utilisation d'une machine à entrefer réduit apporte un intérêt important sur les performances pouvant être obtenues, tout cela bien évidemment si les efforts axiaux pouvant créer du frottement sont compensés. Les recherches sur ces structures à entrefer réduit avec le système de compensation semblent prometteuses. Pour la suite de l'étude, les deux entrefers de 0,3 mm et 1 mm sont gardés pour distinguer la machine à entrefer réduit et la machine à entrefer mécanique permettant d'éviter le contact entre les disques.

#### 4.3.4 Impact de la valeur des pertes par effet Joule

Ce paragraphe permet, à entrefer et fréquence fixes, d'observer l'évolution des performances massiques et volumiques en fonction de la valeur des pertes Joule dans le moteur. Comme cela a été vu dans la section précédente, ce moteur présente une capacité d'évacuation des calories surement plus intéressante que la machine à bobinage dentaire. Il est donc intéressant de voir l'évolution des performances en fonction de ce paramètre. Si les performances n'augmentent pas tellement avec la valeur des pertes par effet Joule, le rendement peut être dégradé et donc pénaliser la structure.

Les courbes présentées à la figure 4.14 montrent l'évolution des couples massiques en fonction de la valeur des pertes par effet Joule pour des machines d'entrefers 0,3 mm et 1 mm. La fréquence pour l'ensemble de cette étude est fixée à environ 200 Hz ( $N_r = 68$ ).

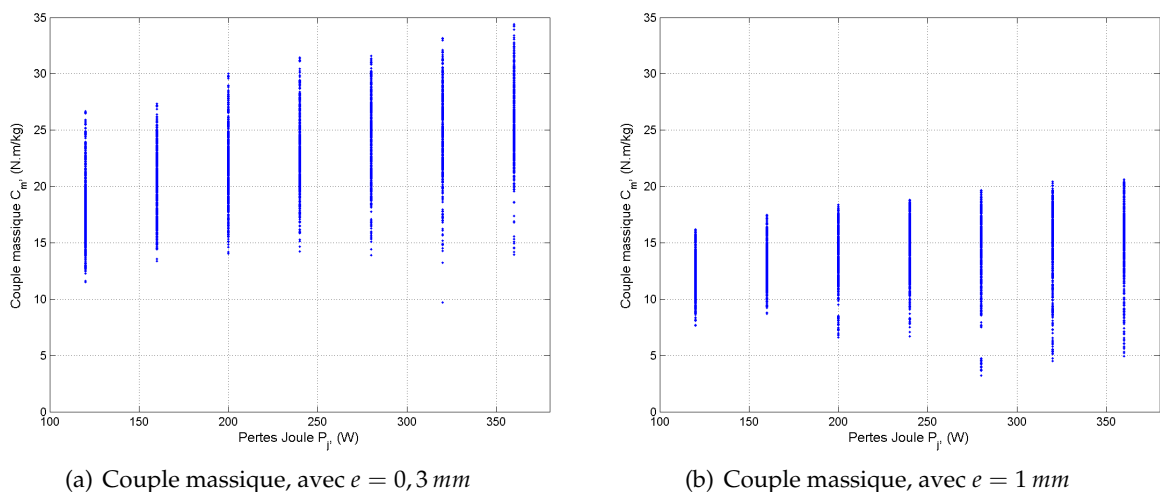


FIGURE 4.14 – Évolution des couples massiques en fonction des pertes Joule par stator

On peut remarquer une augmentation légère du couple massique en fonction des pertes Joule. Les relevés présentés à la figure 4.15 montrent l'évolution du couple linéique en fonction de la valeur des pertes Joule dans les mêmes conditions que pour les courbes précédentes.

L'évolution du couple linéique est très faible en fonction des pertes par effet Joule. En effet, lors de l'augmentation de  $P_j$ , si la hauteur du motif et la densité de courant sont gardées

### 4.3. Résultats de l'étude paramétrique

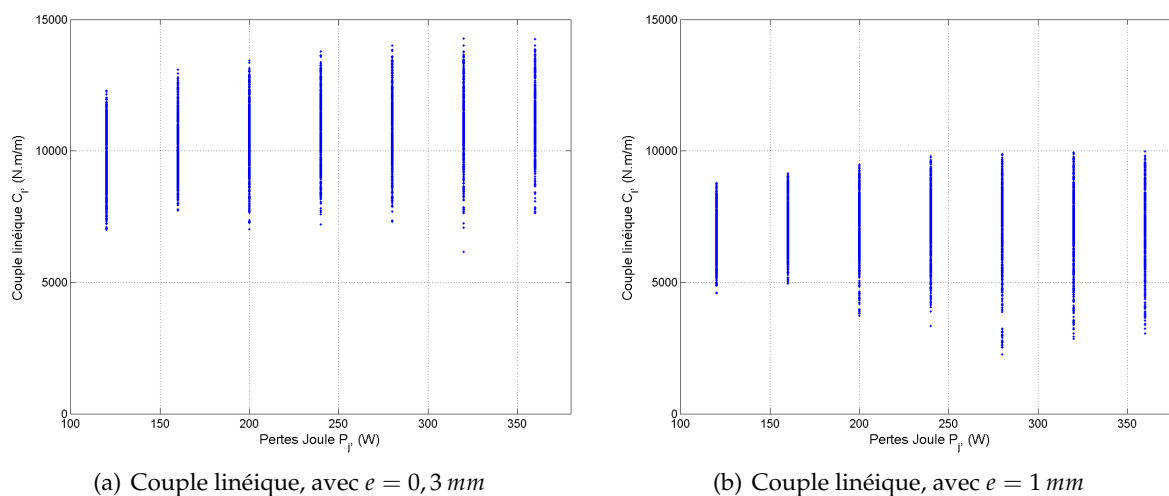


FIGURE 4.15 – Évolution des couples linéiques en fonction des pertes Joule par stator

constantes, ou en tout cas limitées, c'est le diamètre interne du solénoïde qui devient plus faible. La surface active décroît et ainsi le couple diminue. La présence d'un courant plus élevé impose aussi une culasse de retour de flux plus épaisse. Tout ceci joue sur la surface active de la machine et donc sur les performances de la machine discoïde à bobinage global et couplage dentaire. L'augmentation des pertes par effet Joule n'est donc pas forcément la meilleure action à réaliser, notamment par rapport au risque de diminuer le rendement de la machine.

Le paragraphe précédent a montré un fort impact sur les performances lors de l'utilisation d'une machine à entrefer réduit (0,3 mm) par rapport à une machine à entrefer de 1 mm. Dans le cas de la machine de la machine ayant un entrefer de 1 mm, les performances croient peu en fonction des pertes Joule. Il n'y a donc pas d'intérêt majeur à augmenter la valeur des pertes Joule dans ce cas là.

Pour la suite du manuscrit, la valeur des pertes Joule est imposée à 240 W dans le but de choisir des moteurs et de réaliser la comparaison avec la machine à bobinage dentaire et couplage polaire du chapitre 3. La suite de cette section permet de voir l'impact des grandeurs géométriques et électriques pour la recherche d'un optimum de couple.

#### 4.3.5 Influences des paramètres géométriques et électriques

Afin de réaliser l'étude suivante, il est intéressant de rappeler les paramètres qui sont désormais fixés aux valeurs suivantes :  $N_r = 68$  soit une fréquence de fonctionnement 198 Hz et  $P_j = 240 \text{ W}$ . La valeur de l'entrefer est prise à deux valeurs distinctes  $e = 1 \text{ mm}$  et  $e = 0,3 \text{ mm}$ .

Il est désormais possible de parcourir de façon plus finement les variations des 4 autres paramètres  $e_a$ ,  $s$ ,  $\frac{L_c}{2}$  et  $J$  afin de chercher les tendances permettant de dégager un optimum de couple dans le volume défini par le cahier des charges, tout cela pour une masse la plus faible possible. Les pas de variations sur  $e_a$  et  $\frac{L_c}{2}$  sont égaux aux dixièmes de la plage de variation de ses grandeurs.

L'impact de la largeur relative de la dent n'est pas observé dans ce manuscrit. L'optimum du

couple est obtenu pour des valeurs de  $s$  proches de 0,3 ([TIA96,AHM06]). Des valeurs comprises entre 0,2 et 0,4 par pas de 0,1 sont choisies.

#### 4.3.5.1 Avec entrefer réduit de 0,3 mm

Ce paragraphe est mené afin d'observer les évolutions des performances lorsque l'entrefer est fixé à la valeur de 0,3 mm. Aucun frottement n'est pris en compte. Les performances calculées sont alors identiques aux performances magnétiques. Le système présenté à la fin du chapitre 2 est donc considéré fonctionnel. Dans un premier temps, l'observation des couples linéiques et des couples massiques est réalisée en fonction de la densité de courant. Les figures 4.16 et 4.17 représentent les performances volumiques, massiques et par stator des machines dimensionnées pour différentes densités de courant.

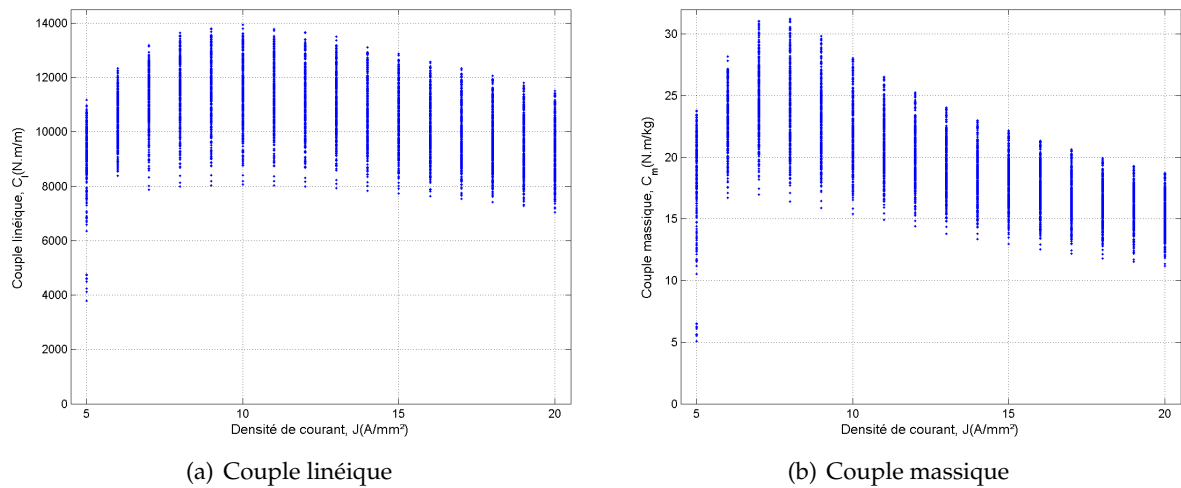


FIGURE 4.16 – Évolution des couples linéiques, massiques et par stator en fonction de la densité de courant avec  $e = 0,3$  mm

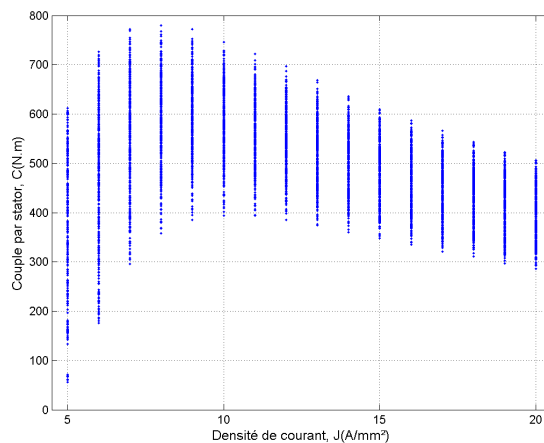


FIGURE 4.17 – Évolution des couples par stator en fonction de la densité de courant, avec  $e = 0,3$  mm

Un maximum de couple linéique est observé pour des densités de courant proches de



### 4.3. Résultats de l'étude paramétrique

10 A/mm<sup>2</sup> (figure 4.16(a)). Sur la figure 4.17, on observe des valeurs élevées de couple par stator. Cependant, cette forte valeur peut pénaliser le moteur pour notre cahier des charges : par exemple un moteur présentant un couple linéique de 13000 N.m/m et un couple par stator de 700 N.m, composé de deux modules monophasés (soit 4 stators) ne peut pas entrer dans le volume contraint. Il est donc nécessaire de contraindre le couple par stator en jouant sur les grandeurs susceptibles de le diminuer sans impacter le couple volumique.

Au delà de ces maximums, on voit apparaître une décroissance des performances avec l'augmentation de la densité de courant. Cette décroissance est plus importante pour la caractéristique de couple par stator que pour les couples massiques et volumiques.

Le choix est donc désormais d'observer l'évolution des performances pour des densités de courant comprises entre 7 et 10 A/mm<sup>2</sup>. L'ensemble de réseaux de courbes 4.18 présentent l'évolution des couples linéiques en fonction de l'épaisseur d'aimant pour des densités de courant de 7 et 10 A/mm<sup>2</sup> et pour différentes hauteurs de motifs  $\frac{L_c}{2}$ . Ces courbes ont été tracées pour une valeur de  $s$  égale à 0,2 qui semble être proche de l'optimum dans ces conditions. Les réseaux de courbes pour des densités de courant comprises entre 7 et 10 A/mm<sup>2</sup>, non tracées, sont proches de celles présentées. Sur ces figures, des courbes de tendance ont été ajoutées pour approcher les points de simulation. Les erreurs de calcul peuvent être grandes sur ce moteur car il y a une forte dépendance des performances à l'épaisseur de la culasse (impactant la surface d'entrefer) et donc la précision qui a été choisie, notamment pour réduire les temps de calculs.

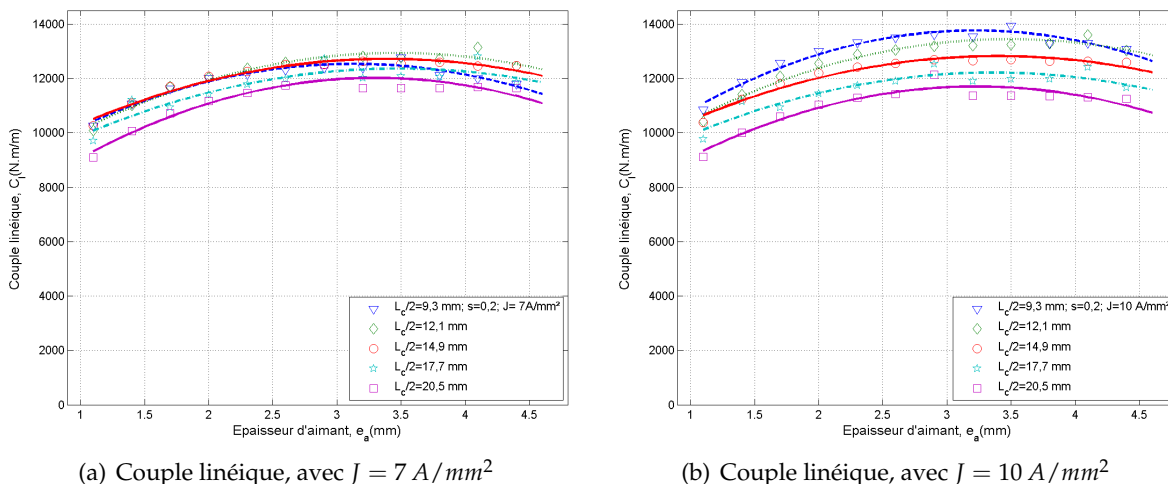


FIGURE 4.18 – Évolution des couples linéiques en fonction de l'épaisseur d'aimant et de la hauteur du motif, avec  $e = 0,3 \text{ mm}$

On note une faible dépendance du couple linéique en fonction de l'épaisseur d'aimant, avec un maximum autour de  $e_a = 2,5 \text{ mm}$ . On observe à partir de ces courbes que les performances volumiques décroissent lorsque la longueur  $\frac{L_c}{2}$  augmente. On a donc tout intérêt à obtenir des modules monophasés de faible longueur axiale pour favoriser le couple linéique. De la même façon, les courbes présentées à la figure 4.19 présentent dans les mêmes conditions les couples massiques.

On observe alors une faible décroissance du couple massique lors de l'augmentation de

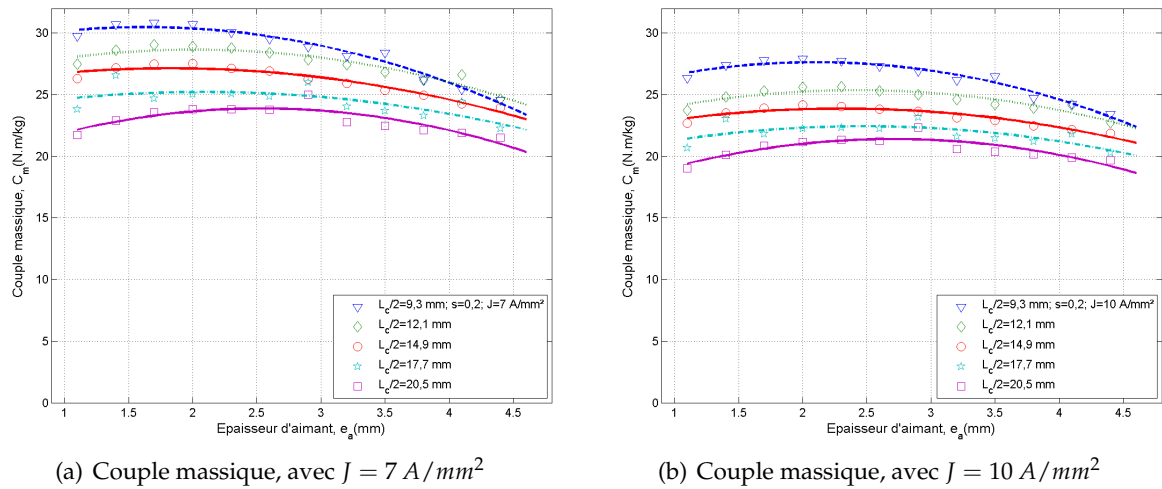


FIGURE 4.19 – Évolution des couples massiques en fonction de l'épaisseur d'aimant et de la hauteur du motif, avec  $e = 0,3 \text{ mm}$

l'épaisseur d'aimant, et une décroissance lors de l'augmentation de la hauteur du motif, et donc de la longueur axiale de la machine. Les réseaux de courbes de la figure 4.20 présentent, elles, les couples par stator. On voit apparaître une forte dépendance du couple par stator en fonction de l'épaisseur de l'aimant. Celui-ci diminue de façon plus importante avec l'augmentation de  $e_a$ .

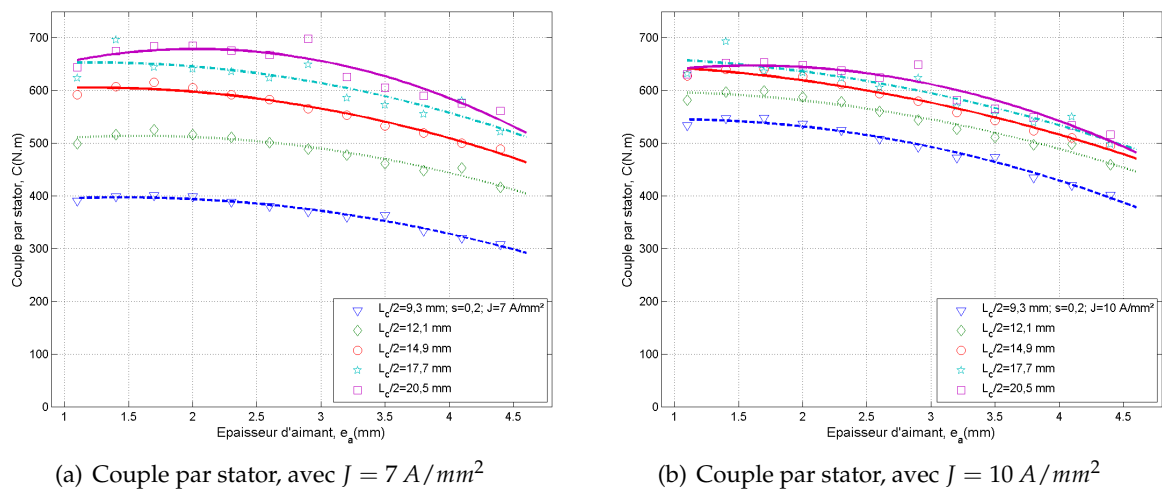


FIGURE 4.20 – Évolution des couples par stator en fonction de l'épaisseur d'aimant et de la hauteur du motif, avec  $e = 0,3 \text{ mm}$

Cette tendance peut permettre à couple linéique quasi-identique de présenter une machine ayant un couple moyen monophasé plus faible, et ainsi réaliser une machine avec plus de phases en augmentant l'épaisseur d'aimant. Sur ces courbes, le couple par stator diminue lorsque la longueur axiale de la machine diminue, ce qui n'est pas le cas des couples volumiques et massiques. Ceci va dans le sens d'augmentation de modules, et donc du nombre d'entrefers pour

### 4.3. Résultats de l'étude paramétrique

garantir un couple linéique important. Dans notre cas où la longueur sur l'axe est restreinte, cela semble une voie intéressante pour garantir un volume dans l'enveloppe cible tout en gardant un couple linéique élevé. Le couple massique est alors un peu pénalisé puisqu'il serait meilleur avec des épaisseurs d'aimant plus faibles. Pour garantir un couple linéique élevé, pour ce cahier des charges, il est donc nécessaire à entrefer de 0,3 mm d'utiliser une densité de courant proche de 10 A/mm<sup>2</sup>. Afin de convenir à la contrainte limite sur la longueur sur l'axe, il est nécessaire d'augmenter l'épaisseur d'aimant, voire la densité de courant, au détriment du couple massique qui alors n'est pas à son optimum.

#### 4.3.5.2 Avec entrefer de 1 mm

Une étude identique à la précédente est menée sur la machine discoïde ayant un entrefer de 1 mm. Cette structure part du principe qu'il est alors possible de garantir un entrefer mécanique et les disques ne sont pas en contact. Une telle structure présente alors des performances plus faibles, puisque la valeur de l'entrefer est plus grande que précédemment. La figure 4.21 présente dans le plan les couples linéiques et massiques des moteurs dimensionnés en fonction de la densité de courant. De la même façon, la figure 4.22 présente les couples par stator.

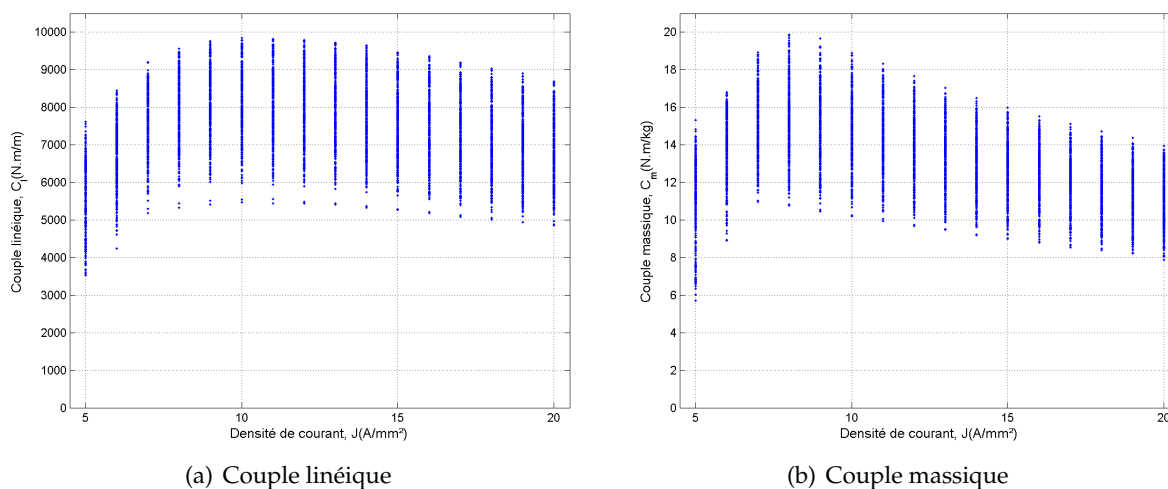


FIGURE 4.21 – Évolution des couples linéiques et massiques en fonction de la densité de courant, avec  $e = 1 \text{ mm}$

Sur ces figures, on peut observer les tendances suivantes pour ce cahier des charges et cette structure :

- un maximum de couple linéique, et donc volumique pour des densités de courant proches de 9 et 10 A/mm<sup>2</sup> ;
- un maximum de couple massique pour des densités de courant proches de 7 et 8 A/mm<sup>2</sup> ;
- que l'on obtient de forts couples par stator pour des densités de courant entre 7 et 9 A/mm<sup>2</sup>.

Le couple par stator décroît beaucoup plus vite que les couples massique et volumique. Ainsi pour la suite, les évolutions des performances sont observées pour des densités de courant

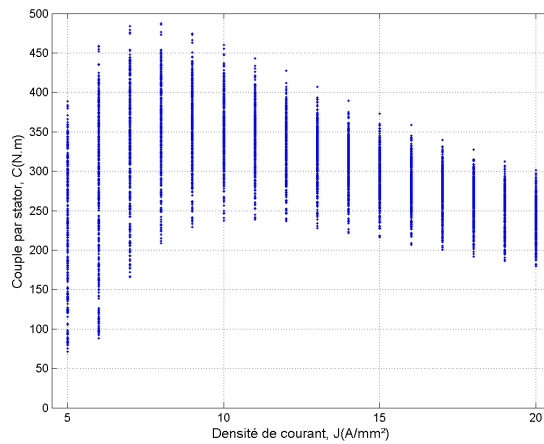
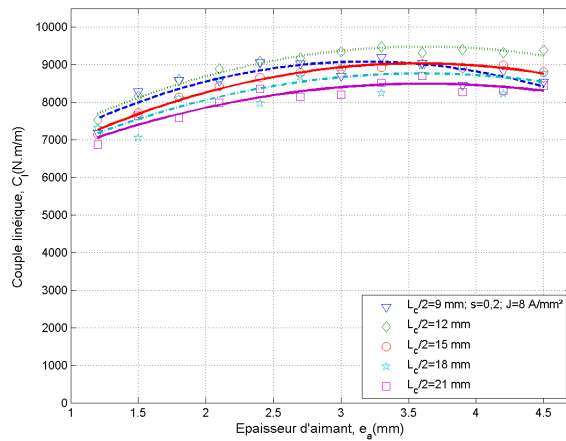


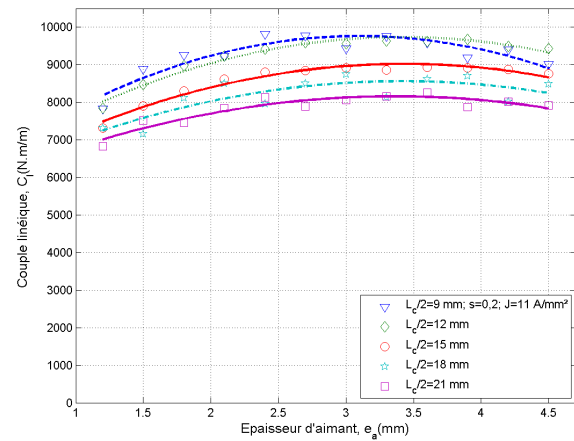
FIGURE 4.22 – Évolution des couples par stator en fonction de la densité de courant, avec  $e = 1 \text{ mm}$

égales à 8 et 11  $\text{A}/\text{mm}^2$ , représentatives des optimums cités précédemment.

Les réseaux de courbes présents à la figure 4.23 présentent l'évolution du couple linéique en fonction de l'épaisseur d'aimant  $e_a$  pour les deux densités de courant suivantes : 8 et 11  $\text{A}/\text{mm}^2$ . Les figures 4.24(a) et 4.24(b) présentent les évolutions des couples massiques et par stator en fonction de l'épaisseur d'aimant pour une valeur de  $J$  égale à 8  $\text{A}/\text{mm}^2$ . Ces courbes sont tracées pour plusieurs valeurs de  $\frac{L_c}{2}$ . Des courbes de tendance ont aussi été ajoutées pour une meilleure lisibilité des interprétations.



(a) Couple linéique, avec  $J = 8 \text{ A}/\text{mm}^2$



(b) Couple linéique, avec  $J = 11 \text{ A}/\text{mm}^2$

FIGURE 4.23 – Évolution des couples linéiques en fonction de l'épaisseur d'aimant et de la hauteur du motif, avec  $e = 1 \text{ mm}$

Le couple linéique croît de façon légère avec l'épaisseur d'aimant et semble plus élevé pour des machines de faible encombrement axial ( $\frac{L_c}{2}$  petit). Cette sensibilité sur la grandeur  $\frac{L_c}{2}$  est identique pour le couple massique (figure 4.24(a)) mais on observe un maximum du couple massique pour des épaisseurs d'aimant proche de 2,5 mm (soit un rotor complet d'épaisseur d'aimant de 5 mm).

Comme pour la structure à entrefer réduit, on observe sur les évolutions du couple par

### 4.3. Résultats de l'étude paramétrique

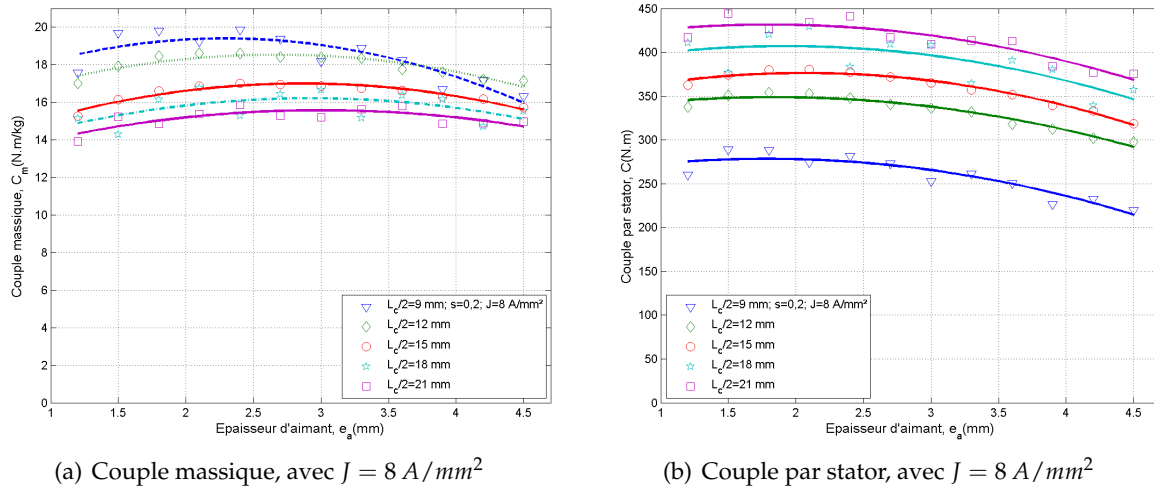


FIGURE 4.24 – Évolution des couples massiques et par stator en fonction de l'épaisseur d'aimant et de la hauteur du motif, avec  $e = 1 \text{ mm}$

stator une diminution du couple par stator avec la diminution de la longueur  $\frac{L_c}{2}$ . Le couple décroît de façon plus importante avec l'épaisseur d'aimant. Ces deux variables semblent être des grandeurs d'ajustement intéressantes pour diminuer le couple par stator sans pénaliser le couple volumique et massique, et ainsi permettre de satisfaire à un nombre de modules supérieur à 2. Il peut être envisageable d'augmenter légèrement la densité de courant pour diminuer le couple par stator pour les mêmes raisons (figures 4.21 et 4.22).

Dans cette structure, la réaction magnétique d'induit est récupérée de façon globale sur toute la surface du moteur, et notamment sur la zone de rayon minimum où la création de couple est faible. La conséquence majeure de ceci est l'apparition de faibles facteurs de puissance. Pour remédier à cela il est possible par exemple, à pertes Joule fixes, d'augmenter la densité de courant. Les résultats précédents ne prennent pas en compte ces considérations. Le paragraphe suivant présente plusieurs solutions de machines triphasées à 6 stators et 3 rotors de cette topologie de machine polydiscoïde.

#### 4.3.6 Choix de solutions

Les restrictions volontaires de l'étude limitent le nombre de solutions envisageables puisque des solutions ont naturellement été supprimées lors de la limitation de  $\Lambda$  à une valeur inférieure à 2 (équation 4.26). D'autres solutions présentant alors des couples par stator plus faibles existent, mais mènent à une machine totale avec beaucoup plus de phases que celles qui seront présentées par la suite de ce chapitre. Ces machines, de plus, ont alors de très faibles couples volumiques peu intéressants pour le cahier des charges.

Ce paragraphe a pour but de présenter plusieurs solutions résultant du dimensionnement pour le cahier des charges présenté précédemment. De part les valeurs de couples linéiques et les valeurs élevées des couples par stator, il n'y a pas beaucoup de solutions envisageables. D'autres solutions sont alors présentées dans la suite du manuscrit sans la limitation sur la

longueur sur l'axe pour voir les performances susceptibles d'être obtenues.

Un seul agencement est présenté : celui de machines triphasées composées de 6 stators et 3 rotors, soit 3 modules monophasés déphasés d'un angle de  $\frac{2\pi}{3}$ .

En fonction des résultats vus précédemment, il est possible de trier et trouver la solution optimum en fonction des critères et objectifs fixés. Les moteurs étant choisis, il est alors possible de réaliser des simulations par éléments finis permettant d'obtenir une valeur plus exacte du couple développé, notamment par le choix de matériaux donc les caractéristiques ne sont plus linéaires. La méthode du tenseur de Maxwell est utilisée pour la réalisation des calculs d'effort surfacique.

#### 4.3.6.1 Solutions répondant au cahier des charges

Deux solutions à 6 stators sont présentées ici. Ces solutions composées de 6 stators et 3 rotors internes, sont le résultat du dimensionnement présenté précédemment. Les simulations par éléments finis permettent d'obtenir une valeur plus précise du couple développé, présenté juste après les tableaux de caractéristiques générales.

La figure 4.25 représente l'aménagement des phases à réaliser dans la machine triphasée composée de 3 modules monophasés et composée au total de 6 stators et 3 rotors.

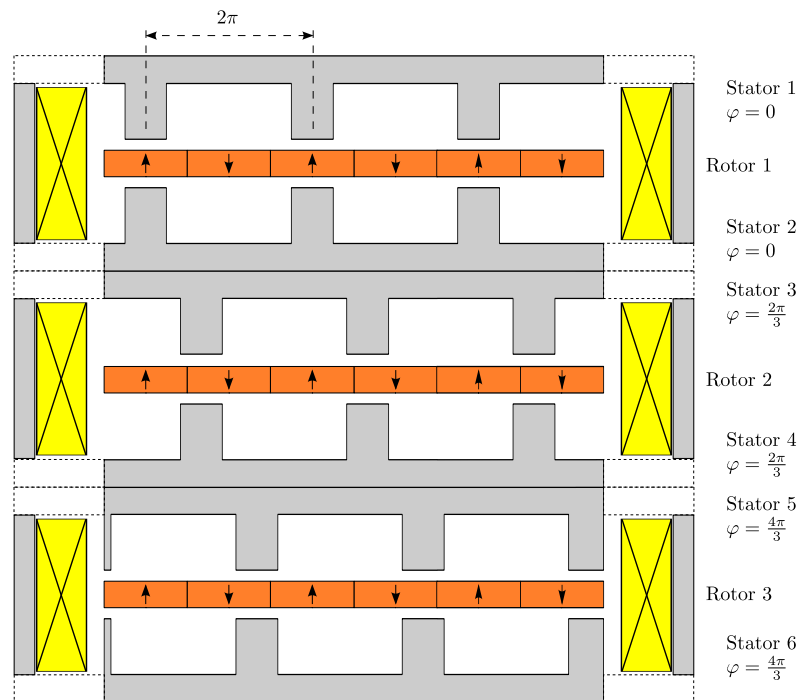


FIGURE 4.25 – Agencement du moteur polydiscoïde 6S-3R triphasé à bobinage global

On retrouve alors les 3 phases (les 3 modules) : la première sur les stators 1 et 2, la phase 2 sur les stators 3 et 4, et la phase 3 sur les stators 5 et 6. Les 3 modules sont bien évidemment déphasés de  $\frac{2\pi}{3}$  entre eux. Cet agencement le plus simple et le plus petit permet d'obtenir une machine triphasée. Chaque module monophasé, composé d'un rotor et de deux stators est indépendant magnétiquement des autres modules. Il existe une parfaite symétrie de part et

### 4.3. Résultats de l'étude paramétrique

---

d'autre du rotor dans chaque module qui permet d'équilibrer les efforts d'attraction sur le rotor. Cet agencement permet d'annuler les harmoniques de rang 2, 4 et 8 de la structure. Il persiste donc sur le couple une ondulation de fréquence 6 fois plus grande que la fréquence nominale.

Le premier tableau 4.2 présente une machine ayant un entrefer de 0,3 mm et le deuxième tableau 4.3 celui à entrefer de 1 mm. Les courbes du couple total et du couple par module monophasé (donc deux stators) sont représentés sur les figures 4.26 et 4.27. La simulation par éléments finis permet aussi d'estimer la valeur du facteur de puissance de la machine.

Ces deux machines de longueur axiale proche (environ 130 mm) présente un couple moyen de 972 et 956 N.m. On voit alors qu'il n'y a pas de forte différence sur le couple moyen total développé. Les couples linéiques (7638 et 7306 N.m/m) sont proches. La machine à entrefer réduit annonce de meilleurs performances, mais pas dans les proportions attendues. Seul un gain sur le couple massique est réalisé d'environ 50 % (passage de 10,7 N.m/kg à 15,7 N.m/kg).

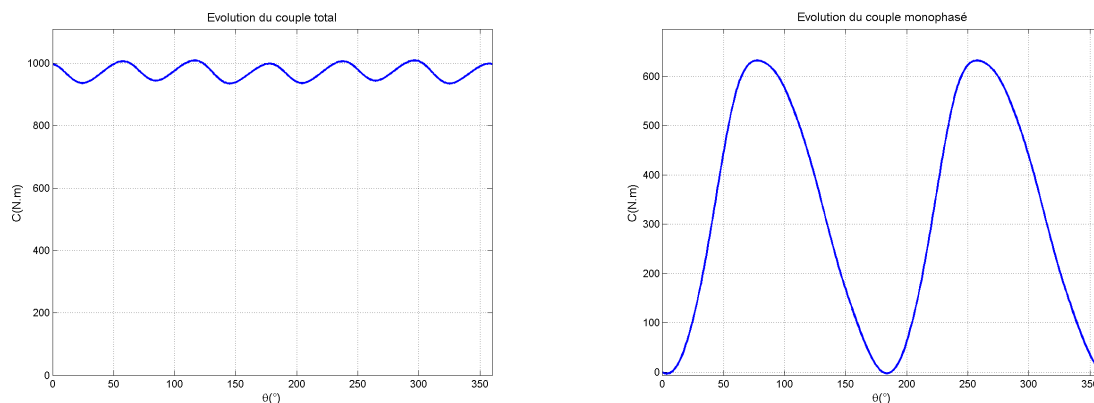
La machine à entrefer de 0,3 mm a un facteur de puissance de 0,17, fortement dégradé par une valeur de densité de courant faible. Le couple total présente une ondulation crête à crête inférieure à 8 % du couple moyen.

La machine à entrefer de 1 mm présentée au tableau 4.3 présente un facteur de puissance de 0,47 et une ondulation crête à crête de l'ordre de 11 % du couple moyen. Le facteur de puissance est supérieur à la machine à entrefer réduit. Deux raisons majeures sont à l'origine de cette amélioration du facteur de puissance. Dans un premier temps la réaction magnétique d'induit, pour deux machines seulement différentes de la valeur d'entrefer est plus importante dans la machine à entrefer réduit. L'inductance de la machine sera alors plus élevée. De plus, dans le cas de la deuxième machine la densité de courant est plus élevée. Ceci permet, à pertes Joule fixes, de diminuer la quantité de courant et d'augmenter la surface d'entrefer, et donc le flux des aimants (la force électromotrice par spire est alors plus élevée). La proportion du flux généré par les aimants comparé à celui généré par les courants est alors plus grande dans le cas de la machine à entrefer plus grand.

La machine à entrefer réduit ne permet donc pas d'obtenir pour ce cahier des charges, et notamment à cause de la contrainte sur la longueur axiale, un couple linéique beaucoup plus élevées que pour la machine à entrefer mécanique de 1 mm. Comparées aux machines à bobinage dentaire et couplage polaire proposées au chapitre 3, les performances obtenues sont bien plus faibles pour la structure à entrefer réduit. À titre d'exemple, la machine proposée au tableau 3.4 du chapitre précédent affiche un couple supérieur à 1320 N.m. Les performances volumiques sont comparables pour la machine à entrefer de 1 mm. Un net avantage sur le couple massique est apporté par la structure à bobinage global. Les couples massiques obtenus sont plus grand d'au moins 25 %, malgré les limitations liées à la longueur axiale. La suite permet de voir les performances possibles sans limitation sur la longueur axiale de la machine, et avec des facteurs de puissance meilleurs pour la structure à entrefer réduit.

<b>Géométrie générale</b>	
Diamètre interne $D_{int}$ , [mm]	155
Diamètre externe $D_{ext}$ , [mm]	416
Entrefer $e$ , [mm]	0,3
Longueur machine, [mm]	127,2
Masse totale de la machine, [kg]	62
<b>Stator</b>	
Hauteur de dent $h_d$ , [mm]	5,5
Largeur relative de dent $s$	0,2
Épaisseur du disque de culasse magnétique $h_c$ , [mm]	11,9
Largeur de culasse de retour de flux le long du rayon $l_c$ , [mm]	11,6
Largeur du solénoïde le long du rayon $l_{cu}$ , [mm]	88,2
<b>Rotor</b>	
Nombre de paires d'aimants $N_r$	68
Épaisseur du rotor d'aimants $2 \times e_a$ , [mm]	7
<b>Caractéristiques électriques et performances</b>	
Densité surfacique de courant $J$ , [A/mm <sup>2</sup> ]	6
Courant total dans le solénoïde $2NI$ , [A]	492
Pertes par effet Joule totales $P_{JT}$ , [W]	1440
Force électromotrice max. par spires et par stator à $N_{nom}$ , [V]	3,4
Facteur de puissance	0,17
Couple moyen par stator $C$ , [N.m]	162
Couple moyen total $C_T$ , [N.m]	972
Ondulation crête à crête du couple moyen total $C_{cc}$ , [N.m]	74
Couple massique $C_m$ , [N.m/kg]	15,7
Couple linéique $C_l$ , [N.m/m]	7638
Rendement nominal $\eta$ , [%]	0,92

TABLE 4.2 – Caractéristiques d'un moteur 6 stators (trois modules monophasés), avec entrefer 0,3 mm



(a) Couple total en fonction de l'angle électrique

(b) Couple par module monophasé en fonction de l'angle électrique

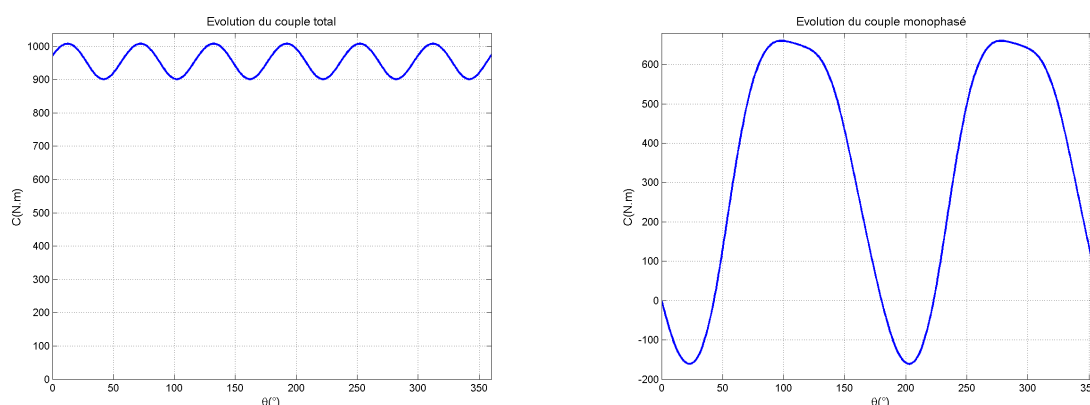
FIGURE 4.26 – Évolutions des couples monophasé et total du moteur composé de trois modules monophasés, avec entrefer 0,3 mm



### 4.3. Résultats de l'étude paramétrique

<b>Géométrie générale</b>	
Diamètre interne $D_{int}$ , [mm]	155
Diamètre externe $D_{ext}$ , [mm]	416
Entrefer $e$ , [mm]	1
Longueur machine, [mm]	130,8
Masse totale de la machine, [kg]	88,8
<b>Stator</b>	
Hauteur de dent $h_d$ , [mm]	3,5
Largeur relative de dent $s$	0,2
Épaisseur du disque de culasse magnétique $h_c$ , [mm]	12,8
Largeur de culasse de retour de flux le long du rayon $l_c$ , [mm]	12,4
Largeur du solénoïde le long du rayon $l_{cu}$ , [mm]	4,5
<b>Rotor</b>	
Nombre de paires d'aimants $N_r$	68
Épaisseur du rotor d'aimants $2 \times e_a$ , [mm]	9
<b>Caractéristiques électriques et performances</b>	
Densité surfacique de courant $J$ , [A/mm <sup>2</sup> ]	24
Courant total dans le solénoïde $2NI$ , [A]	972
Pertes par effet Joule totales $P_{JT}$ , [W]	1440
Force électromotrice max. par spires et par stator à $N_{nom}$ , [V]	8,5
Facteur de puissance	0,47
Couple moyen par stator $C$ , [N.m]	159
Couple moyen total $C_T$ , [N.m]	956
Ondulation crête à crête du couple moyen total $C_{cc}$ , [N.m]	107
Couple massique $C_m$ , [N.m/kg]	10,7
Couple linéique $C_l$ , [N.m/m]	7306
Rendement nominal $\eta$ , [%]	0,92

TABLE 4.3 – Caractéristiques d'un moteur 6 stators (trois modules monophasés), avec entrefer 1 mm



(a) Couple total en fonction de l'angle électrique

(b) Couple par module monophasé en fonction de l'angle électrique

FIGURE 4.27 – Évolutions des couples monophasé et total du moteur composé de trois modules monophasés, avec entrefer 1 mm

#### 4.3.6.2 Solutions maximisant le couple massique

Dans ce paragraphe, la longueur de la machine n'est plus contrainte. Des moteurs maximisant le couple linéique ou massique et ayant des facteurs de puissance plus élevés sont recherchés. Dans ce cas, il est possible de choisir des moteurs avec des densités de courant plus élevées pour augmenter le facteur de puissance. Plus la limite basse du programme de tri du facteur de puissance est augmentée, moins les performances obtenues sont grandes. Il est choisi de présenter deux machines maximisant le couple massique et ayant un facteur de puissance au moins supérieur à 0,4 pour les deux entrefer de 0,3 mm et 1 mm. Le choix d'optimiser le couple massique est réalisé puisque cette topologie semble intéressante pour obtenir une machine ayant des masses faibles.

Les caractéristiques du premier moteur avec un entrefer de 0,3 mm sont présentées au tableau 4.4. Le moteur présente alors un couple moyen de 2674 N.m et une ondulation crête à crête de quasiment 400 N.m (soit 15 % du couple moyen). Les couples linéique et massique sont respectivement de 12977 N.m/m et 21,5 N.m/kg. Le facteur de puissance est alors à 0,46. Les évolutions des couples total et par module sont présentées aux figures 4.28(a) et 4.28(b).

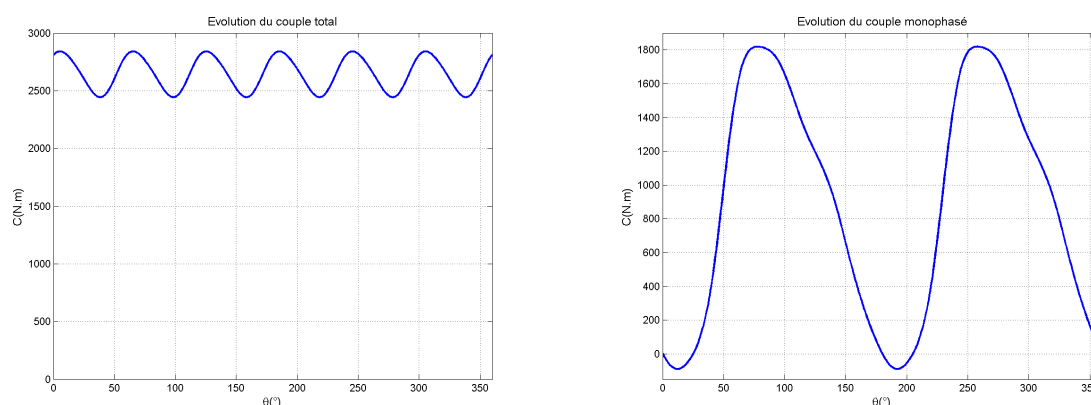
La machine à bobinage global et couplage dentaire à entrefer de 1 mm maximisant le couple massique est présentée au tableau 4.5. Le couple moyen attendu est alors de 1599 N.m et l'ondulation crête à crête de 89 N.m (soit à peine 6 % du couple moyen). Le couple linéique est alors de 8542 N.m/m et le couple massique de 14 N.m/kg. Le facteur de puissance est de 0,43. La figure 4.29(a) représente le couple total de l'assemblage triphasé.

Lors du dimensionnement du moteur sans limitation de l'encombrement axial, et demandant un facteur de puissance au moins supérieur à 0,4, un programme de tri de solutions permet de trouver des machines ayant des performances volumiques et massiques intéressantes. Il y a alors une nette amélioration du couple massique et du couple volumique (plus de 50 % dans les deux cas) lors du passage de l'entrefer de 1 mm à une structure d'entrefer réduit à 0,3 mm. En contre partie de ces performances obtenues, l'encombrement axial de ces solutions ne permet pas de répondre au cahier des charges sur ce critère. En effet les grands efforts surfaciques obtenus par les machines à bobinage global ne sont pas forcément accompagnés de forts couples volumiques.

### 4.3. Résultats de l'étude paramétrique

Géométrie générale	
Diamètre interne $D_{int}$ , [mm]	155
Diamètre externe $D_{ext}$ , [mm]	416
Entrefer $e$ , [mm]	0,3
Longueur machine, [mm]	204
Masse totale de la machine, [kg]	123
Stator	
Hauteur de dent $h_d$ , [mm]	6,9
Largeur relative de dent $s$	0,2
Épaisseur du disque de culasse magnétique $h_c$ , [mm]	23,3
Largeur de culasse de retour de flux le long du rayon $l_c$ , [mm]	22
Largeur du solénoïde le long du rayon $l_{cu}$ , [mm]	10,3
Rotor	
Nombre de paires d'aimants $N_r$	68
Épaisseur du rotor d'aimants $2 \times e_a$ , [mm]	7
Caractéristiques électriques et performances	
Densité surfacique de courant $J$ , [A/mm <sup>2</sup> ]	15
Courant total dans le solénoïde $2NI$ , [A]	1653
Pertes par effet Joule totales $P_{JT}$ , [W]	1440
Force électromotrice max. par spires et par stator à $N_{nom}$ , [V]	13,9
Facteur de puissance	0,46
Couple moyen par stator $C$ , [N.m]	441
Couple moyen total $C_T$ , [N.m]	2674
Ondulation crête à crête du couple moyen total $C_{cc}$ , [N.m]	396
Couple massique $C_m$ , [N.m/kg]	21,5
Couple linéique $C_l$ , [N.m/m]	12977
Rendement nominal $\eta$ , [%]	0,97

TABLE 4.4 – Caractéristiques d'un moteur 6 stators (trois modules monophasés), avec entrefer 0,3 mm



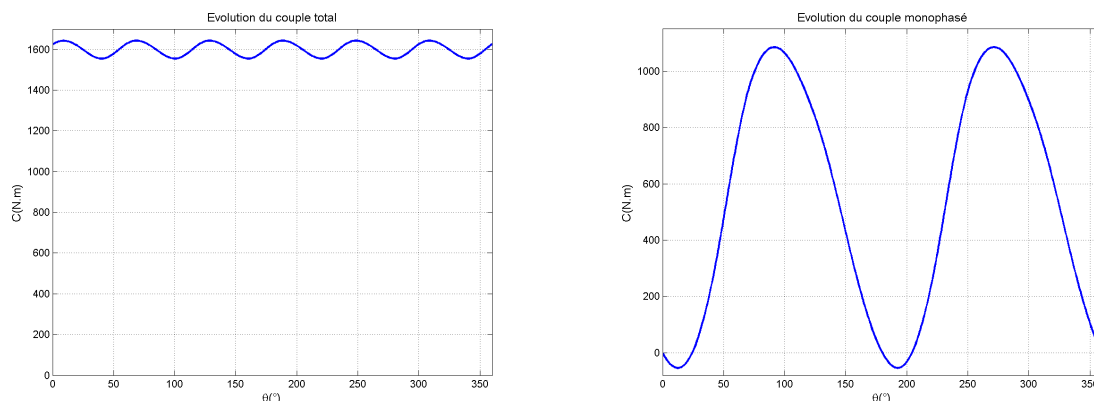
(a) Couple total en fonction de l'angle électrique

(b) Couple par module monophasé en fonction de l'angle électrique

FIGURE 4.28 – Évolutions des couples monophasé et total du moteur composé de trois modules monophasés, avec entrefer 0,3 mm

<b>Géométrie générale</b>	
Diamètre interne $D_{int}$ , [mm]	155
Diamètre externe $D_{ext}$ , [mm]	416
Entrefer $e$ , [mm]	1
Longueur machine, [mm]	187,2
Masse totale de la machine, [kg]	114
<b>Stator</b>	
Hauteur de dent $h_d$ , [mm]	8,3
Largeur relative de dent $s$	0,2
Épaisseur du disque de culasse magnétique $h_c$ , [mm]	19,2
Largeur de culasse de retour de flux le long du rayon $l_c$ , [mm]	18,4
Largeur du solénoïde le long du rayon $l_{cu}$ , [mm]	5,5
<b>Rotor</b>	
Nombre de paires d'aimants $N_r$	68
Épaisseur du rotor d'aimants $2 \times e_a$ , [mm]	5,4
<b>Caractéristiques électriques et performances</b>	
Densité surfacique de courant $J$ , [A/mm <sup>2</sup> ]	19
Courant total dans le solénoïde $2NI$ , [A]	1254
Pertes par effet Joule totales $P_{JT}$ , [W]	1440
Force électromotrice max. par spires et par stator à $N_{nom}$ , [V]	11
Facteur de puissance	0,43
Couple moyen par stator $C$ , [N.m]	266
Couple moyen total $C_T$ , [N.m]	1599
Ondulation crête à crête du couple moyen total $C_{cc}$ , [N.m]	89
Couple massique $C_m$ , [N.m/kg]	14
Couple linéique $C_l$ , [N.m/m]	8542
Rendement nominal $\eta$ , [%]	0,95

TABLE 4.5 – Caractéristiques d'un moteur 6 stators (trois modules monophasés), avec entrefer 1 mm



(a) Couple total en fonction de l'angle électrique

(b) Couple par module monophasé en fonction de l'angle électrique

FIGURE 4.29 – Évolutions des couples monophasé et total du moteur composé de trois modules monophasés, avec entrefer 1 mm

## 4.4 Conclusion

Ce chapitre a permis l'étude d'un moteur polydiscoïde à bobinage global et à couplage dentaire. Cette structure, mécaniquement plus complexe de par la position du bobinage et de la culasse de flux, permet d'optimiser l'utilisation du cuivre en supprimant les têtes de bobine présentes dans une machine à bobinage dentaire. Le concept polyentrefer dans ce cas est alors maximisé puisque le bobinage peut être utilisé pour plusieurs surfaces d'entrefer. Dans le cadre de cette étude, seuls deux entrefers ont été placés sous un bobinage global. Ceci réduit les contraintes mécaniques et permet d'avoir un module monophasé composé de deux stators et un rotor (élément bi-entrefer).

À partir du cahier des charges et des grandeurs de la cellule élémentaire définie dans ce chapitre, il est possible de dimensionner des machines en fonction des contraintes et des objectifs à atteindre. L'épaisseur de la culasse magnétique de retour de flux est estimée par approximations successives. Elle dépend du niveau de flux, qui lui-même dépend de la surface d'entrefer. Cette surface active diminue avec l'augmentation de l'épaisseur de la culasse. Le niveau de pertes par effet Joule est imposé à un niveau identique à celui rencontré dans le chapitre précédent. Cette approche permet de comparer les deux structures entre elles. Cette structure semble permettre d'évacuer de façon plus facile la chaleur, et c'est donc le modèle thermique choisi pour la structure à bobinage dentaire qui limite cette étude. En fonction de ce niveau de pertes Joule et de la densité de courant imposée, le volume de cuivre est calculé afin de déterminer les grandeurs du solénoïde englobant l'actionneur.

En fonction d'une étude paramétrique restreinte aux résultats menés par des études antérieures, il est alors envisageable d'observer les tendances d'évolution des performances de la machine et ainsi de dégager les choix à réaliser pour maximiser le couple dans le volume défini par le cahier des charges. Cette structure permet d'obtenir de fort couple massique comparée à la machine discoïde à bobinage dentaire et couplage polaire. Les couples développés pour un stator, et donc les efforts surfaciques sont élevés. Cependant la longueur axiale d'un ensemble mono-entrefer est alors relativement grande. L'agencement triphasé minimum nécessaire à une ondulation de couple réduite et une alimentation simple pousse à dégrader les performances de cette topologie. Les résultats présentés dans ce chapitre montrent cependant l'intérêt d'une telle structure sur le couple massique pour des machines dont la longueur axiale serait moins contrainte.

Cette structure présente un désavantage sur le facteur de puissance. Les facteurs de puissance sont faibles lorsque l'on a des performances massiques et volumiques élevées. Pour relever le facteur de puissance, il est nécessaire d'opter pour des structures à fortes densités de courant. À même niveau de pertes par effet Joule, le courant est alors diminué. De plus le volume de cuivre étant diminué, la surface d'entrefer est alors agrandie. Dans ce cas là, le flux des aimants est alors, par rapport aux flux des courants, en proportion plus grande que lors de l'utilisation de basses densités de courant.

Le chapitre suivant présente la comparaison entre les deux structures présentées dans les chapitres 3 et 4. Les raisons du choix sont explicitées. Le moteur qui sera construit afin de

#### CHAPITRE 4. Étude d'une machine polydiscoïde à bobinage global et couplage dentaire

valider l'étude et le système de compensation des efforts normaux sur une structure à entrefer réduit est présenté.



## Chapitre 5

# Choix d'une solution technologique

*« Dans les sciences, le chemin est plus important que le but. Les sciences n'ont pas de fin. »*

**Erwin Chargaff**





Les deux chapitres précédents ont permis l'étude de deux topologies de machines polydiscoïdes : une machine à bobinage dentaire et couplage polaire, et une machine à bobinage global et couplage dentaire. Ces deux chapitres ont permis de détailler les structures et les étapes du calcul de dimensionnement afin de choisir des solutions pour la réalisation d'un moteur à entraînement direct dans le cadre du projet Green Taxiing.

Le but de ce chapitre est, dans un premier temps, de comparer et de réaliser un choix de technologie parmi les deux topologies vu précédemment. Afin de valider le concept de structures à entrefer réduit avec le système de compensation des efforts, un prototype laboratoire doit être conçu. Dans le cadre ce manuscrit, les nouvelles contraintes pour le dimensionnement et la conception de ce moteur à échelle réduite sont présentées. Les dimensions finales et les choix technologiques de ce prototype sont ainsi présentés. Le système innovant de compensation des efforts normaux pour ce prototype est entièrement détaillé. Des simulations sur son comportement sont présentées afin de prévoir les réglages et essais qui devront être réalisés une fois cette machine assemblée. Un modèle thermique nodal permettant d'affiner le modèle thermique choisi lors du dimensionnement analytique est présenté et permettra dans l'avenir avec des essais expérimentaux de corriger les valeurs prises lors du dimensionnement.

## 5.1 Comparaisons et choix d'une technologie

Les deux topologies polydiscoïdes présentées auparavant ont été étudiées à partir du même cahier des charges, avec les mêmes contraintes géométriques et électriques. Plusieurs paramètres ont alors été fixés comme la fréquence de fonctionnement proche de 200 Hz ( $N_r = 68$  paires d'aimants) pour obtenir un compromis entre les performances et la faisabilité mécanique. À partir de l'étude sur le moteur à bobinage dentaire, les pertes par effet Joule ont été fixées pour la deuxième structure. La valeur est d'environ 240 W par stator (ensemble mono-entrefer). Deux structures distinctes ont été étudiées dans ces deux chapitres : une structure à entrefer réduit de 0,3 mm, utilisant le système de compensation des efforts normaux présenté au chapitre 2 ; et une structure à entrefer mécanique partant du postulat que l'on peut garantir cet entrefer et le non contact entre les disques rotoriques et statoriques ( $e$  choisi à 1 mm).

Pour la comparaison de ces deux structures, ces caractéristiques sont gardées pour rester dans les mêmes conditions. Dans un premier temps, l'étude s'attache à comparer ces topologies avec un même entrefer, ensuite les différences technologiques et mécaniques sont vues.

### 5.1.1 Comparaison des performances des deux topologies

L'observation des performances des deux types de machines a été réalisée dans chaque chapitre afin de dégager les tendances d'optimisation des moteurs pour le cahier des charges. Le but de ce chapitre n'est pas de recalculer toutes les solutions envisageables et leurs performances, mais de réaliser un choix pour l'étude proposée dans ce manuscrit.

## 5.1. Comparaisons et choix d'une technologie

Le tableau 5.1 indique les performances linéiques et massiques accessibles avec les deux structures. Ce tableau ne prend en compte que les performances d'un ensemble mono-entrefer. Il n'y a donc aucune contrainte sur la longueur de l'élément ou du nombre de phases de la machine entière.

	<b>Bob. dentaire et couplage polaire</b>	<b>Bob. global et couplage dentaire</b>
<b>Entrefer : 1 mm</b>	$C_l : \sim 11500 \text{ N.m/m}$ $C_m : \sim 15 \text{ N.m/kg}$	$C_l : \sim 9500 \text{ N.m/m}$ $C_m : \sim 19 \text{ N.m/kg}$
<b>Entrefer : 0,3 mm</b>	$C_l : \sim 14000 \text{ N.m/m}$ $C_m : \sim 19 \text{ N.m/kg}$	$C_l : \sim 13500 \text{ N.m/m}$ $C_m : \sim 30 \text{ N.m/kg}$

TABLE 5.1 – Rappels des performances accessibles en fonction de l'entrefer et de la topologie

Ce tableau indique la nette différence sur les performances massiques apportées par la topologie à bobinage global et couplage dentaire. Les performances volumiques sont meilleures pour les machines à bobinage dentaire, même si elles sont proches de la deuxième topologie. Il faut cependant préciser que la machine à bobinage dentaire et couplage polaire ne permet pas d'obtenir le couple maximum volumique en même temps que le maximum du couple massique. La caractéristique du facteur de puissance n'est ici pas observée, mais comme ceci a été vu dans le chapitre précédent, la machine à bobinage global présente de par sa structure un facteur de puissance dégradé par rapport à la machine à bobinage dentaire.

Pour la suite de cette section, les seules performances sélectionnées sont les performances des machines polydiscoïdes composées de six stators et trois rotors ayant une longueur axiale inférieure à 134 mm (longueur maximum précisée dans le cahier des charges). Ce choix permet de réduire le nombre de solutions et la complexité mécanique, tout en ayant une alimentation simple. Seules les solutions triphasées et rendues symétriques de part et d'autre des rotors sont choisies.

### 5.1.1.1 Moteurs satisfaisants au cahier des charges

Un programme de tri permet d'obtenir à partir de la base de données de chaque topologie les moteurs dont la longueur axiale active de la machine totale est inférieure à la longueur axiale maximum  $L_{max}$  précisée par le cahier des charges. La longueur de la machine doit donc vérifier l'inéquation suivante :

$$\frac{6 \times C}{C_l} \leq L_{max} \quad (5.1)$$

Dans les deux topologies, cela correspond à sommer les différentes longueurs sur l'axe d'un élément mono-entrefer et d'en calculer la longueur totale lors de l'utilisation de six éléments. Dans de telles conditions, il est alors possible de tracer dans le plan (Couple linéique ; Couple massique) le lieu géométrique des moteurs 6S-3R répondant au cahier des charges. On obtient alors des points représentatifs des machines composées de six stators en fonction de leurs performances massiques et volumiques. La figure 5.1 illustre cette représentation pour les deux topologies étudiées dans ce manuscrit, et ayant un entrefer de 1 mm.

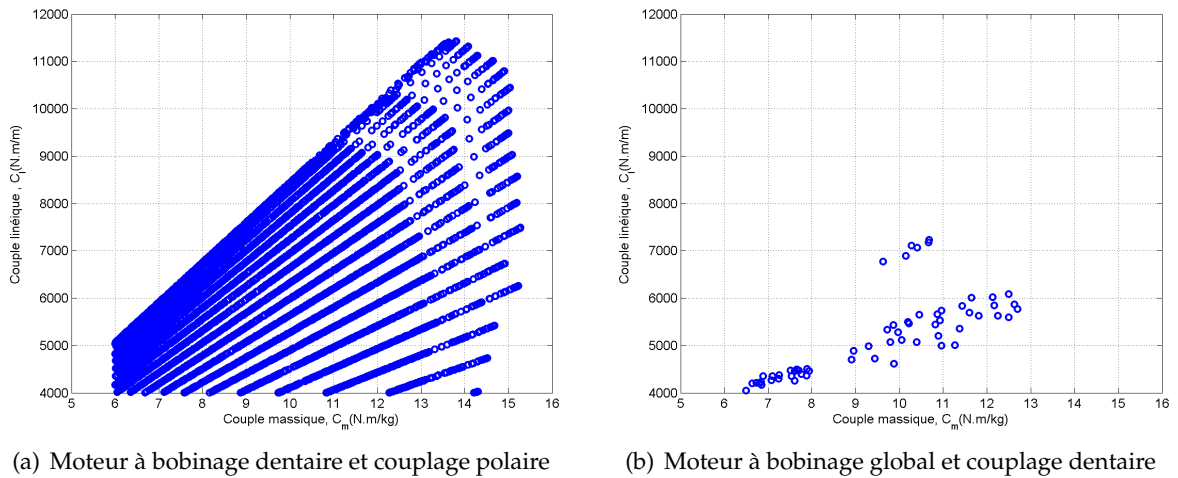


FIGURE 5.1 – Couple linéique en fonction du couple massique des moteurs 6S-3R du cahier des charges, avec  $e = 1 \text{ mm}$

Sur ces deux tracés illustrés aux mêmes échelles, on voit apparaître l'avantage sur le couple volumique développé pour la machine à bobinage dentaire. De plus, les machines présentant des couples volumiques optimums ont dans ce cas là aussi un couple massique plus élevé que la machine à bobinage global.

La figure 5.2 présente dans les mêmes conditions les machines ayant un entrefer réduit de 0,3 mm.

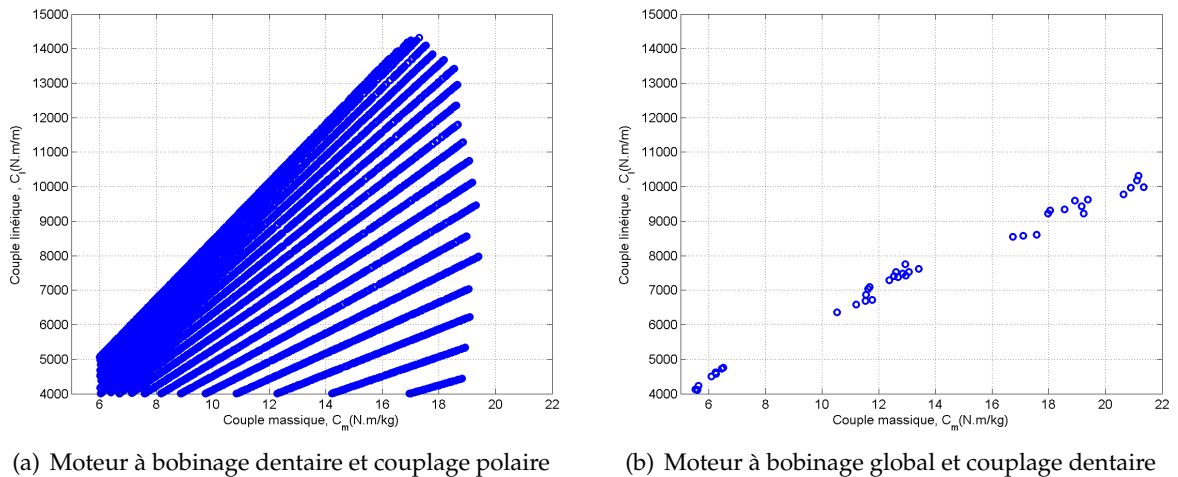


FIGURE 5.2 – Couple linéique en fonction du couple massique des moteurs 6S-3R du cahier des charges avec  $e = 0,3 \text{ mm}$

De la même façon que pour la machine à entrefer supérieur, les couples linéiques développés par la machine à bobinage dentaire et couplage polaire sont nettement supérieurs à ceux de la machine à bobinage global et couplage dentaire. Ces machines sont cependant désavantagées en regard du couple massique. Dans le cadre où le couple à développer est suffisant, et que l'on souhaite diminuer la masse de la machine électrique, la machine polydiscoïde à bobinage global

## 5.1. Comparaisons et choix d'une technologie

---

apporte alors un intérêt. Cette particularité dépend fortement du cahier des charges puisque dans des études précédentes où le volume n'était pas contraint de la même façon pour un actionneur linéaire [CAM02], la machine polyentrefer à bobinage global était plus avantageuse.

On peut donc conclure que dans le cadre du cahier des charges présenté dans cette étude, l'objectif de fournir un maximum de couple ne peut être réalisable qu'avec une machine polydiscoïde à bobinage dentaire et couplage polaire, ayant un entrefer réduit. La réduction de la masse sera faite en choisissant des moteurs présentant un couple massique intéressant. Ces conclusions ont été obtenues à partir de performances électromagnétiques calculées par des simulations par éléments finis, les considérations de fabrication, de coût ou mécanique, tout aussi importantes, sont évoquées dans la suite du manuscrit.

### 5.1.1.2 Différences technologiques des deux topologies

Jusqu'à présent les comparaisons ont été réalisées uniquement à partir des performances électromagnétiques des deux topologies. Il est difficile dans un programme analytique d'écarter toutes les solutions qui sont impossibles à fabriquer mécaniquement. Des limitations ont cependant été placées sur les valeurs minimums des dimensions de certains éléments, mais des différences existent aussi sur la constitution même des machines. Ces différences peuvent amener à choisir une structure plus qu'une autre.

L'élément de base de la machine à bobinage global et couplage dentaire présente deux disques statoriques composées de dents et d'un disque qui permet le passage du flux des dents vers la culasse de retour. Celle-ci est cylindrique et englobe le moteur. Dans le disque statorique s'opère un changement de plan du flux qui implique dans le cas présenté d'utiliser des matériaux de type composite (SMC). Ces matériaux permettent le passage du flux dans les 3 directions sans pénaliser le moteur par la présence de fortes pertes dues à la circulation de courants de Foucault. Ces matériaux sont plus coûteux et difficiles à réaliser pour de grands diamètres. Dans le cas où l'on souhaite utiliser des tôles enroulées, le disque statorique est nécessairement formé de plusieurs pièces pour que le feuilletage suive les changements de plan lors de la collecte du flux provenant des dents vers la culasse cylindrique de retour de flux. Une schématisation de cette possibilité est rapportée dans les travaux issus de [AHM06] et représentée sur la figure 5.3.

Dans ce cas, la culasse en forme de C permet d'opérer le changement de plan et faire circuler le flux. L'inconvénient majeur d'une telle réalisation est l'épaisseur plus élevée de la culasse. Pour garantir la même surface de passage de flux le long de l'axe, il est nécessaire d'augmenter d'un rapport  $\frac{1}{s}$ ,  $s$  étant la largeur relative de la dent. Cette augmentation de l'épaisseur de la culasse diminue la surface d'entrefer, et donc les performances. Dans de telles conditions les performances de la machine à bobinage global sont encore plus faibles. Cette solution de fabrication semble peu intéressante dans notre cas.

La machine à bobinage dentaire et couplage polaire permet d'avoir un élément constituant le disque statorique en un seul bloc. Le retour de flux s'opère de proche en proche et de façon azimutal, un stator en tôles enroulées où les dents ont été réalisées avant l'enroulement ou

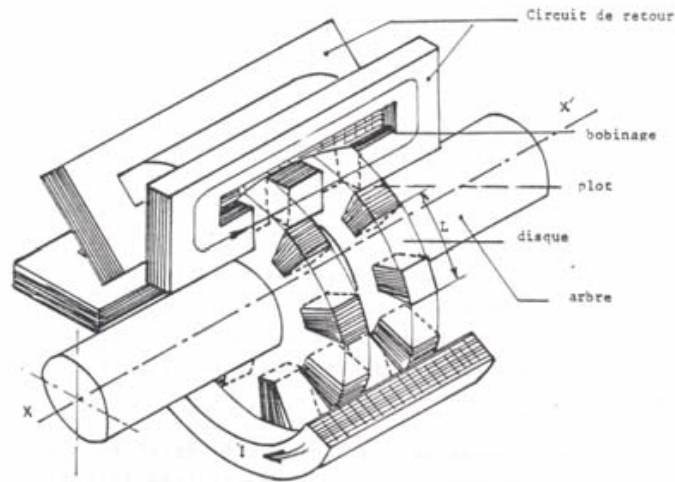


FIGURE 5.3 – Illustration d'une culasse de retour de flux en tôles feuilletées [AHM06]

usinées après permet de réaliser la circulation du flux dans la direction de l'enroulement et ainsi de limiter la circulation des courants de Foucault. De plus cette culasse n'impacte en aucun cas la surface d'entrefer. Sa taille peut facilement être modifiée en fonction de l'induction maximum que l'on souhaite y faire passer ou pour des choix mécaniques. Seule la longueur sur l'axe est alors modifiée.

Comme vu précédemment, la structure à bobinage global a un impact important sur l'électronique de commande qui lui est associée. En effet, les facteurs de puissance de cette machine sont largement inférieurs à ceux que l'on peut obtenir avec la machine à bobinage dentaire. La réaction magnétique d'induit est importante et le flux des aimants est plus faible (et donc la force électromotrice). Ceci induit des facteurs de puissance peu intéressants pour la conception de l'alimentation et la commande d'une telle machine. Cet inconvénient majeur est d'autant plus gênant que les puissances en jeu sont importantes.

La structure à bobinage global impacte fortement la conception mécanique des stators, mais aussi le montage. Cette particularité mécanique et les inconvénients que cela apportent sur la machine finale est présentée dans la suite.

### 5.1.2 Contraintes mécaniques liées au système de compensation des efforts

La machine à bobinage global impose une liaison mécanique entre les deux stators, via la culasse de retour de flux. En effet, le contact entre les différentes parties doit être garanti pour une circulation optimum du flux et une diminution des pertes.

Dans le système de compensation des efforts de plaquage (système permettant de supprimer la friction entre pièces mobiles et fixes en contact), représenté à la figure 5.4 pour le moteur à bobinage dentaire, un effort de traction est réalisé sur le disque statorique de gauche. Celui-ci est libre en translation selon l'axe  $x$ . Cet effort permet alors de compenser les efforts magnétiques d'attraction qui s'exercent entre les disques rotoriques et statoriques (voir paragraphe 2.2.3 pour l'origine des efforts de friction). L'effort à réaliser ne doit pas déplacer le disque statorique, mais

5.1. Comparaisons et choix d'une technologie

doit seulement compenser l'effort de plaquage juste à la limite de contact.

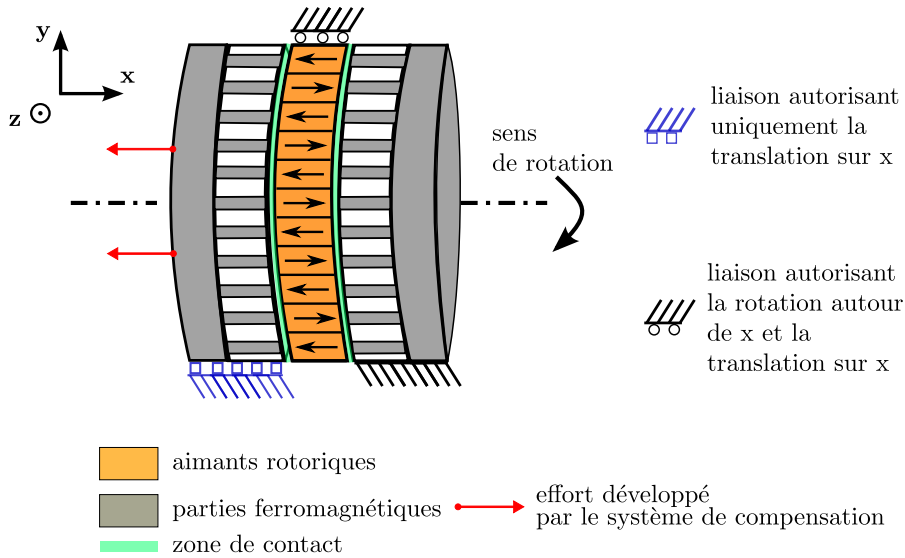


FIGURE 5.4 – Schéma d'illustration du système de compensation sur un module du moteur à bobinage dentaire et couplage polaire

Dans le cas d'une machine à bobinage global, représentée à la figure 5.5, le disque statorique où s'applique le système de compensation doit être libre en translation selon l'axe x, mais doit toujours avoir le meilleur contact possible avec le cylindre de culasse de retour de flux (représenté non entièrement sur la figure). Celui-ci est aussi en contact avec le disque statorique fixe par rapport au bâti (celui de droite).

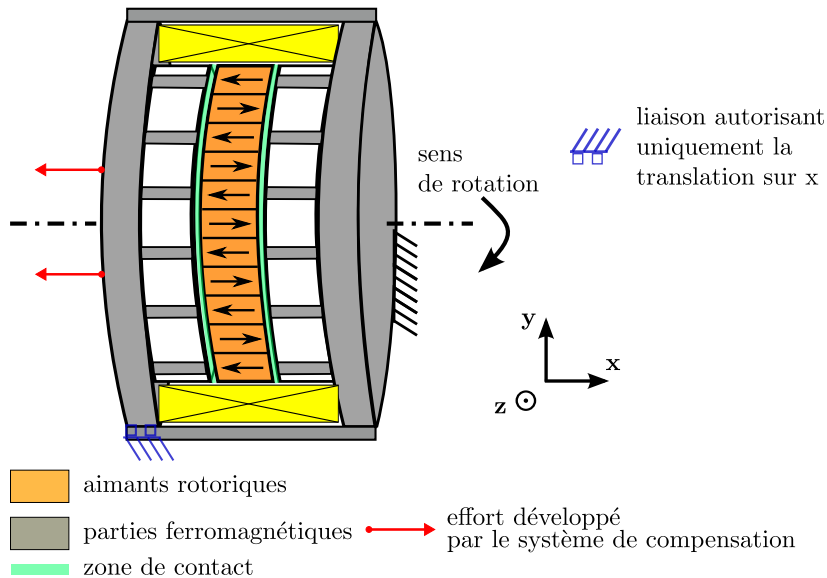


FIGURE 5.5 – Schéma d'illustration du système de compensation sur un module du moteur à bobinage global et couplage dentaire

Pour laisser la libre translation du disque statorique par rapport au cylindre des jeux mécaniques doivent être ajoutés (et aussi pour le montage). Ceci diminue les performances électromagnétiques de la machine en laissant un entrefer supplémentaire ne participant pas

à la création de l'effort. La structure avec une culasse en C présentée à la figure 5.3 ne permet pas de placer le système de compensation des efforts de plaquage puisque les deux disques statoriques sont alors mécaniquement liés entre eux. Il est alors impossible de générer un effort de traction sur le disque de gauche par rapport au bâti.

Il semble difficile d'envisager le système de suppression de la friction entre disques mobiles et fixes lors de l'utilisation d'une telle structure. Une machine à entrefer réduit semble peu réalisable pour une topologie de machine polydiscoïde à bobinage global et couplage dentaire.

### 5.1.3 Choix d'une technologie

Comme cela a été vu tout au long du début de chapitre, la machine à bobinage dentaire et couplage polaire semble être la machine la plus propice à la réalisation du cahier des charges mais aussi à l'utilisation d'un entrefer réduit et du système de compensation des efforts de plaquage pour accroître les performances.

Les principaux désavantages de la machine à bobinage global sont repris ici :

- facteur de puissance faible ;
- changement de plan du flux dans le disque rotorique : matériaux de type SMC nécessaires pour utiliser un disque plein afin de diminuer le volume et la taille de la culasse ;
- couple volumique, principal objectif, plus faible ;
- le cylindre de culasse englobant la totalité du module lie mécaniquement les deux stators, et donc complexifie le montage mécanique, et le fonctionnement du système de compensation.

Au delà des avantages vus précédemment pour la machine à bobinage dentaire, il semble nécessaire de préciser deux autres points :

- la possibilité de réduire le nombre de stators en utilisant deux phases en opposition de part et d'autre d'un rotor (par exemple une machine polydiscoïde à quatre stators à quatre phases) ;
- la possibilité de réaliser une machine triphasée par quartier sur le même disque statorique sans modifier le rotor d'aimants.

Le dernier point est important et n'a pas encore été développé dans le manuscrit. De part la structure même de cette topologie, il est envisageable de réaliser une structure triphasée sur la surface entière d'un même stator. Ceci permet notamment de réduire les coûts de développement d'un prototype pour valider les principes présentés. Il est ainsi possible de n'avoir qu'une machine à deux stators et un seul rotor pour garantir la symétrie. Mais l'utilisation de trois phases permet d'obtenir un couple total constant avec une ondulation faible, contrairement à un seul module monophasé. Ceci ne permet pas de garantir de fortes performances volumiques, mais cela n'est pas forcément nécessaire pour un prototype de test.

Sur l'ensemble d'un stator, il suffit de créer trois zones distinctes, déphasées entre elles d'un angle électrique de  $\frac{2\pi}{3}$ . Le disque rotorique n'est alors pas modifié, et les deux stators de part et d'autres sont identiques et placés de façon symétriques. Il existe néanmoins une perte de surface liée au déphasage. Celui-ci engendre une zone non utile à la création de couple mais



## 5.2. Présentation du moteur retenu

nécessaire à l'obtention d'un couple constant. Dans les structures présentées dans ce manuscrit, le nombre de dents et de d'aimants étant relativement important, la surface perdue est alors en proportion beaucoup plus faible qu'une structure ayant une fréquence de fonctionnement plus faible.

Ce concept de machine triphasée par quartier est la topologie qui est envisagée pour la réalisation du prototype laboratoire. Cette machine plus petite, et donc moins onéreuse, permettra ainsi de valider le système de compensation des efforts de plaquage, de corriger l'approche thermique de dimensionnement et de valider les performances électromagnétiques de la structure.

## 5.2 Présentation du moteur retenu

Cette section présente le prototype laboratoire de la technologie choisie : une machine polydiscoïde à bobinage dentaire et couplage polaire. Afin de réduire les coûts de fabrication et la complexité mécanique de l'ensemble, il a été choisi de réaliser un prototype de dimensions réduites et présentant uniquement un rotor et deux stators sous forme d'une machine triphasée par quartier. Afin d'éviter tout effort et couple mécanique liés à la répartition non symétrique des trois phases, chaque disque sera découpé en six zones. Ces zones sont déphasées d'un angle électrique de  $\frac{2\pi}{3}$ , et chaque phase est placée sur deux zones diamétralement opposées sur le disque. Ceci est présenté à la figure 5.6 avec un nombre plus faible de dents afin de voir le principe.

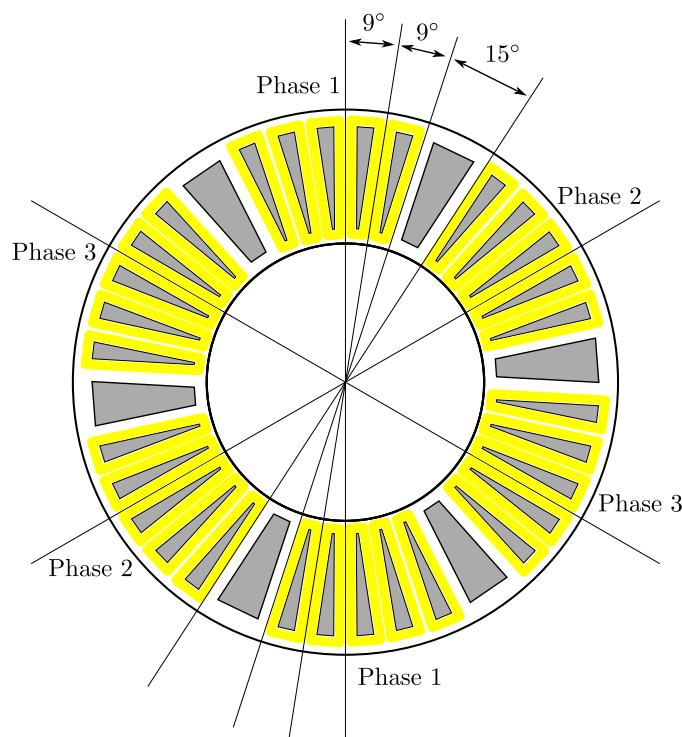


FIGURE 5.6 – Principe d'un stator triphasé par quartier, découpé en 6 zones

Sur cette figure, on retrouve six zones composées de six dents (cinq normales et une plus large) et cinq bobinages. Chaque zone est déphasée d'un angle électrique de  $\frac{2\pi}{3}$  par rapport à la précédente, et chaque phase se retrouve sur deux zones diamétralement opposées. Cette machine initialement composée de 40 dents statoriques par stator pour une même phase est ainsi transposée en six zones déphasées. Ce déphasage est réalisé par des dents plus larges calant la phase suivante. Ces dents sont aussi nécessaires au bon fonctionnement des motifs voisins. Dans le cas présent, cette dent plus large permet de décaler l'encoche suivante d'un angle de  $9^\circ + \frac{2}{3} \times 9^\circ = 15^\circ$ ,  $9^\circ$  étant l'angle correspondant à une demi-période électrique ( $\pi$  radian).

Dans ce cas, le couple moyen triphasé est alors égal à  $\frac{3}{4}$  du couple moyen monophasé du module monophasé correspondant initialement dimensionné (seules 30 dents sont bobinées sur les 40 prévues au début). Plus le nombre de dents au stator est grand, et plus le rapport s'approche de 1 et donc la perte d'effort est minime. Dans le cas de six zones, et donc de 6 dents non bobinées, une perte de 10 dents est réalisée : le déphasage cumulé est égal à deux motifs ( $4\pi$  radian), soit quatre dents de perdues.

Ce prototype de laboratoire est actuellement en cours de fabrication et sera livré après l'achèvement de ce manuscrit. De par la difficulté d'approvisionnement des matériaux, des dimensions inhabituelles et l'assemblage complexe des différents éléments, la livraison du prototype a été reportée de plusieurs mois.

La suite présente le prototype, il s'agit une machine triphasée à bobinage dentaire et couplage polaire, composée d'un module bi-entrefer dont la répartition des phases est réalisée grâce à six quartiers.

### 5.2.1 Dimensions générales

Afin de réaliser un prototype à échelle réduite, les diamètres extérieur et intérieur ont été diminués. Pour ces nouvelles contraintes du programme de dimensionnement, les valeurs suivantes ont été choisies :

Grandeurs	Symboles	Valeur
Diamètre maximal disponible pour la partie active	$D_{max}$ [mm]	250
Diamètre minimal disponible pour la partie active	$D_{min}$ [mm]	130
Nombre de paire d'aimants au rotor	$N_r$	50
Vitesse de rotation nominale	$N_{nom}$ [tr/min]	175

TABLE 5.2 – Contraintes pour le prototype laboratoire discoïde

Dans le cadre du dimensionnement du prototype, la fréquence a été imposée par le nombre de paires d'aimants. Il a été choisi de ne pas dépasser 100 aimants au rotor, leurs dimensions étant déjà faibles et chaque aimant couvre alors un angle mécanique de  $3,6^\circ$ . Cette valeur permet aussi dans le cadre d'une machine triphasée découpée en six quartiers chacun déphasés de  $\frac{2\pi}{3}$  de perdre l'équivalent de 4 aimants. Les 96 restant sont répartis pour les six quartiers, soient 16 aimants (8 paires) par quartier. Il y a dans ce cas 15 bobinages par quartier. Le couple

## 5.2. Présentation du moteur retenu

total moyen sera donc égal à  $\frac{90}{100}$  du couple moyen monophasé dimensionné.

Chaque petite dent est espacée d'un angle de  $3,6^\circ$  ( $\frac{2\pi}{100}$ ). La dent intermédiaire entre chaque quartier réalise un déphasage angulaire de  $6^\circ$  ( $3,6^\circ + \frac{2}{3} \times 3,6^\circ = 6^\circ$ ). L'angle cité à chaque fois correspond à la largeur de la dent + la largeur d'une encoche, soit la largeur d'un aimant (demi-période électrique) dans le cas de la petite dent.

Le programme de dimensionnement permet ainsi dans le même cadre que le chapitre 3 de faire un tri pour obtenir un maximum de couple. L'objectif de ce moteur est dans un premier temps de valider le concept global de la machine, certains paramètres ont été modifiés. La largeur d'encoche  $l_e$  a été placée inférieure à  $l_{e\min}$  afin d'obtenir des dents un peu plus larges au diamètre minimum. Les dimensions générales du prototype laboratoire sont données au tableau 5.3.

<b>Géométrie générale</b>	
Diamètre interne $D_{int}$ , [mm]	130
Diamètre externe $D_{ext}$ , [mm]	250
Entrefer $e$ , [mm]	0,3
Longueur parties actives de la machine, [mm]	42,6
Masse parties actives de la machine, [kg]	$\sim 10$
<b>Stator</b>	
Nombre d'encoches par quartier	16
Nombre de spires par bobines	5
Hauteur d'encoche $h_{enc}$ , [mm]	13
Largeur d'encoche $l_e$ , [mm]	3
Hauteur du disque de culasse magnétique $h_c$ , [mm]	4
<b>Rotor</b>	
Nombre de paires d'aimants $N_r$	50
Épaisseur du rotor d'aimants $2 \times e_a$ , [mm]	8

TABLE 5.3 – Grandeurs caractéristiques du prototype laboratoire

Une fois les grandeurs définies, il est possible de définir les plans mécaniques nécessaires à la construction d'un tel prototype, et de calculer par éléments finis les performances attendues d'un tel moteur.

### 5.2.2 Plans mécaniques

Les plans mécaniques 3D présentés dans ce paragraphe proviennent de la société ERNEO, choisie pour la réalisation de ce prototype de moteur discoïde à bobinage dentaire. Ces vues permettent d'observer le moteur dans sa globalité, ainsi que les choix mécaniques réalisés. Ce moteur est composé d'un rotor d'aimants permanents alternés, et de deux stators identiques bobinés et du système de réduction des efforts de plaquage. Ce prototype laboratoire est présenté dans son ensemble sur la figure 5.7.

Cette vue comprenant tous les éléments du moteur permet de voir que la partie extérieure : la virole et les flasques gauche et droit (numérotés 1 et 2). La figure 5.8 présente cette même

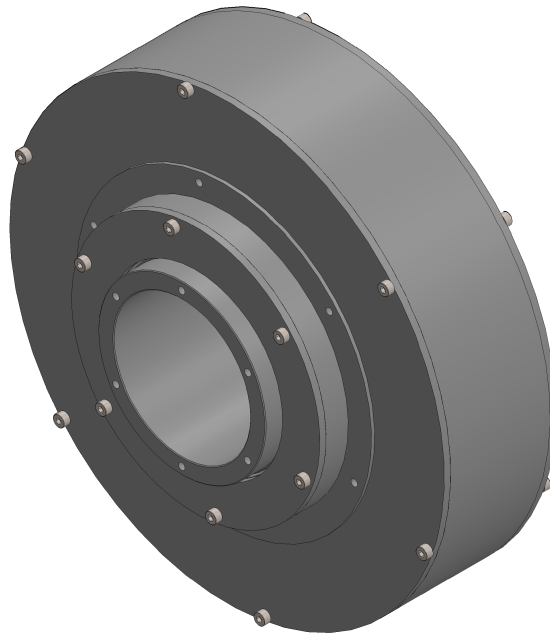


FIGURE 5.7 – Vue globale 3D du module triphasé du prototype laboratoire

vue dépourvue du flasque 1 et de la virole. On voit sur cette figure les 3 éléments magnétiques du moteur : les deux stators bobinés et le rotor d'aimants permanents. Le rotor d'aimants est lié mécaniquement à l'arbre par des cannelures permettant de le bloquer en rotation vis à vis de l'arbre et ainsi transmettre l'effort. Le rotor est alors libre en translation le long de l'axe de l'arbre. Le flasque 2 où est fixé le stator de droite est la pièce mécanique où est placé le système de compensation des efforts de plaquage présenté par la suite.

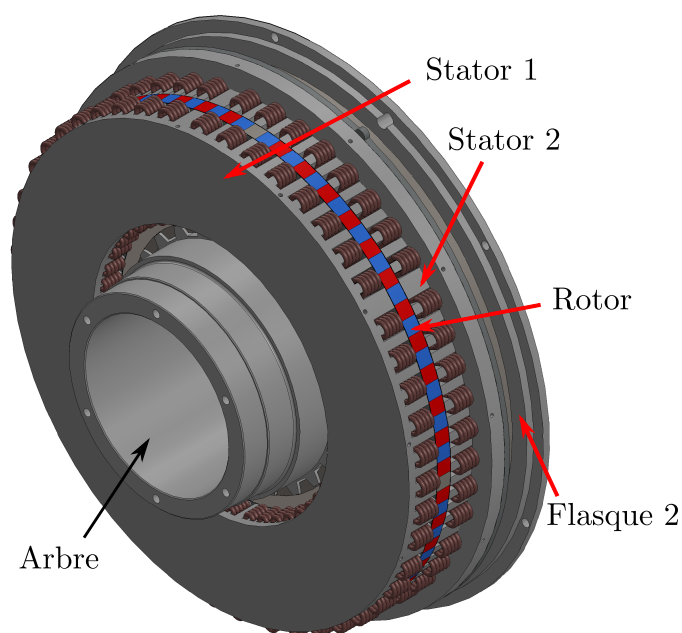


FIGURE 5.8 – Vue globale 3D sans la virole et le flasque 1

## 5.2. Présentation du moteur retenu

Afin de réaliser la rigidité mécanique et le bon positionnement des aimants sur le rotor, une solution mécanique a été choisie. Le rotor est présenté dans le paragraphe suivant.

### 5.2.2.1 Le rotor d'aimants permanents

Le disque rotorique est présenté sur l'ensemble des figures 5.9. La figure 5.9(a) présente le rotor complet. Il est composé d'aimants permanents alternés. Deux couches de friction en inox sont apposées sur les deux surfaces externes du rotor. Elles permettent de réduire la friction entre rotor et stators, de protéger les aimants et de rigidifier l'ensemble. Ces couches sont rectifiées afin qu'elles aient chacune une épaisseur de 0,1 mm et qu'elles soient planes.

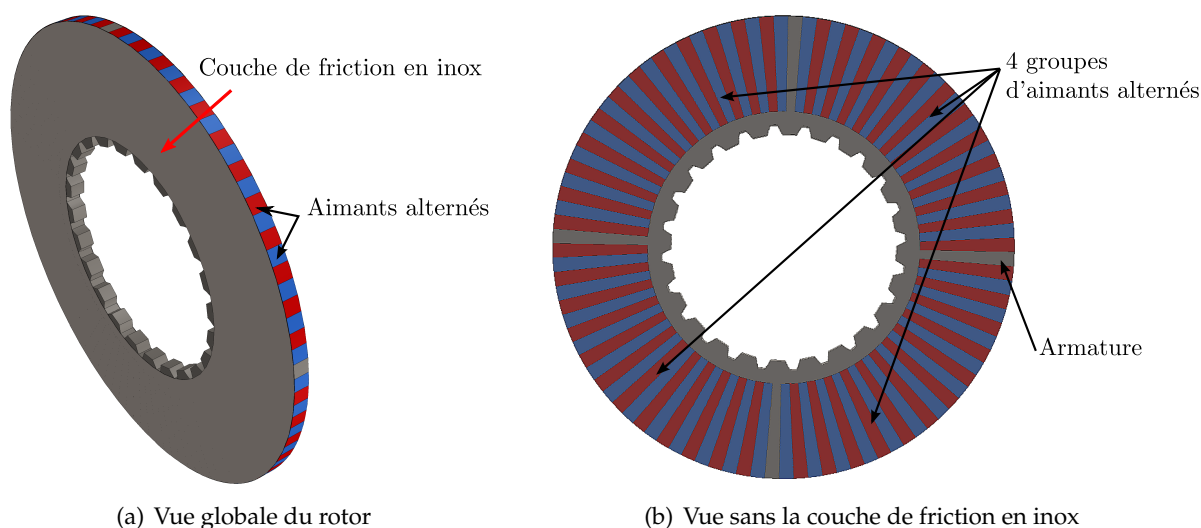


FIGURE 5.9 – Vues 3D du rotor du prototype laboratoire

Comme cela a été vu dans le chapitre 2, il faut apporter une grande précision aux positionnements des différents éléments actifs dans les machines polyentrefers. Cette utilisation d'un grand nombre d'éléments magnétiques de petites tailles rend plus sensible la structure à l'impact des tolérances. Les performances peuvent être ainsi fortement dégradées si une différence sur la taille nominale entraîne un positionnement différent, et donc un déphasage différent. La figure 5.9(b) présente le rotor sans la couche de friction. Sur cette vue, on observe une armature en inox de quatre branches. Ces branches sont d'une épaisseur d'un aimant et d'une largeur modifiable. Cette armature permet de positionner les aimants sur le rotor et donc de s'assurer que les quatre paquets d'aimants soient en phase. Elle permet donc de minimiser l'impact des tolérances sur la largeur des aimants et sur leur positionnement. La largeur de l'armature est rectifiée lors du montage après mesure des paquets d'aimants dans le but de positionner correctement chaque paquet.

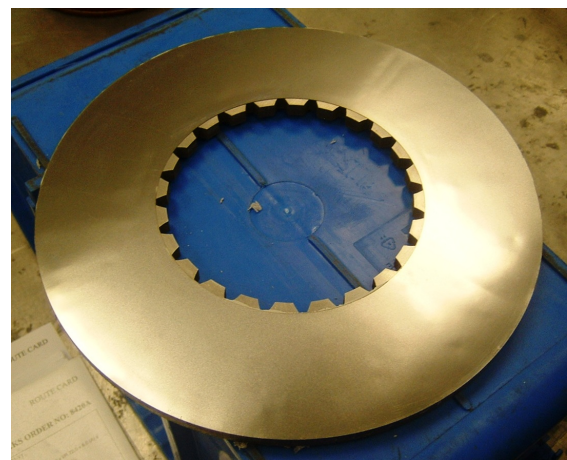
Il est nécessaire de trouver un compromis entre le positionnement parfait de tous les aimants et la perte de performances due à l'utilisation d'un tel dispositif. Dans le cas présenté, 4 aimants sur 100 ne sont pas placés, on peut donc s'attendre à une dégradation au maximum de 4 % des performances électromagnétiques. Les aimants utilisés sont des aimants en NdFeB. Ils sont

annoncés pour une température maximum de 180 °C et une induction rémanente entre 1,27 et 1,33 T à 20 °C (entre 1,14 T et 1,2 T à 100 °C). Ils sont moins cassants que les technologies en SmCo, et peuvent permettre d'obtenir des inductions plus grandes. Leur désavantage est lié à la variation de l'induction rémanente en fonction de la température (l'induction rémanente utilisée pour les simulations de ce chapitre est fixée à 1,27 T).

Les photos suivantes montrent le rotor d'aimants permanents au moment de l'assemblage. On peut observer les 96 aimants permanents montés dans la structure amagnétique sur la figure 5.10(a) avant le collage de la couche en acier inoxydable amagnétique. La figure 5.10(b) présente le rotor complet. Les stators sont présentés dans le paragraphe suivant.



(a) Vue avant le collage de la couche de friction en inox



(b) Vue après assemblage

FIGURE 5.10 – Photos du rotor du prototype laboratoire

### 5.2.2.2 Les stators bobinés

Comme vu précédemment, le module a été prévu pour réaliser une machine triphasée par quartier. La vue d'un stator entier est présentée sur l'ensemble de figures 5.11. La figure 5.11(a) présente le stator dans sa globalité. Une couche de friction en inox est apposée par dessus le stator pour améliorer le coefficient de friction entre rotor et stators. Les dents bobinées sont placées sur un disque de culasse statorique, d'épaisseur 4 mm. Cette culasse, initialement dimensionnée à 1,4 mm d'épaisseur a été augmentée pour rigidifier le stator. L'induction dans ce disque de culasse est donc aussi diminuée. Le nombre de spires par encoche est de 5, et une dent sur deux est bobinée. La figure 5.11(b) présente le stator dans le plan perpendiculaire à l'axe de rotation, sans la couche de friction. On observe sur cette figure les six quartiers, correspondant aux trois phases réparties chacune en deux zones diamétralement opposées.

Dans ce moteur composé initialement de 50 paires d'aimants, il y a alors un angle de  $3,6^\circ$  entre chaque dent. Seules les dents réalisant le déphasage de  $\frac{2\pi}{3}$  sont plus larges et ne sont pas bobinées. Les angles entre chaque dent sont représentés sur la figure, ainsi que la répartition des phases. L'utilisation de six quartiers pour une machine triphasée permet de placer en opposition une même phase afin de ne pas créer un couple de flexion sur le disque.



## 5.2. Présentation du moteur retenu

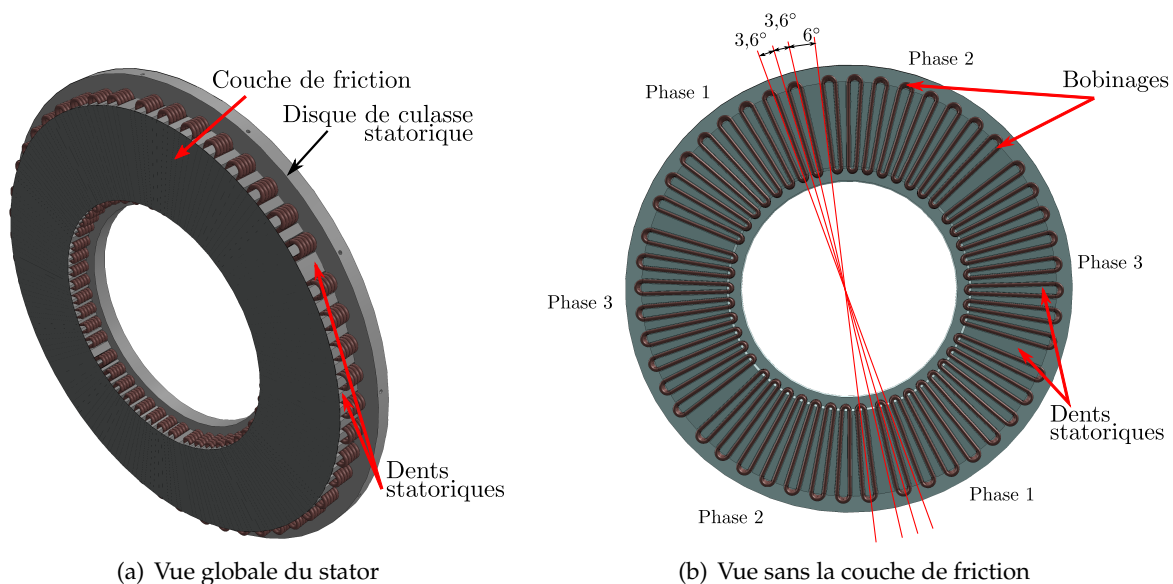


FIGURE 5.11 – Vues 3D du stator 1 du prototype laboratoire

Les tôles utilisées pour les stators sont en Fer-Silicium. Elles sont enroulées et d'épaisseur 0,35 mm. Les caractéristiques du constructeur annoncent environ une induction de 1,65 T à 5000 A/m et des pertes de 4,4 W/Kg à 1,5 T pour une fréquence de 50 Hz. Elles sont livrées enroulées comme présenté à la figure 5.12. Ces tores magnétiques sont alors usinés afin de réaliser les différentes dents, et rectifiés pour obtenir les bonnes dimensions sur la hauteur et la bonne planéité.

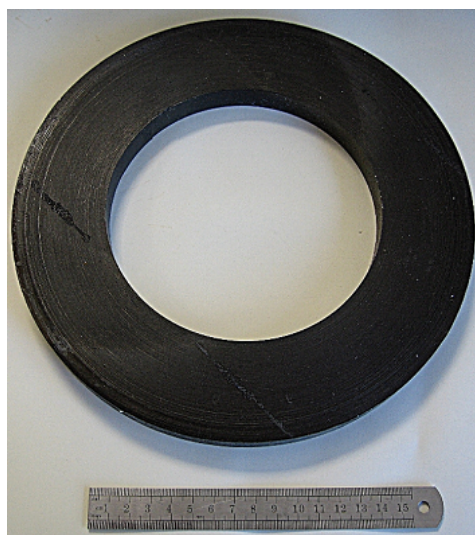


FIGURE 5.12 – Tôles statoriques enroulées avant découpe

Une fois les deux stators bobinés, un surmoulage est prévu. Le surmoulage du bobinage permet de garantir une bonne conduction thermique afin de favoriser le refroidissement du moteur. Il permet aussi de rigidifier le stator. Les stators sont ensuite recouverts d'une couche de friction en inox (épaisseur finale de la couche de 0,1 mm). Les épaisseurs de colle par entrefer

(donc pour la couche de friction du rotor et du stator) sont estimées au maximum à 0,1 mm, ce qui prévoit un entrefer magnétique maximum de 0,3 mm.

### 5.2.3 Caractéristiques électriques et performances attendues

Le tableau 5.4 présente les caractéristiques électriques et les performances attendues pour le prototype discoïde à bobinage dentaire triphasé. Le moteur discoïde est prévu avec les deux stators montés électriquement en série. Les forces électromotrices des phases sont alors égales à deux fois la force électromotrice d'une phase présente sur un stator. Les simulations par éléments finis sur un motif permettent d'obtenir les performances. Un traitement mathématique permet alors de calculer l'effort triphasé d'un élément mono-entrefer puis de l'ensemble complet. L'impact des 4 aimants manquants, et remplacés par l'armature permettant de positionner les paquets d'aimants n'est pas pris en compte dans les calculs. Il est difficile de prévoir analytiquement l'effet de ce système. La simulation par éléments finis, en plus d'être longue en temps pour obtenir l'intégralité du disque, n'a pas d'intérêt particulier sans la connaissance des dimensions exactes de tous les éléments qui seront assemblés.

Caractéristiques électriques	
Densité surfacique de courant $J$ , [A/mm <sup>2</sup> ]	6
Courant total dans une encoche $NI$ , [A]	93,6
Courant dans une phase $I$ , [A]	18,7
Pertes par effet Joule totales $P_{JT}$ , [W]	133
Force électromotrice max. à $N_{nom}$ (2 stators en série), [V]	27,8
Performances attendues	
Facteur de puissance	0,90
Couple moyen total $C_T$ , [N.m]	62
Ondulation crête à crête du couple moyen total $C_{cc}$ , [N.m]	14
Couple massique $C_m$ , [N.m/kg]	7,1
Couple linéique $C_l$ , [N.m/m]	1615
Rendement nominal $\eta$ , [%]	0,89

TABLE 5.4 – Caractéristiques électriques et performances attendues du prototype

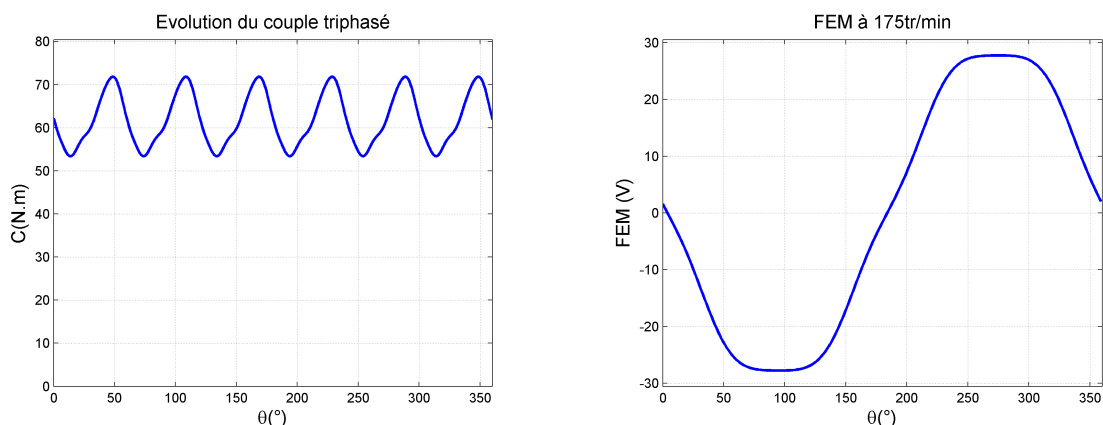
Le couple total triphasé attendu développé par le prototype discoïde est présenté à la figure 5.13(a). Le couple a une valeur moyenne de 62 N.m et une ondulation crête à crête de l'ordre de 14 N.m, soit 22 % du couple moyen. L'évolution de la force électromotrice vue par une phase est tracée sur la figure 5.13(b). La force électromotrice est calculée par la mesure du flux des aimants en fonction de la position angulaire. Elle présente une valeur crête de quasiment 28 V à la vitesse de rotation nominale de 175 tr/min.

Dans le cas où le module serait monophasé, et que toutes les dents sont utilisées, le couple moyen de l'élément bi-entrefer serait de 69 N.m. Le couple moyen triphasé dans notre cas représente 90 % du couple moyen monophasé de l'élément original (3 phases avec 30 dents par phase participant à la conversion électromécanique sur les 100 initialement prévues).

Ces résultats attendus sont fonction du système d'annulation des efforts normaux, qui doit



## 5.2. Présentation du moteur retenu



(a) Couple triphasé du prototype en fonction de l'angle électrique

(b) Force électromotrice d'une phase, avec les 2 stators en série

FIGURE 5.13 – Évolutions du couple total et de la force électromotrice du prototype discoïde

supprimer la friction de ce prototype à entrefer réduit. Ce système et son fonctionnement sont présentés dans la suite de cette section.

### 5.2.4 Système d'annulation des efforts de plaquage

Les performances annoncées et attendues sont possibles uniquement si le moteur a un entrefer réduit à 0,3 mm, et un système de compensation des efforts de plaquage en place et fonctionnel. Le dispositif est présenté sur l'ensemble de figures 5.14. Ce système est composé de deux parties : une partie active et une partie passive. Cette dernière est réalisée à partir de rondelles ressorts appelées rondelles "belleville". Leur action de type ressort va permettre de compenser un effort constant. Le système passif est décomposé en 6 tiges de type M8 réparties sur la surface du stator. Les tiges sont fixées au stator, et passent dans le flasque extérieur. Les rondelles ressorts sont serrées avec des écrous, bloqués en position par des goupilles. Le système passif est vu de l'intérieur sur la figure 5.14(a), et de l'extérieur sur la figure 5.14(b). Les rondelles prévues sont des rondelles qui permettent d'obtenir un effort de 1500 N à un déplacement de 75 % de la course totale possible qui est de 0,45 mm. Le montage en série ou en parallèle de ces rondelles permet de réaliser soit une grande course pour le même effort, ou un grand effort pour la même course. Une combinaison des deux montages est aussi possible selon l'effort à réaliser et la raideur désirée.

La partie active est réalisée à partir d'un électro-aimant de forme annulaire. La partie "mobile" de celui-ci est fixée sur le stator. Le noyau où est logé le bobinage, est fixé au flasque. Le noyau de l'électro-aimant est visible sur la figure 5.14(c), le solénoïde n'est pas représenté. Sur la figure 5.14(a) est représenté le disque en fer magnétique réalisant la partie "mobile". Le noyau de l'électro-aimant est réalisé à partir d'une pièce usinée en acier magnétique doux. Cet actionneur actif permet de compenser des variations sur l'effort de plaquage alors que le système passif est déjà réglé à son état premier. La plus grande partie de l'effort est compensé par les rondelles ressorts, et l'électro-aimant n'a alors donc pas à développer un effort élevé en

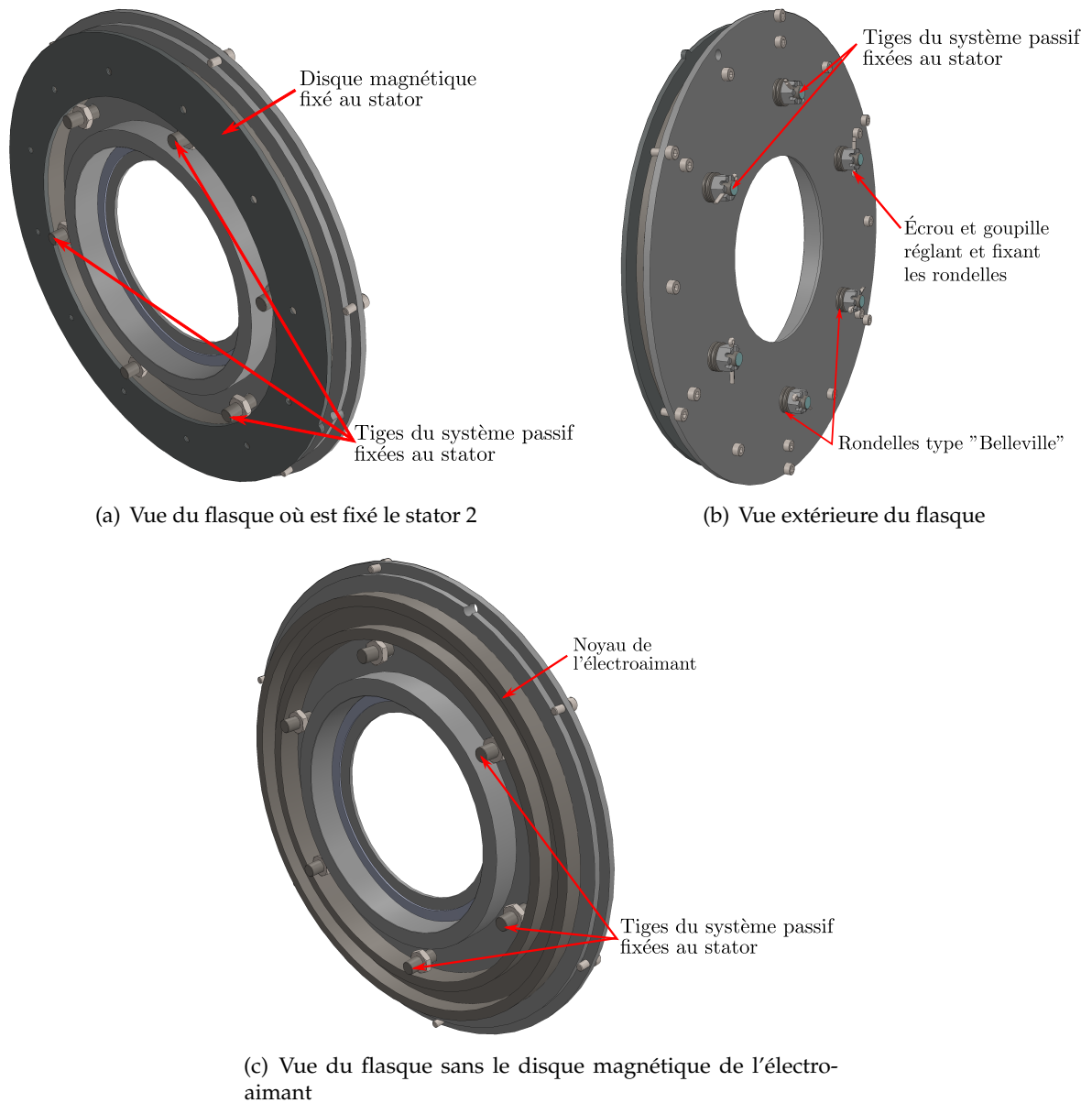


FIGURE 5.14 – Vues 3D du flasque 2 du prototype laboratoire : système de compensation des efforts de plaquage

continu.

Pour résumer les actions réalisées par ce système de compensation, deux composantes sont présentes :

- une composante continue réalisée par 6 branches en parallèle constituées de rondelles ressorts équiréparties sur la surface, réglables par des écrous ;
- une composante active et commandable par un électro-aimant. Pour réaliser une régulation parfaite, il est nécessaire d'obtenir par un moyen direct ou indirect la mesure de l'effort de plaquage.

L'ensemble statorique ne doit pas se déplacer puisque le stator doit rester en contact avec

## 5.2. Présentation du moteur retenu

---

le rotor dans le meilleur des cas. Seul l'effort normal d'attraction doit être compensé par les efforts du système. L'effort de réaction du rotor sur le stator est alors nul, et ainsi la friction non présente. Les systèmes passif et actif ne doivent donc en théorie pas avoir de course à réaliser.

L'étude qui suit permet de simuler le comportement du système de compensation des efforts et ainsi vérifier la possibilité de fonctionnement d'un tel dispositif. Pour simuler le comportement du système, dans un premier temps il est nécessaire de simuler le comportement de l'effort de plaquage qui s'exerce sur les disques.

### 5.2.4.1 Simulations de l'effort normal à compenser

Une simulation par éléments finis en fonction de la position du stator vis à vis du rotor permet de mesurer l'effort d'attraction. Cet effort a lieu dans la direction de l'axe de rotation et s'exerce entre un stator et un rotor. Cet effort, appelé effort de plaquage, est normal au disque. Lorsque les deux disques sont en contact, il génère de la friction, donc un couple de frottement s'opposant au mouvement. Il diminue les performances, génère des échauffements locaux et dégrade les surfaces en jeu. Ce couple de frottement est minimisé par l'utilisation de surfaces de friction mais doit être principalement supprimé par le système de compensation des efforts de plaquage.

Pour réaliser ces simulations, le même motif que celui de la simulation des efforts développés par le moteur est utilisé. La composante normale au déplacement de l'effort donné par la méthode du tenseur de Maxwell est mesurée en fonction de la position. Dans ces résultats, ne sont pas pris en compte les 4 aimants manquants et les dents plus larges réalisant le déphasage. L'effort surfacique est considéré constant sur un motif, et il est intégré sur un tiers de la surface. L'effort total est alors reconstruit par la somme de trois signaux déphasés de  $\frac{2\pi}{3}$ . Il est aussi possible de déplacer le stator de sa position de contact avec le rotor (entrefer égal à 0,3 mm), à une valeur d'entrefer magnétique plus grande. Ce cas correspond au moment où le système de compensation vient décoller le stator du rotor. Ce n'est pas un état que l'on souhaite obtenir cependant pour observer le comportement global du système il est nécessaire de le connaître.

Il est aussi possible de calculer le couple de friction qui s'oppose au mouvement en utilisant la même méthode, mais en intégrant l'effort surfacique pour en calculer un couple. L'effort surfacique est lui-même multiplié par le coefficient de friction lié aux matériaux en contact. Ce coefficient de friction est fixé à 0,16 pour le couple Inox/Inox. Les simulations donnent un résultat intéressant lorsque le système de compensation n'est pas en fonction : le couple de friction par entrefer est de 120 N.m. Le couple résistant s'opposant donc à la rotation du moteur est de 240 N.m. Le prototype ne peut donc pas tourner sans système de compensation des efforts de plaquage, puisque le couple électromagnétique moteur, de 62 N.m, est largement inférieur à cette valeur.

La figure 5.15 présente l'évolution de l'effort de plaquage sur un stator en fonction de la position angulaire du rotor, et en fonction du déplacement du stator. Lorsque le déplacement est nul, l'effort de plaquage est l'effort qui est à compenser lorsque les stators sont en contact avec le rotor.

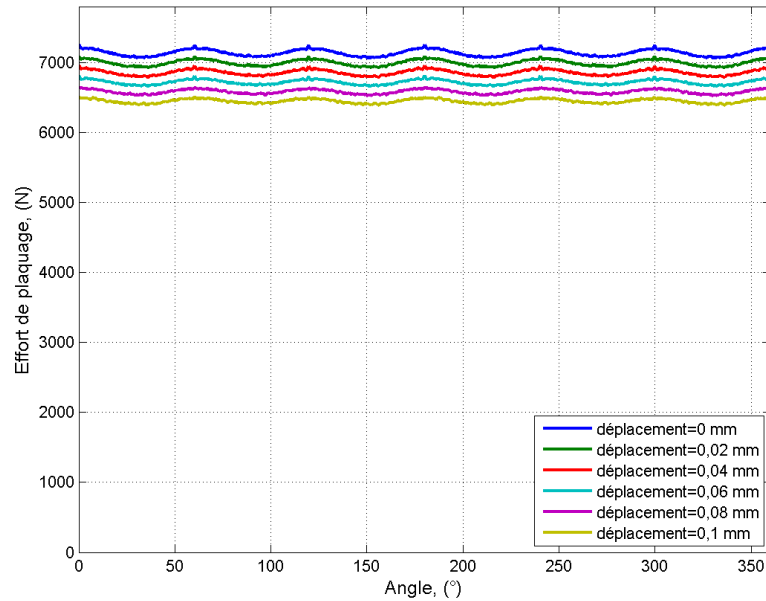
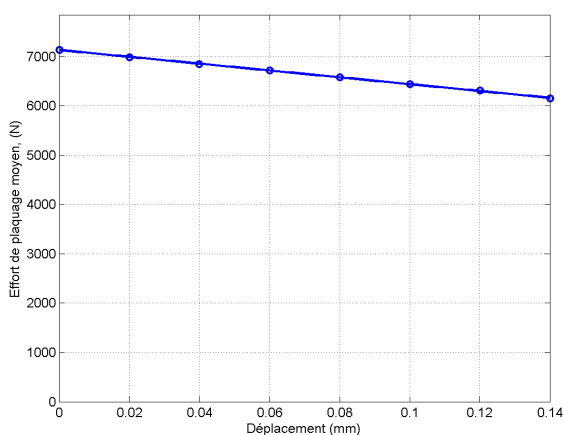
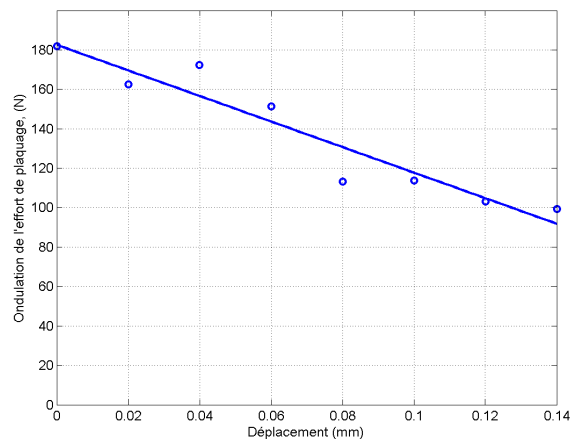


FIGURE 5.15 – Évolution de l’effort de plaquage en fonction de  $\theta$  et du déplacement du stator

Cet effort de plaquage présente deux composantes : une continue et une alternative. La partie continue est directement liée et provient de la valeur de l’entrefer magnétique, donc du déplacement. La composante ondulatoire, de fréquence six fois supérieure à la fréquence électrique du moteur, est liée à la position angulaire du rotor. Il est donc possible de déterminer la contribution de chacun par rapport à ces deux paramètres. En réalisant des interpolations de la composante continue et de l’ondulation crête à crête, il est alors possible de connaître la valeur de l’effort de plaquage à chaque instant. Les figures 5.16 présentent ces évolutions.



(a) Évolution de l’effort moyen de plaquage en fonction du déplacement



(b) Évolution de l’ondulation de l’effort de plaquage en fonction de la position

FIGURE 5.16 – Évolutions des composantes continue et ondulatoire de l’effort de plaquage

La figure 5.16(a) présente l’évolution de l’effort moyen de plaquage en fonction du déplacement du stator par rapport à sa position nominale contre le rotor. On observe alors une valeur

## 5.2. Présentation du moteur retenu

---

de 7135 N d'effort de plaquage qui s'exerce entre le rotor et le stator lorsqu'ils sont en contact. Lorsque le stator s'éloigne du rotor, l'effort décroît alors linéairement avec le déplacement pour des déplacements faibles (le coefficient directeur de cette droite est de  $-6930$  N/mm). L'ondulation crête à crête de l'effort de plaquage varie aussi en fonction du déplacement du rotor, elle est représentée à la figure 5.16(b). On observe alors une ondulation crête à crête nominale 182 N lorsque les disques sont en contact, à une fréquence proche de 1200 Hz. La décroissance de cette ondulation est modélisée de façon linéaire et le coefficient directeur obtenu est de  $-648$  N/mm.

La connaissance de ces grandeurs permettent donc de dimensionner le système passif qui doit tirer le stator d'une grande partie de la composante continue de l'effort de plaquage. Le système étant réparti sur 6 tiges, chaque tige doit composer  $\frac{1}{6}$  d'un effort proche de 6800 N, soit environ 1150 N par tige et par ressort. Le système actif doit alors compenser un effort de l'ordre de 500 N. L'induction rémanente des aimants utilisés décroît de 0,12 % par °C. Cet effort à compenser va donc être plus faible lors d'un fonctionnement en régime permanent. Les simulations sont cependant toutes réalisées à 20 °C qui correspond au maximum d'effort à compenser.

Des traitements mathématiques ont permis d'évaluer le couple de friction s'appliquant sur le moteur lors d'un fonctionnement sans le système de compensation des efforts normaux fonctionnel dans sa totalité. Ces résultats sont rappelés ici (le couple moteur est de 62 N.m) :

- sans aucun réglage, le couple de friction est de 240 N.m ;
- avec le réglage passif compensant 95 % de l'effort de plaquage, le couple de friction est de 12 N.m.

Il est donc possible, sans la partie active du système, de faire fonctionner le moteur. Il y aura alors une dégradation de 20 % du couple utile, mais ceci peut être utilisable pour un fonctionnement en mode secours ou dégradé dans le cas d'une panne de la partie active.

Ce comportement de l'effort de plaquage ainsi caractérisé permet par la suite de simuler le comportement global du système. L'étude de l'électro-aimant utilisé est réalisée dans la suite de cette section.

### 5.2.4.2 Simulations de l'électro-aimant par éléments finis

L'électro-aimant, composant actif du système de compensation, est simulé par éléments finis pour prévoir son comportement en fonction des divers paramètres. L'électro-aimant est simulé en 2D en problème axisymétrique. Pour les besoins de cette simulation et l'imposition de conditions aux limites, une sphère est dessinée à l'extérieur du dispositif. Elle permet d'imposer une condition aux limites telle que les lignes de champ soient tangentes à la surface définie par l'enveloppe de la sphère. Le dessin est généré par un script permettant de faire varier des paramètres tel que le courant ou l'entrefer. Le traitement mathématique et le pilotage du logiciel par éléments finis FEMM sont réalisés par le logiciel Matlab®. Le post-processeur est illustré à la figure 5.17(a). Un zoom sur l'électro-aimant est réalisé sur la figure 5.17(b).

Les différentes grandeurs géométriques sont définies sur ces deux illustrations et leurs valeurs sont indiquées dans le tableau 5.5.

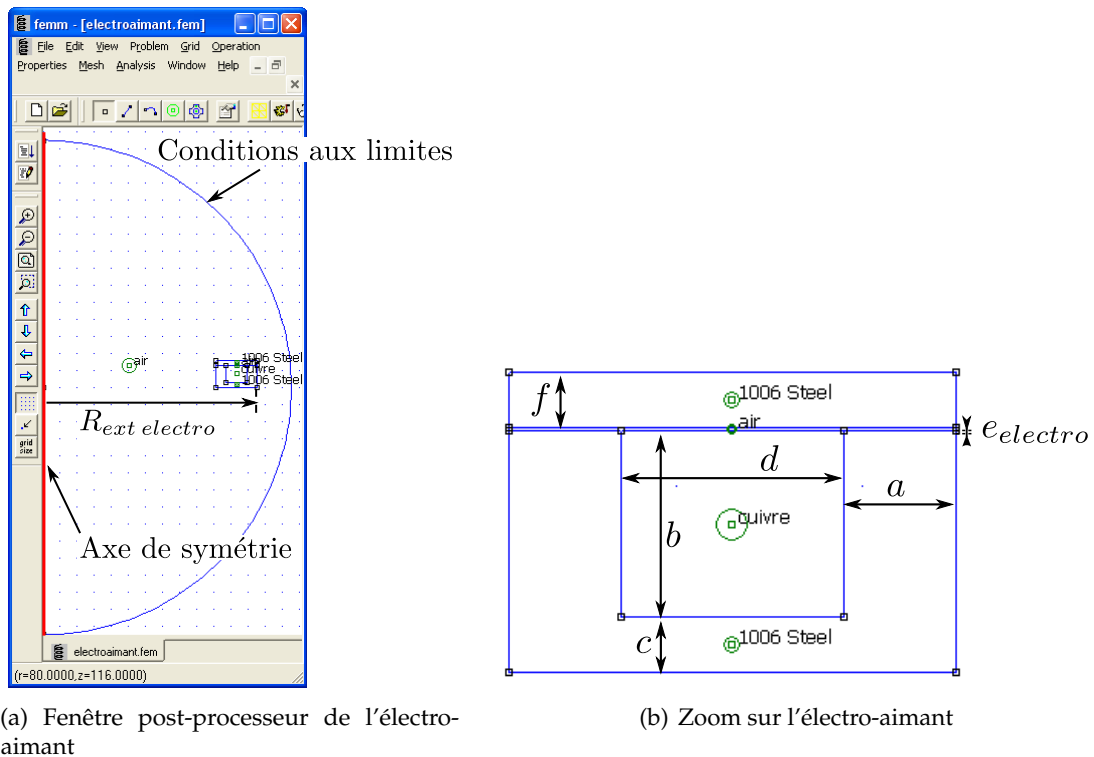


FIGURE 5.17 – Dessins 2D de l'électro-aimant dans le logiciel par éléments finis FEMM

$R_{ext\ electro}$ : rayon extérieur [mm]	125
$a$ : épaisseur de la jambe [mm]	6
$b$ : hauteur de la jambe [mm]	10
$c$ : épaisseur du fond [mm]	3
$d$ : largeur de l'emplacement du solénoïde [mm]	12
$f$ : épaisseur de la partie mobile [mm]	12
$e_{electro}$ : entrefer [mm]	variable

TABLE 5.5 – Définitions des grandeurs géométriques de l'électro-aimant

À partir du script, il est alors possible d'obtenir les simulations nécessaires à l'obtention de l'effort de plaquage en fonction de l'entrefer et du courant. L'évolution de la force de l'électro-aimant en fonction de la densité de courant appliquée et de l'entrefer est présentée à la figure 5.18. L'entrefer maximum de l'électro-aimant est fixé à 0,2 mm. Le rapport de la surface de cuivre par la surface de la fenêtre de bobinage est fixé à 0,5. Le déplacement tend à faire décroître cet entrefer.

Ces résultats permettent d'obtenir la modélisation de l'effort en fonction de la densité de courant et la valeur de l'entrefer. Il a été choisi de modéliser la force en fonction de la densité de courant pour un déplacement nul, puis d'appliquer une réduction proportionnelle de l'effort en fonction du déplacement. Cette approximation est vraie si l'entrefer de l'électro-aimant reste très faible.

On en déduit que l'effort d'attraction de l'électro-aimant, dans le cas présenté, est alors de la forme :

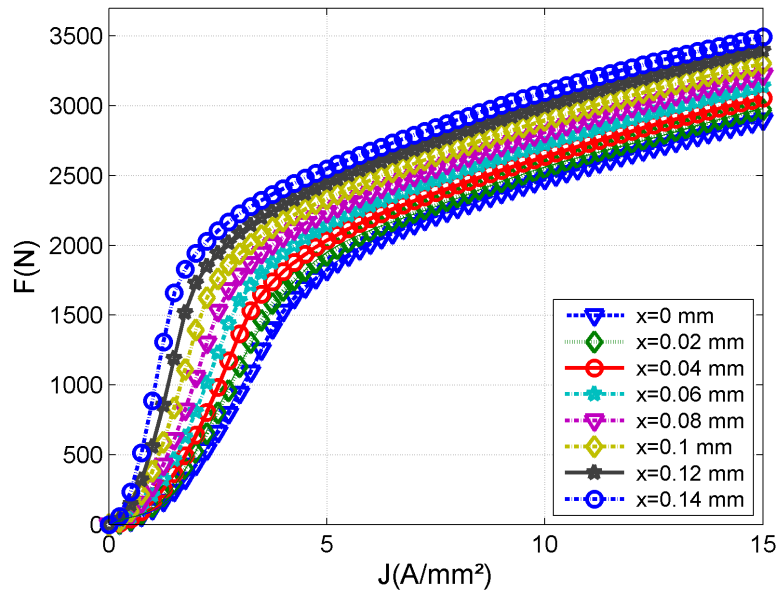


FIGURE 5.18 – Évolution de la force de l'électro-aimant en fonction de la densité de courant et du déplacement

$$F_{electro} = (1 - 2,2 \times (0,2 - e_{electro})) \times P(J) \quad (5.2)$$

$P(J)$  correspond au polynôme obtenu après traitement mathématique d'interpolation de l'effort en fonction de la densité de courant. L'entrefer de l'électro-aimant  $e_{electro}$  est précisé en mm. Le coefficient 2,2 est lui aussi déterminé par le calcul. Le déplacement réalisé et précisé sur les courbes correspond à la grandeur  $(0,2 - e_{electro})$ , exprimé en mm.

Le paragraphe précédent précise un effort de l'ordre de 500 N à compenser. Cet effort peut varier, ainsi que l'entrefer de l'électro-aimant qui peut être plus grand en fonction des jeux mécaniques. Dans tous les cas, l'électro-aimant peut fournir un effort supérieur à 500 N. Un soin devra être apporté à l'entrefer de l'électro-aimant et la commande de celui-ci.

Une fois la modélisation de l'effort de système actif réalisée, il est désormais possible de simuler le comportement du système global.

### 5.2.4.3 Simulations du système de compensation des efforts de plaquage

Il a été décidé de simuler le comportement du système en réalisant un modèle sous Matlab®/Simulink®. À partir de l'effort de plaquage qui s'exerce sur le stator et son déplacement éventuel, l'effort de traction de l'électro-aimant et celui des rondelles ressorts, il est possible de simuler le comportement global du système. L'effort réalisé lors de l'alimentation de l'électro-aimant permet de compenser l'effort de plaquage résiduel qui n'a pas été compensé par les rondelles ressorts. La raideur et la course des rondelles ressorts peuvent être adaptées en choisissant différents montages pour les rondelles (série, parallèle ou une combinaison des deux).

Une des difficultés majeure de ce système réside dans la mesure précise et reproductible

de l'effort de plaquage qui s'exerce sur le stator. L'utilisation de couches minces capteurs de type piézo-résistives ou piézo-électriques implique de les placer dans la zone de friction et de contact, ce qui n'est pas envisageable. Une mesure indirecte de l'effort de plaquage est un aspect important de recherche pour la continuité de ces travaux. Dans le cas décrit dans ces travaux, le système est basé sur un déplacement infime et contrôlé du stator. En effet, l'élasticité du système doit permettre de déplacer d'une très faible course le système tout en ayant le contact entre rotor et stator. À partir d'une mesure de ce déplacement, par exemple optique, il est envisageable de mettre en place une régulation qui pilote l'électro-aimant.

La figure 5.19 présente le synoptique de la modélisation comportementale du système global.

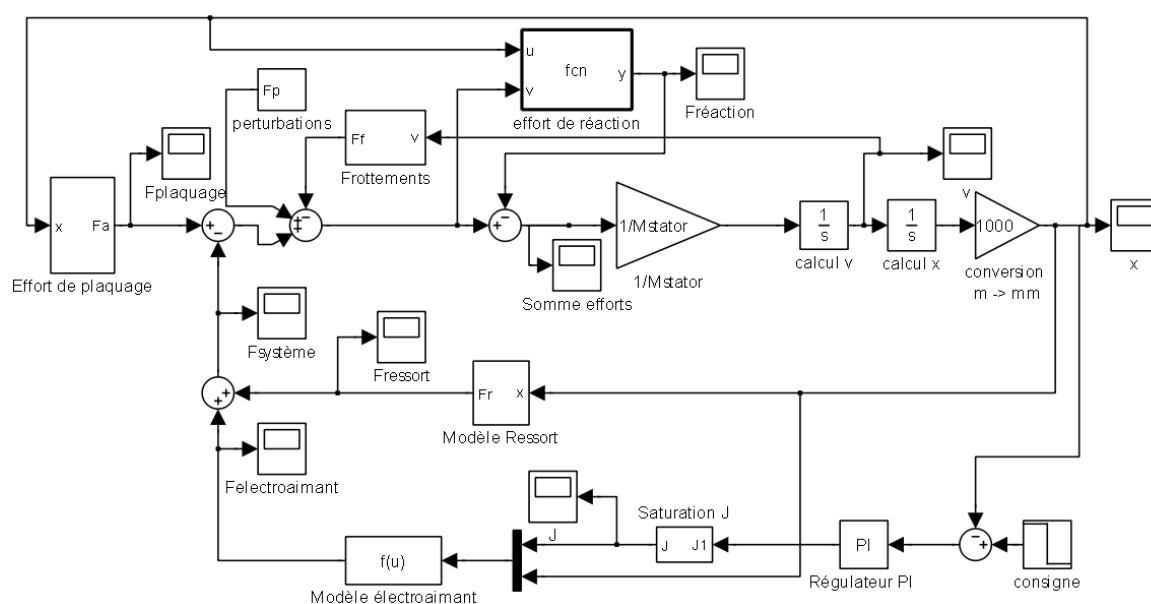


FIGURE 5.19 – Présentation de la modélisation du système de compensation des efforts de plaquage sous Matlab®/Simulink®

Les deux éléments du système de compensation sont modélisés : les rondelles ressorts avec leur raideur et la précharge réalisée, et l'électro-aimant. Les rondelles fournissent un effort de pré-charge, celui-ci varie aussi et décroît lorsque le stator se déplace. Le modèle de l'électro-aimant est implanté. Il permet, à partir de la densité de courant et de la position de la pièce mobile de l'électro-aimant, de générer l'effort.

Un bloc réalise l'implantation de l'effort de plaquage modélisé auparavant. L'ondulation de l'effort de plaquage est générée à l'intérieur du bloc.

On obtient ainsi la somme des efforts qui s'appliquent sur le système mobile : le stator. L'application du principe fondamental de la dynamique sur celui-ci permet de calculer la vitesse et la position du stator.

Un effort de réaction du stator est simulé pour limiter son déplacement : lorsqu'il est en contact avec le rotor, ou lorsque la pièce mobile de l'électro-aimant est en contact avec le noyau. Une zone d'élasticité est aussi modélisée lorsque le stator est en contact avec le rotor et pendant que le stator se déplace d'une valeur inférieure à une très faible valeur (0,02 mm). Cette élasticité



## 5.2. Présentation du moteur retenu

est liée à la déformation de la pièce globale mobile. C'est ce micro-déplacement qui doit être détecté et régulé. Ainsi il est possible d'approcher le moment où le stator est en contact et que l'effort de réaction, générateur de la friction, est très faible.

Des efforts de frottement sec et fluide sont aussi modélisés. Ils pourront être identifiés sur le prototype final. Il est possible d'ajouter un effort de perturbation afin de vérifier le comportement et la stabilité du système (chocs, vibrations).

L'identification de la boucle ouverte du système ou une méthode empirique (réglage en ligne) comme la méthode de Ziegler-Nichols permettent de régler un régulateur de type PI. Ce régulateur intervient pour maintenir la position du stator à la valeur de consigne grâce à la commande en courant de l'électro-aimant. La figure 5.20(a) représente l'évolution de la position du stator pour une consigne de déplacement de  $-0,02$  mm (la valeur du déplacement négative lorsque le stator est en mouvement). Cet échelon de consigne est demandé à l'instant  $0,2$  s. On observe que le système se déplace à sa valeur finale en moins de  $100$  ms. La figure 5.20(b) représente l'évolution de l'effort total développé par le système. On y retrouve entre  $0$  et  $0,2$  s l'effort constant développé par le système passif, puis ensuite vient s'ajouter l'effort de l'électro-aimant. Il faut rappeler que l'effort du système passif décroît avec le déplacement du stator puisque les rondelles sont moins comprimées. L'ondulation compensée de l'effort de plaquage est très peu visible car faible et à haute fréquence.

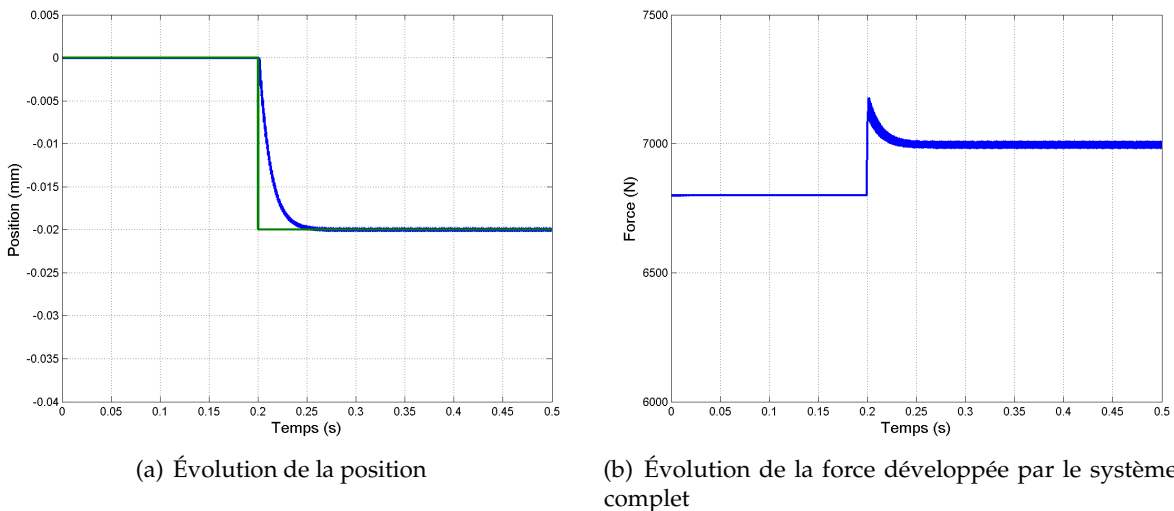
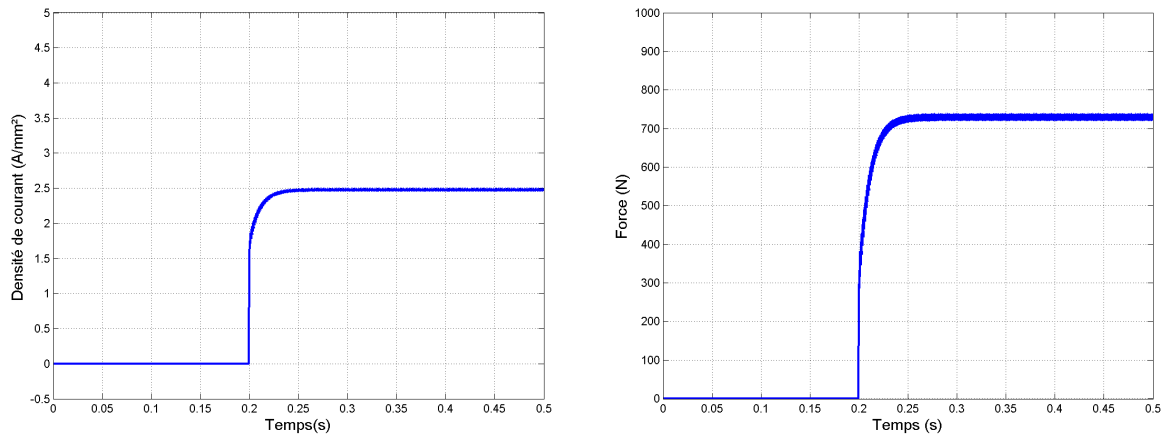


FIGURE 5.20 – Évolutions des grandeurs du système pour un échelon de consigne de  $-0,02$  mm

L'ensemble des figures 5.21 présente les évolutions de la densité de courant injectée dans l'électro-aimant et l'effort de celui-ci. La densité maximum de courant à fournir ne dépasse pas  $3$  A dans le cas présenté. L'électro-aimant a un entrefer de  $0,2$  mm à l'état de repos.

La valeur d'entrefer pour l'électro-aimant dépend directement du montage et des tolérances des autres pièces. Cette valeur peut donc être différente et pénaliser les performances du système actif. Dans le cas où cet entrefer est trop grand, la densité de courant à fournir peut être trop élevée et créer un échauffement important. Lors du montage la longueur sur l'axe de l'électro-aimant sera ajustée afin de prévoir cela.



(a) Évolution de la densité de courant de l'électro-aimant

(b) Évolution de la force développée par l'électro-aimant

FIGURE 5.21 – Évolutions des grandeurs de l'électro-aimant pour un échelon de consigne de -0,02 mm

Dans cette section, le système innovant de compensation des efforts de plaquage a été détaillé. Ce système est proposé par notre équipe afin de réaliser une machine polydiscoïde à entrefer réduit. Pour réaliser les simulations comportementales du système, l'effort de plaquage à compenser et l'effort développé par l'électro-aimant ont été caractérisés par éléments finis. La section suivante s'attache à présenter un modèle thermique plus précis que celui utilisé pendant les étapes de dimensionnement du moteur.

### 5.3 Modèle thermique

L'objectif de cette section est de présenter un modèle de comportement thermique du prototype et du moteur polydiscoïde à plusieurs modules. Lors du dimensionnement, des hypothèses simplificatrices ont été utilisées afin de permettre le dimensionnement du moteur. Une fois le moteur dimensionné, les dimensions géométriques fixées et les matériaux choisis, il devient possible de réaliser un modèle thermique plus précis. Dans un premier temps, les pertes Fer sont évaluées dans le prototype qui sera construit pour vérifier l'hypothèse de départ. Ceci permet donc de vérifier si elles sont en effet négligeables.

Ensuite un modèle nodal thermique sur une machine globale composée de 6 stators et 3 rotors est présenté. Ce modèle étendu au prototype permet de réaliser des simulations pour prévoir l'échauffement du moteur. Grâce à des essais thermiques réalisés sur le prototype, il sera possible de corriger ce modèle. Le modèle choisi lors du dimensionnement pourra alors être lui aussi corrigé pour améliorer l'algorithme de dimensionnement.

#### 5.3.1 Évaluation des pertes fer

Pour évaluer le niveau de pertes Fer dans le prototype, il est nécessaire de connaître les caractéristiques des tôles à disposition : la valeur des pertes Fer massiques en fonction de la

### 5.3. Modèle thermique

fréquence et l'induction maximum. À partir des simulations par éléments finis, il est possible d'obtenir les inductions magnétiques dans la culasse et les dents de chaque stator. La fréquence de fonctionnement est de 145 Hz environ pour le prototype.

Des modélisations des pertes Fer dans les matériaux ont été étudiées dans différents travaux [Hoa95, GAU05, dLB10] mais dépendent notamment de l'expérimentation ou de la connaissance précise du matériau fourni par le constructeur. Dans le cas présent ici, la fourniture de tôles enroulées dans ces dimensions et en faible quantité a fortement limité le choix du matériau et ses caractéristiques. Les données fournies par le fabriquant ne permettent pas d'extrapoler de façon correcte les pertes.

Pour évaluer les pertes Fer du moteur, considérons des tôles de type M 330 - 35 A dont les courbes sont données à la figure 5.22. À partir de ces courbes et des résultats de simulation par éléments finis des amplitudes des inductions dans les dents et la culasse, il est ainsi possible d'évaluer les pertes Fer dans la machine.

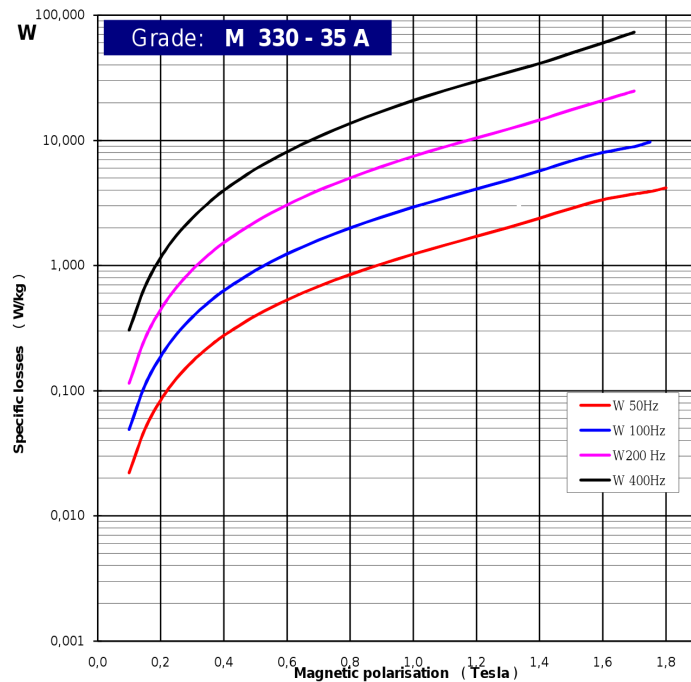


FIGURE 5.22 – Courbes de puissances massiques des pertes Fer dans du FeSi M 330 - 35 A (Courbes Arcelor-Mittal)

Les simulations par éléments finis donnent une amplitude d'induction dans les dents de 1,30 à 1,58 T en fonction des secteurs (sens décroissant des rayons). Dans la culasse de la même façon, on obtient une variation de 0,68 à 0,32 T. Les variations ne vont pas dans le même sens puisque l'induction dans la dent devient de plus en plus grande lorsque l'on s'approche de l'axe puisque la largeur relative de la dent diminue (largeur d'encoche constante). L'induction dans la culasse diminue, puisque l'épaisseur du disque est constante alors que le flux à faire passer diminue.

À partir de ces données, de l'interpolation des pertes massiques et du calcul des masses de chaque élément, on en déduit la valeur des pertes Fer totales dans la machine : elles sont

inférieures à 32 W. Cette valeur est inférieure à 25 % des pertes par effet Joule calculées dans le moteur (sans prise en compte des têtes de bobines). Les pertes Fer restent faibles et ne sont pas une des causes majeure d'échauffement dans le prototype. Elles peuvent tout de même être encore diminuées par l'utilisation de matériaux plus performants. Au regard de cela, les pertes Fer sont négligées dans le modèle thermique de la machine, comme dans l'étude paramétrique de la structure.

### 5.3.2 Modèle nodal thermique d'une machine 3R-6S

La modélisation thermique est limitée par la modélisation du transfert thermique dans l'encoche vers le stator. Des travaux de simulation par éléments finis existent pour essayer de prévoir le comportement thermique de cette jonction [BCS<sup>+</sup>09, IMB09, BOM09]. Ces modélisations dépendent fortement de la méthode de bobinage et du dépôt régulier des brins dans l'encoche. De plus, ces modélisations imposent la modélisation de chaque encoche.

Pour réaliser l'étude thermique de ce manuscrit, il a été choisi de modéliser de façon simple et de façon globale la source de pertes Joule et le transfert vers le stator [BCLP03]. Un modèle thermique nodal a donc été choisi [BER01]. Les règles élémentaires pour la réalisation d'un modèle nodal thermique sont appliquées [BER99, ABD07, RP85, dIBHA<sup>+</sup>10] :

- établissement des modes de transfert de chaleur associés aux différentes régions de la machine ;
- découpage en volumes ayant la même température.

Chaque volume à iso-température est représenté en son centre par un nœud du modèle. On peut alors y associer une capacité thermique et une source de chaleur selon la région modélisée. La liaison entre nœuds peut être modélisée par une résistance thermique, simulant la conduction thermique ayant lieu entre les deux nœuds. Cette résistance thermique est liée au matériau, à la longueur entre les deux nœuds et à la surface de conduction.

Le refroidissement thermique se fait de façon naturelle. Cette convection naturelle est modélisée à l'aide d'une résistance de convection. Le rayonnement thermique est aussi modélisé. Pour de grandes dimensions de machines électriques, ce mode de transfert ne peut pas être négligé et peut permettre de mieux refroidir la machine. Des essais sur une machine cylindrique de diamètre 220 mm par la société ERNEO ont permis la mise en évidence d'un meilleur refroidissement lorsque la carcasse en aluminium de la machine est recouverte d'une peinture. On peut exprimer la conductance par rayonnement  $G_{ray}$  selon la formule suivante [BER99, GLI98] :

$$G_{ray} = \frac{\epsilon_i \cdot \sigma \cdot S_{th\ tot} \cdot (T_{al}^4 - T_{amb}^4)}{T_{al} - T_{amb}} \quad (5.3)$$

$T_{al}$  et  $T_{amb}$  représentent les températures de la carcasse en aluminium et de l'air ambiant en Kelvin. La surface d'échange thermique est désignée par la grandeur  $S_{th\ tot}$ .  $\epsilon_i$  correspond au facteur d'émission de la surface, dépendant notamment de l'état de surface et de sa couleur.  $\sigma$  est la constante de Stefan-Boltzmann.

### 5.3. Modèle thermique

---

L'émissivité d'une surface lisse d'aluminium peinte en noire a été déterminée par des essais thermiques, et est calculée à 0,09 (au lieu de 0,063 pour la même surface non peinte). Le coefficient de transfert de chaleur par convection  $h$  est proche de 6 dans ce cas. L'expression de la conductance par convection  $G_{conv}$  est donnée par la relation :

$$G_{conv} = h \cdot S_{th\ tot} \quad (5.4)$$

Les résistances équivalentes pour l'analogie électrique sont les inverses des conductances. Pour simuler le comportement du rayonnement, un générateur de courant contrôlé permet en temps réel de modéliser la conductance par rayonnement en fonction des températures de l'aluminium et de l'air ambiant. Chaque élément, le fer, le cuivre et l'aluminium ont un volume donné, et donc une capacité thermique associée. L'exemple du modèle d'une machine discoïde à 6 stators et 3 rotors est représenté sur la figure 5.23.

Dans ce modèle, les pertes Joule sont globalisées : l'hypothèse part donc du principe que la contribution de chaque encoche est la même [BCS07]. Les deux stators de chaque côté sont identiques, et sont le siège de pertes par effet Joule. L'hypothèse simplifiée utilisée entre les stators dans le sens axial est un transfert de chaleur par conduction dans le rotor (les 3 pièces sont en contact). La capacité thermique du fer est placée au centre de chaque bloc statorique. De part et d'autre de ce nœud sont placées des résistances équivalentes identiques.

Le transfert thermique entre la source de chaleur, le cuivre, et le stator est caractérisée par une résistance dite  $R_{iso}$ . Elle correspond à l'inverse de la conductance de l'isolant placé entre le cuivre et la dent statorique. Cette conductance dépend bien évidemment de l'épaisseur d'isolant, mais aussi de la surface de contact entre le brin et la dent. Cette conductance peut être augmentée par l'utilisation d'un surmoulage. Les stators centraux (ceux qui ne sont pas aux extrémités) sont représentés comme une seule et même entité.

L'inconvénient majeur de cette structure est l'évacuation des calories dans les stators centraux. Pour améliorer le transfert thermique, il est envisagé d'ajouter des disques en aluminium apposés entre deux stators. Ces disques, présentant une bonne conduction thermique, réaliseront un pont thermique pour extraire la chaleur vers la carcasse en aluminium. Ces disques permettront aussi de rigidifier la structure des stators.

Les pertes Fer, même négligeables, peuvent être ajoutées sur ce modèle. Leur évacuation est plus facile puisqu'elles sont générées directement dans le stator, mécaniquement lié à l'échangeur thermique qui est la carcasse en aluminium. Le paragraphe suivant permet d'évaluer le modèle pour le prototype discoïde qui sera construit.

#### 5.3.3 Modèle nodal thermique du prototype laboratoire et résultats de simulation

De la même façon que dans le paragraphe précédent, un modèle nodal thermique a été établi pour le prototype laboratoire. Avec les mêmes hypothèses que précédemment, et seulement avec deux stators et un rotor, un modèle simple a été choisi pour évaluer le comportement du prototype discoïde. La figure 5.24 présente la vue du modèle implanté dans le logiciel de simulation PSIM afin de simuler le comportement thermique du prototype.

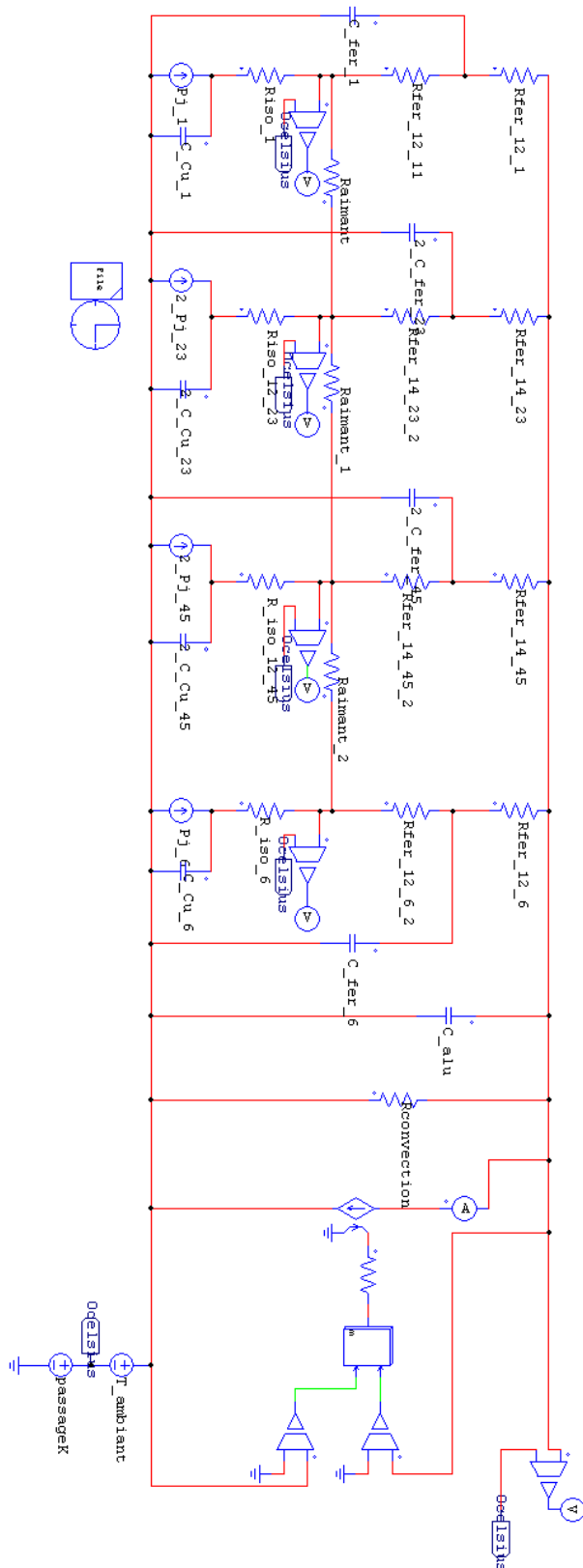


FIGURE 5.23 – Présentation du modèle nodal thermique d'une machine composé de 3 rotors et 6 stators

### 5.3. Modèle thermique

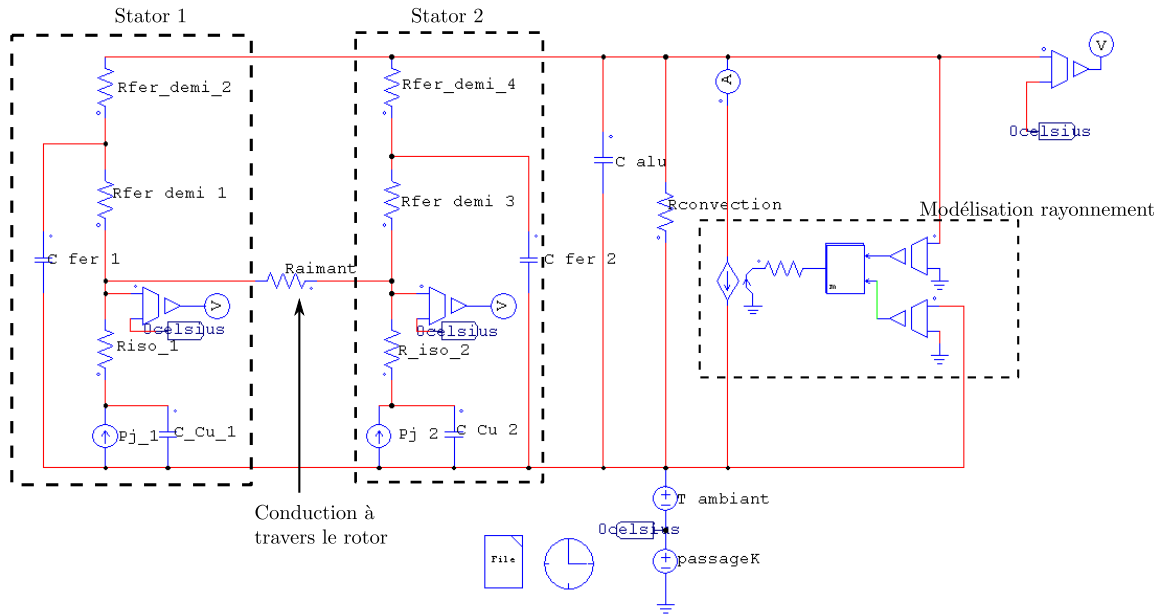


FIGURE 5.24 – Présentation du modèle nodal thermique du prototype

Cette figure présente le modèle des deux stators : les pertes Joules par stator se dissipent dans un volume de cuivre ayant une capacité thermique  $C_{Cu}$ . La résistance  $R_{iso}$  modélise le transfert thermique par conduction entre le cuivre et le stator. Au sein du stator, il y a de la conduction dans le matériau ferromagnétique. La capacité thermique du fer  $C_{fer}$  est représentée au centre du volume.

La conduction est représentée par une résistance thermique  $R_{fer}$  divisée en deux pour obtenir le nœud au centre du volume du stator. Le stator est directement lié mécaniquement à la carcasse en aluminium du prototype, aucune résistance est utilisée car elle est très faible, cependant elle pourrait être ajoutée pour préciser le modèle après avoir été évaluée.

Les capacités thermiques sont calculées à partir des masses et des capacités thermiques massiques de chaque élément. Elles n'interviennent que pour le comportement dynamique, la valeur finale de l'échauffement ne dépend pas de ces grandeurs.

Le calcul de  $R_{iso}$  et  $R_{fer}$  est effectué selon les équations suivantes :

$$R_{iso} = \frac{\text{épaisseur isolant}}{\lambda_{iso} \cdot S_{tot\ encoche} \cdot K_{surf}} \quad (5.5)$$

$$R_{fer} = \frac{R_{ext} - R_{int}}{\lambda_{Fer} \cdot 2\pi \cdot (R_{ext} + R_{int}) \cdot h_c} \quad (5.6)$$

Pour calculer la résistance thermique de l'isolant, il est nécessaire de connaître l'épaisseur d'isolant choisi, il dépend donc directement des choix lors du bobinage et de la fabrication.  $S_{tot\ encoche}$  correspond à la surface totale interne des encoches. Un coefficient  $K_{surf}$  est choisi pour modéliser le rapport entre la surface d'encoche et la surface de contact de l'isolant. Ce coefficient est donc inférieur à 1. Dans notre cas où il y a 5 spires bobinées par encoches et qu'elles sont bobinées l'une en dessus de l'autre (cf figure 5.25), ce coefficient est amélioré.

De plus, un surmoulage est prévu, ce qui permet d'augmenter  $K_{surf}$  et donc de diminuer la résistance thermique de l'isolant. Il est arbitrairement fixé à 0,7 dans les simulations suivantes. Ce coefficient pourra être approché par des mesures thermiques une fois le prototype construit.

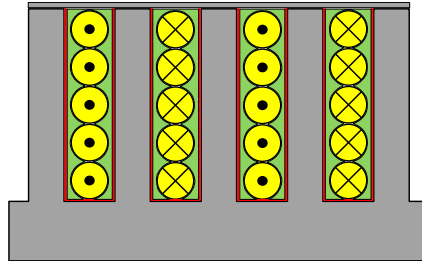


FIGURE 5.25 – Illustration du bobinage du prototype avec surmoulage

Dans les simulations suivantes, le coefficient de transfert de chaleur par convection  $h$  est fixé à 6 et l'émissivité de l'aluminium à 0,09 pour une surface peinte en noir favorisant le rayonnement. Ces données sont extraites des essais expérimentaux évoqués précédemment sur une machine cylindrique de dimensions proches de notre prototype. Les résultats de simulation thermique sur le prototype sont présentés à la figure 5.26. On obtient alors une température finale pour la carcasse en aluminium de 135 °C soit une élévation de 115 °C. De la même façon, les bobinages subissent une élévation de température de 140 °C.

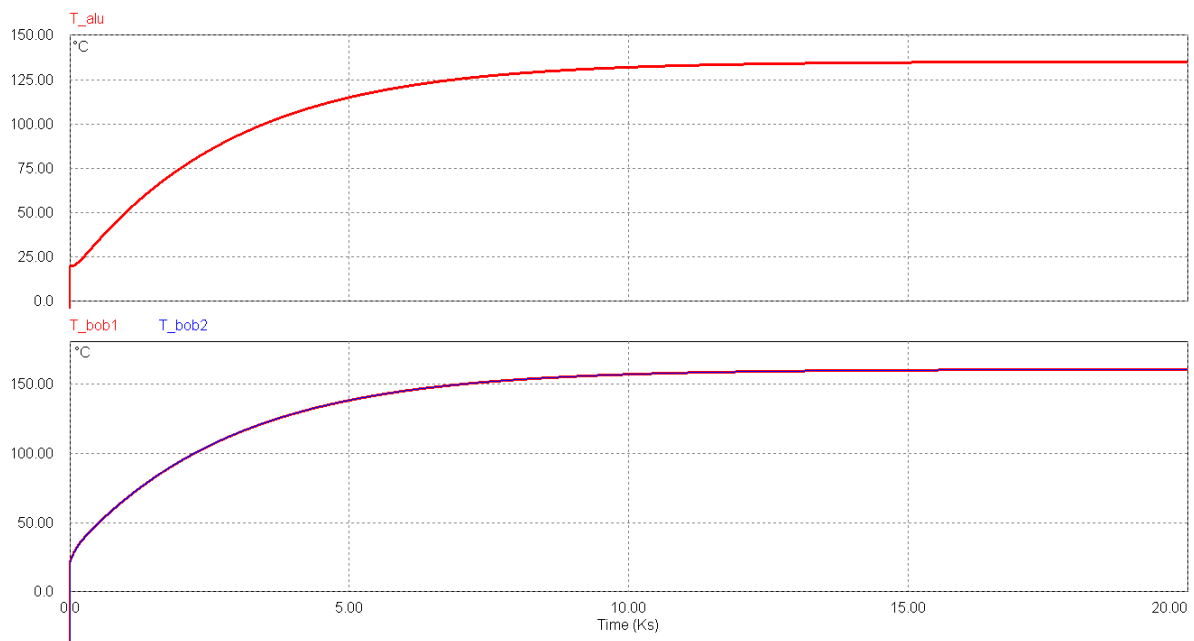


FIGURE 5.26 – Résultats de simulation thermique de la température de la carcasse et des bobinages

On observe une constante de temps d'environ 50 min. La machine arrive donc à sa valeur finale entre 2,5 h et 5 h (3 à 5 fois la constante de temps).

La valeur finale de la carcasse en aluminium est légèrement supérieure à la valeur choisie dans le dimensionnement du moteur (une élévation initialement fixée à 100 °C). À partir d'essais thermiques en statique et dynamique réalisés sur le prototype, il sera possible d'affiner ce



## 5.4. Conclusion

---

modèle, notamment en calculant  $K_{surf}$ ,  $\epsilon_i$  et  $h$ . Ainsi une correction du modèle simpliste utilisé lors du dimensionnement pourra avoir lieu.

Afin de prévoir ces essais thermiques, des sondes de température ont été prévues au niveau des bobinages. Plusieurs essais avec différents valeurs de pertes Joules (prototype alimenté en continu) permettront de corriger le modèle de façon plus précise par les mesures des températures des bobinages et de la surface extérieure de la machine.

## 5.4 Conclusion

Les travaux de ce manuscrit ont pour support le projet Green Taxiing dont l'objectif a été exposé au chapitre 1. Cet objectif principal est l'utilisation de machines tournantes à entraînement direct permettant de déplacer l'avion au sol. Ce chapitre a permis de réaliser la comparaison des deux topologies de machines polydiscoïdes développées dans les chapitres 3 et 4 pour l'application de taxiage : une machine à bobinage dentaire et à couplage polaire et une machine à bobinage global et à couplage dentaire. À travers la comparaison des performances massiques et volumiques de machines triphasées composées de 3 rotors, la machine à bobinage dentaire apporte un net avantage pour l'objectif de l'étude : créer le maximum de couple dans le volume disponible.

Cette comparaison a aussi permis de mettre en évidence l'intérêt de la structure à entrefer réduit : les performances accessibles sont nettement supérieures dans ce cas là (jusqu'à 27 % d'amélioration). Les différences technologiques des deux topologies renforcent aussi le choix d'une machine à bobinage dentaire comparée à celle à bobinage global. Dans cette topologie les deux stators ne sont pas liés mécaniquement par un élément nécessaire au fonctionnement magnétique contrairement au moteur à bobinage global. Dans la dernière topologie, la présence de la culasse magnétique de retour de flux, englobant le bobinage complexifie le montage mécanique et l'utilisation du système de suppression des efforts de friction nécessaire au bon fonctionnement d'une structure à entrefer réduit.

À partir de ces conclusions, la suite des travaux présente un prototype laboratoire de machine discoïde bi-entrefer triphasée conçue à partir de la structure à bobinage dentaire et à couplage polaire. Pour les besoins d'essais en laboratoire et de réduction des coûts, les dimensions finales du prototype sont plus faibles que celles prévues dans le cahier des charges du projet. Cette machine a aussi été rendue triphasée par l'utilisation d'une structure par quartiers. L'utilisation au sein d'un même stator de six quartiers déphasés d'un angle électrique de  $\frac{2\pi}{3}$  permet d'obtenir une machine triphasée ayant un couple constant. Une perte de performances est engendrée par l'utilisation de quartiers déphasés, comme l'utilisation d'un diamètre externe plus faible qui diminue fortement la surface active productrice d'efforts. Les performances volumiques et massiques ne peuvent donc pas être comparables aux études précédentes. La structure est entièrement symétrique par l'utilisation de deux stators identiques placés en regard autour du rotor.

Les plans mécaniques 3D du prototype en cours de construction sont précisés et commentés. Ce moteur permettra de valider les performances magnétiques calculées, la faisabilité et la fonction-

nalité du système de compensation des efforts de plaquage innovant proposé par notre équipe. Sa livraison a du être reportée de plusieurs mois suite à des problèmes d'approvisionnement et d'assemblage des différents éléments de taille non conventionnelle.

Ce système complètement innovant, à notre connaissance jamais conçu pour de telles machines, permet de compenser l'effort normal s'exerçant entre le disque rotorique et les disques statoriques. Une fois cet effort compensé, les performances annoncées pour le moteur peuvent être atteintes. Au sein de cette section, des simulations permettent d'évaluer le comportement mécanique d'un tel système. Dans la modélisation globale sont implantés les comportements des différents éléments du système de compensation. La mesure directe de l'effort normal (effort de plaquage) pour réaliser une régulation est difficile. L'utilisation de la mesure d'un micro-déplacement de la partie mobile est prévue pour obtenir de façon indirecte l'effort de plaquage. Ce déplacement est lié à l'élasticité de l'assemblage et permet de prévoir le moment où l'effort est compensé.

À la fin de ce chapitre est présenté un modèle thermique nodal simplifié d'un assemblage polydiscoïde composé de trois rotors et six stators. Ce modèle thermique a pour vocation, à partir de simulations, de corriger le dimensionnement réalisé dans le chapitre 3. Afin d'utiliser des valeurs réelles, un modèle thermique du prototype laboratoire est précisé. Les modes de transfert thermiques seront ainsi validés, notamment à partir du coefficient d'échange par convection et les caractéristiques du rayonnement, mais aussi de la résistance de conduction qui existe entre le cuivre et la partie magnétique du stator. Les premiers résultats de simulation prévoient une élévation de température du moteur légèrement supérieure à ce qui était prévue. Des essais complémentaires permettront de valider ce modèle. Ainsi par correction successive des différents modèles, il sera alors possible de corrélérer ces résultats au modèle choisi pour le dimensionnement qui ne permettait pas de prendre en compte les aspects de fabrication.



# Conclusion générale



Les travaux de ce manuscrit portent principalement sur deux thèmes liés : l'étude des avantages et inconvénients des machines polyentrefers à aimants permanents, et l'étude de machines en vue du dimensionnement d'une machine polydiscoïde à aimants permanents pour l'application de taxiage : le projet Green Taxiing.

Le projet Green Taxiing, contenu dans la thématique d'avion plus électrique, est un projet de motorisation électrique des trains d'atterrissage afin de déplacer l'avion lorsqu'il est au sol. C'est dans ce cadre que le Groupe Énergie et Matériaux de l'Institut d'Électronique du Sud est impliqué pour la conception d'un moteur tournant à entraînement direct. À partir des conclusions de l'étude bibliographique menée sur les machines polyentrefers et les machines à flux axial, la machine à flux axial à empilement est la solution retenue. Ce moteur, appelé moteur polydiscoïde, a la meilleure capacité à fournir le maximum de couple dans le volume donné. En effet ce volume est caractérisé par un grand diamètre et un faible encombrement axial. Il favorise ainsi les machines polydiscoïdes en ce qui concerne le couple volumique par rapport aux machines cylindriques. Les performances souhaitées sont cependant très élevées et l'association de plusieurs disques en parallèle, en utilisant le concept de machines polyentrefers, permet ainsi la réalisation d'un fort couple volumique. La modularité de telles structures est intéressante puisqu'elle permet d'augmenter le couple disponible par l'ajout de plusieurs modules identiques. Cette modularité est peu accessible avec une machine cylindrique.

Les différents travaux passés sur les machines polyentrefers ont permis de montrer les attraits de ces structures quant aux performances massiques et volumiques. Les derniers travaux de l'Institut d'Électronique du Sud [ZIE08] ont présenté un actionneur linéaire multilame affichant des performances exceptionnelles lors d'un fonctionnement impulsif. Ces structures sont par contre très sensibles aux aspects de fabrication et de tolérances des différents éléments. Le concept est basé sur l'utilisation de petits éléments actifs mis en parallèle, rendu possible par l'accroissement de la fréquence. Ceci impose donc des fabrications et des assemblages très précis. L'étude de l'impact de la tolérance sur la largeur des aimants dans le cadre de l'actionneur multilame montre la forte dégradation qu'il est possible d'obtenir sur le moteur assemblé. Dans le pire des cas, il est possible d'obtenir une ondulation de l'effort moteur de 250 N au lieu des 15 N dimensionnés. Le couple moteur moyen, dans ce cas, peut être dégradé de 5 % de la valeur nominale qui est d'environ 1300 N. Le couple ondulatoire parasite créé est lié au déphasage engendré par le cumul de la tolérance, qui devient différent de  $\frac{2\pi}{3}$  entre les 3 machines monophasées. Dans l'exemple utilisé, l'erreur sur la largeur de chaque aimant

est seulement de 0,02 mm sur la dimension initiale de 2 mm. Une solution proposée par notre équipe est de rectifier les éléments réalisant le déphasage afin de positionner les éléments monophasés à la position initialement prévue. Le déphasage ainsi réalisé est de  $\frac{2\pi}{3}$  entre le début de chaque moteur monophasé, et non plus entre la fin d'un et le début du suivant. Cette solution permet de réduire l'ondulation à un niveau comparable à celui dimensionné. L'effort moyen est alors dégradé, mais d'une valeur inférieure à 5 %.

La deuxième contrainte lors de l'utilisation de telles structures est le maintien d'un entrefer très faible pour garantir de bonnes performances. Pour pallier aux difficultés mécaniques liées à ce maintien des stators et des rotors à une distance faible sans qu'ils soient en contact, ce manuscrit propose une solution innovante et originale encore jamais développée. Cette solution est suscitée par la recherche permanente de l'obtention de performances meilleures en travaillant au minimum d'entrefer. La solution proposée est de laisser libre en translation, perpendiculairement au mouvement, les parties mobiles et fixes (rotors et stators). Dans ce cas particulier, un effort normal de plaquage important est créé sur les éléments extérieurs qui tend à les rapprocher vers le centre de la structure. L'effort de réaction lié au contact entre les éléments vient alors s'opposer au mouvement par l'intermédiaire d'un effort de friction important. Cet effort de friction est alors rédhibitoire, créant échauffements, dégradations et perte d'effort moteur. Le principe du système proposé, appelé système de compensation des efforts de plaquage, est de créer un effort de la même norme mais de sens inverse à l'effort de plaquage. Dans ce cas là, le contact étant toujours réalisé entre pièces mobiles et fixes, l'effort de réaction du rotor sur le stator est nul : la friction est supprimée. Ce système permet alors de fonctionner correctement avec une structure à entrefer réduit à son minimum.

Une maquette de ce système appliqué à deux lames fixes et une lame mobile a permis de valider le principe en fonctionnement passif : la création d'un effort constant s'opposant à l'effort de plaquage a permis de réduire par 10 les efforts de friction. Ce système réglé initialement, et adjoint à un système actif permettant de compenser le reste de l'effort, peut supprimer totalement ou la grande majorité de la friction et ainsi utiliser le moteur aux performances les plus élevées.

Deux topologies distinctes de machines polydiscoïdes ont été étudiées dans ce manuscrit : une machine à bobinage dentaire et couplage polaire, et une machine à bobinage global et couplage dentaire. À partir d'études paramétriques permettant le dimensionnement des machines en fonction du cahier des charges, les tendances maximisant le couple volumique avec une masse la plus faible possible sont données. Dans le cas des deux topologies, un optimum de fréquence autour de 200 Hz pour cette étude permet de concilier la dimension des éléments avec un couple volumique optimum. Il est aussi nécessaire de diminuer le plus possible l'épaisseur d'aimant, donc du rotor. Dans le cadre de la machine à bobinage dentaire, il est utile d'utiliser une largeur d'encoche la plus grande possible au rayon minimum de la machine afin de maximiser la surface active, productrice d'effort. La machine à bobinage global et couplage dentaire apporte un avantage sur le couple massique. Cependant, les couples volumiques sont plus faibles et ne favorisent pas son choix pour l'application support de ces travaux.

Ces machines, comparées au même niveau de pertes par effet Joule, ont cependant une

différence importante sur la valeur du facteur de puissance. Celui-ci est fortement affecté dans une machine à bobinage global. Ceci est dû au flux des aimants nettement plus faible que celui généré par les courants englobant la machine. De plus l'emplacement du bobinage global diminue la surface d'entrefer productrice d'effort, car placé au rayon maximum.

Les entrefers doivent bien sûr être diminués au minimum. Ils étaient limités par le passé pour des considérations mécaniques. Ces études montrent l'intérêt notable de structures à entrefer réduit : un gain sur le couple volumique attendu supérieur à 40 % dans le cadre d'une machine à bobinage dentaire composée de trois rotors et six stators. Dans les mêmes conditions, la machine à bobinage global permet d'obtenir un gain de 70 % sur le couple massique, sans différence sur le couple volumique. La structure à bobinage global à entrefer réduit n'est donc pas intéressante lors d'un objectif de maximum de couple volumique. De plus, cette structure se prête peu à l'utilisation du système de compensation des efforts normaux : les liaisons mécaniques existantes entre stators, dues à la culasse de retour de flux entravent le dispositif. Dans le cadre de ces travaux, plusieurs machines sont proposées et notamment des machines triphasées composées de 3 rotors et 6 stators. Dans le volume disponible de 15,7 L, la machine à bobinage dentaire dimensionnée en régime permanent annonce un couple de l'ordre de 1320 N.m et celle à bobinage global un couple de 970 N.m, pour des masses respectives de 110 et 88 kg.

Ces deux études réalisées selon la même démarche ont permis de mettre en lumière l'utilisation d'une machine polydiscoïde à bobinage dentaire et couplage polaire, ayant un entrefer réduit pour le projet de taxiage. Dans l'intention de prouver la faisabilité et le fonctionnement du système de compensation des efforts normaux sur un moteur complet, notre équipe se propose de construire un prototype. Ce prototype laboratoire, plus petit, permettra aussi de réaliser des essais thermiques et de comparer les performances obtenues avec celles attendues. Ce prototype, dimensionné à partir de la structure à bobinage dentaire, est une machine triphasée composée d'un rotor d'aimants permanents et deux stators. Cette machine est rendue triphasée par l'usage de 6 quartiers par stators, déphasés d'un angle électrique de  $\frac{2\pi}{3}$  par rapport au quartier précédent.

Ce moteur sera donc équipé du système de compensation des efforts normaux. L'effort normal qui s'exerce sur un stator est de l'ordre 7200 N avec une ondulation de 180 N crête à crête de fréquence égale à six fois la fréquence électrique. Sans système, le couple de friction créé est tel que le moteur ne peut se mettre en rotation. Le système de compensation présenté est composé d'un élément passif, réalisant un effort continu. Ce sont des rondelles ressorts qui réalisent l'effort constant de l'ordre de 6800 N, réglées lors de l'assemblage. Un système actif, conçu à partir d'un électro-aimant de forme annulaire, permet de créer le reste de l'effort à compenser. Dans le but de prévoir le comportement et le fonctionnement théorique du système, des modélisations et simulations sous Simulink® sont effectuées. Pour réaliser une compensation parfaite de l'effort de plaquage, variant pendant le fonctionnement du prototype, il est nécessaire de mesurer de façon permanente l'effort de plaquage à compenser. Ces variations sont dues à la position du rotor mais peuvent aussi être dues aux dilatations, aux tolérances sur les pièces mécaniques.



Cet effort qui s'applique entre les stators et le rotor en mouvement, est difficile à mesurer directement par un capteur de force ou de pression. Celui-ci doit être directement situé dans l'entrefer, et doit donc être très fin et résistant car sujet aux frictions et échauffements. Une mesure indirecte de cet effort de plaquage semble être la solution inévitable pour cette réalisation. Nous proposons de réaliser une mesure du micro-déplacement du stator relié au système de compensation. L'élasticité du montage des différentes pièces du stator doit permettre de mesurer le mouvement de celui-ci avant qu'il ne soit plus en contact avec le rotor. À la limite de non-contact, l'effort normal total s'exerçant sur le stator est nul : il y a alors égalité entre l'effort de plaquage et l'effort de traction du système. Dans une telle situation, aucun effort de réaction du rotor sur le stator n'existe, et il n'y a alors aucune friction s'opposant au mouvement. Ce système conçu ainsi sera testé sur le prototype une fois celui-ci construit et assemblé.

Lors du dimensionnement des machines discoïdes à bobinage dentaire, un modèle thermique élémentaire a été utilisé. Afin d'aboutir à un modèle plus précis et adapté aux machines discoïdes, le manuscrit présente un modèle thermique nodal. Ce modèle dépend de grandeurs liées aux dimensions de la machine, à sa conception mécanique mais aussi aux choix technologiques. L'identification de ce modèle lors de futurs essais thermiques permettra de corriger les différentes hypothèses réalisées et d'affiner le dimensionnement électromagnétique de la machine.

Au travers de ces études sur les actionneurs polyentrefers et les nouvelles performances attendues grâce à l'usage d'un entrefer maintenu à son minimum, ces machines semblent être une solution intéressante pour des applications imposant des performances volumiques importantes. L'utilisation d'un entrefer réduit à son minimum est envisagée en utilisant le système de compensation des efforts de plaquage proposé par notre équipe. Ces travaux ont mené au dimensionnement d'un prototype laboratoire complet, triphasé qui permettra de valider des aspects thermiques et la faisabilité mécanique du système entier. De nombreuses perspectives s'annoncent pour ce type d'actionneurs. En effet, les problèmes mécaniques liées à l'utilisation d'éléments magnétiques de faibles dimensions et le maintien des parties mobiles et fixes à distance proche ont limité le développement de telles machines par le passé. Ce premier prototype à entrefer réduit permet d'ouvrir une nouvelle voie pour les machines polyentrefers. Le développement de la mesure de l'effort de plaquage, qu'elle soit directe ou indirecte, est un axe de recherche intéressant pour la suite de ses travaux. L'utilisation d'algorithmes génétiques pour le dimensionnement est aussi un axe possible [MAK06, ABD07, AAM10]. Ces algorithmes, tel que l'algorithme NSGA-II [DPAM02] utilisé pour les machines électriques, doivent permettre de trouver un optimum de façon plus rapide tout en intégrant un modèle thermique plus précis, demandant plus de temps de simulation.





# Liste des symboles

## Acronymes

<b>C.E.A.</b>	Commissariat à l'Énergie Atomique
<b>FeCo</b>	Alliage Fer-Cobalt
<b>FeSi</b>	Alliage Fer-Silicium
<b>G.E.M.</b>	Groupe Énergie et Matériaux (I.E.S.)
<b>I.E.S.</b>	Institut d'Électronique du Sud
<b>L.E.</b>	Laboratoire d'Électrotechnique d'Orsay
<b>L.E.M.</b>	Laboratoire d'Électrotechnique de Montpellier
<b>NdFeB</b>	Néodyme Fer Bore
<b>PEEK</b>	Polyéthéréthercétone (PolyEtherEtherKetone)
<b>PTFE</b>	PolyTétraFluoroÉthène, Teflon
<b>PVDF</b>	Polyfluorure de vinylidène (PolyVinylidene Fluoride)
<b>SATIE</b>	Laboratoire Systèmes et Applications des Technologies de l'Information et de l'Énergie
<b>SmCo</b>	Samarium Cobalt
<b>SMC</b>	Soft Magnetic Composites

## Symboles

$A$	Potentiel vecteur magnétique, [Wb/m]
$a$	Épaisseur de la jambe de l'électro-aimant, [mm]
$\alpha$	Paramètre adimensionnel $\frac{e_a}{e+e_a+h_d}$
$a$	Hauteur de la jambe de l'électro-aimant, [mm]

$B(\theta)$	Induction moyenne spatiale en fonction de la position angulaire, [T]
$B(x)$	Induction dans l'entrefer en fonction de l'abscisse, [T]
$\beta$	Paramètre adimensionnel $\frac{h_{enc}}{e+e_a}$
$B_{moy}$	Induction moyenne maximum, [T]
$b_{nr}(\theta, t)$	Induction rotorique créé par les aimants dans l'entrefer, [T]
$B_r$	Induction rémanente, [T]
$C$	Couple moyen par stator, [N.m]
$c$	Épaisseur du fond de l'électro-aimant, [mm]
$C_{secteur}$	Couple d'un secteur, [N.m]
$C_{cc}$	Ondulation crête à crête du couple moyen total, [N.m]
$C_{cu}$	Capacité thermique du cuivre, [J/K]
$C_{fer}$	Capacité thermique du fer, [J/K]
$C_l$	Couple linéique d'un élément mono-entrefer, [N.m/m]
$C_m$	Couple massique d'un élément mono-entrefer, [N.m/kg]
$C_T$	Couple moyen total, [N.m]
$d$	Largeur de l'emplacement du solénoïde de l'électro-aimant, [mm]
$\Delta\theta$	Différence de température de part et d'autre de $S_{thr}$ , [°C ou K]
$D_{cu\ ext}$	Diamètre extérieur du solénoïde (moteur à bobinage global), [mm]
$D_{cu\ int}$	Diamètre intérieur du solénoïde (moteur à bobinage global), [mm]
$D_{e\ ext}$	Diamètre extérieur de la zone d'entrefer du moteur discoïde, [mm]
$D_{e\ int}$	Diamètre intérieur de la zone d'entrefer du moteur discoïde, [mm]
$D_{ext}$	Diamètre extérieur de la partie active du moteur discoïde, [mm]
$D_{int}$	Diamètre intérieur de la partie active du moteur discoïde, [mm]

## Liste des symboles

$D_{int\ culasse}$	Diamètre intérieur du cylindre de la culasse de retour de flux, [mm]	$I$	Courant efficace dans une spire, [A]
$D_{max}$	Diamètre maximal disponible pour la partie active du moteur discoïde, [mm]	$J$	Densité surfacique de courant, [A/mm <sup>2</sup> ]
$D_{min}$	Diamètre minimal disponible pour la partie active du moteur discoïde, [mm]	$K_c$	Coefficient de Carter
$e_f$	Entrefer fictif calculé avec le coefficient de Carter, [mm]	$K_B$	Coefficient de bobinage
$e_{electro}$	Entrefer de l'électro-aimant, [mm]	$k_\phi$	Coefficient reliant le flux au potentiel scalaire, [SI]
$e$	Entrefer, [mm]	$K_r$	Coefficient global de remplissage de cuivre dans le volume $S_{th}.h_{henc}$
$e_a$	Épaisseur d'aimant, [mm]	$K_{re}$	Coefficient de remplissage d'une encoche, défini par le rapport surface de cuivre sur surface d'encoche
$e_b$	Épaisseur de bobine, [mm]	$K_{surf}$	Coefficient liant la surface de l'encoche à la surface de contact de l'isolant
$e_f$	Épaisseur d'un plot magnétique, [mm]	$l_{a\ max}$	Largeur d'aimant maximum définie à partir du rayon maximum, [mm]
$\epsilon$	Paramètre adimensionnel $\frac{e}{e+e_a}$ ou $\frac{e}{e+e_a+h_d}$	$\Lambda$	Paramètre adimensionnel $\frac{l_a}{e+e_a}$ ou $\frac{l_a}{e+e_a+h_d}$
$\epsilon_i$	Facteur d'émission de la surface, appelé émissivité, d'une surface (i)]	$\lambda$	Densité linéique de courant, [kA/m]
$\eta$	Rendement nominal, [%]	$\lambda_\varnothing$	Rapport $\varnothing_{int}/\varnothing_{ext}$ des parties actives d'une machine discoïde
$f$	Épaisseur de la partie mobile de l'électro-aimant, [mm]	$\lambda_{Fer}$	Conductivité thermique du fer, [W/(m.K)]
$f_{max}$	Fréquence électrique maximale possible pour le moteur discoïde, [Hz]	$\lambda_{iso}$	Conductivité thermique de l'isolant, [W/(m.K)]
$F_s$	Effort surfacique, [N/m <sup>2</sup> ]	$l_{a\ min}$	Largeur d'aimant minimum définie à partir du rayon minimum, [mm]
$F_{electro}$	Force développée par l'électro-aimant, [N]	$l_a$	Largeur d'aimant, [mm]
$fem$	Force électromotrice, [V]	$lc$	Largeur cale magnétique extrémité, [mm]
$G_{conv}$	Conductance par convection, [W/K]	$lc_i$	Largeur cale magnétique intermédiaire, [mm]
$G_{ray}$	Conductance par rayonnement, [W/K]	$l_{cu}$	Largeur du solénoïde le long du rayon (moteur à bobinage global), [mm]
$h$	coefficient de transfert thermique, [W/(m <sup>2</sup> .K)]	$l_c$	Largeur de la culasse de retour de flux (le long du rayon), [mm]
$h_a$	Hauteur d'aimant, [mm]	$l_d$	Largeur de la dent magnétique, [mm]
$h_c$	Hauteur de culasse magnétique, [mm]	$l_e$	Largeur d'une encoche, [mm]
$h_d$	Hauteur d'une dent, [mm]	$l_s$	Largeur entre deux plots magnétiques, [mm]
$h_{enc}$	Hauteur d'encoche, [mm]	$L_m$	Largeur du motif/cellule élémentaire, [mm]
$H_m$	Hauteur du motif/cellule élémentaire, [mm]		
$h_f$	Hauteur d'un plot magnétique, [mm]		

$l_{e\ max}$	Largeur d'encoche définie à partir du rayon maximum, [mm]	$R_{ext}$	Rayon extérieur de la partie active du moteur discoïde, [mm]
$l_{e\ min}$	Largeur d'encoche définie à partir du rayon minimum, [mm]	$R_{int}$	Rayon intérieur de la partie active du moteur discoïde, [mm]
$L_c$	Longueur de la culasse de retour de flux (le long de l'axe de la machine), [mm]	$R_{ext\ electro}$	Rayon extérieur de l'électro-aimant, [mm]
$L_{max}$	Longueur maximale disponible pour la partie active du moteur discoïde, [mm]	$R_{fer}$	Résistance thermique du fer, [K/W]
$M$	Masse des parties actives d'un ensemble, [kg]	$R_{iso}$	Résistance thermique de l'isolant, [K/W]
$N$	Nombre de spires dans une encoche	$\rho_{cu}$	Résistivité du cuivre, [ $\Omega.m$ ]
$N_{nom}$	Vitesse de rotation nominale du moteur discoïde, [Hz]	$s$	Paramètre adimensionnel $\frac{l_d}{largeur\ motif}$
$N_r$	Nombre de paires d'aimants	$S_{motif}$	Surface du motif élémentaire, [m <sup>2</sup> ]
$N_s$	Nombre d'encoches total	$\sigma$	Constante de Stefan-Boltzmann, [SI]
$\omega$	Pulsation électrique, [rad/s]	$S_{th}$	Surface d'échange thermique d'un stator, [m <sup>2</sup> ]
$\omega$	Vitesse de rotation du rotor, [rad/s]	$S_{th\ tot}$	Surface d'échange thermique totale du moteur, [m <sup>2</sup> ]
$p$	Nombre de paires de pôles	$S_{tot\ encoche}$	Surface totale interne des encoches, [m <sup>2</sup> ]
$\phi_a$	Flux élémentaire dû aux aimants, sur un motif, [Wb]	$T_{al}$	Température de la carcasse en aluminium, [K]
$\phi_T$	Flux élémentaire total, sur un motif, [Wb]	$T_{amb}$	Température de l'air ambiant autour du moteur, [K]
$\phi_{T\ max}$	Flux total maximum circulant dans la culasse, [Wb]	$\tau_p$	Pas polaire, longueur du motif de répétition du bobinage statorique
$\varphi$	Déphasage entre phase par rapport à l'origine, [° ou rad]	$\tau_r$	Pas mécanique, longueur du motif de répétition au rotor
$\phi_{s0}$	Flux élémentaire maximal créé par les aimants dans un secteur, vu par une bobine, [Wb]	$\tau_s$	Pas dentaire, longueur entre deux encoches (ou deux dents) au stator
$P_j$	Pertes par effet Joule dans un stator, [W]	$\theta$	Angle électrique, [° ou rad]
$P_{jT}$	Pertes par effet Joule totales, [W]	$V$	Potentiel scalaire magnétique, [A]
$P(\theta)$	Densité de perméance, [SI]	$V_{cu}$	Volume de cuivre d'un stator, [m <sup>3</sup> ]
$R_1$	Rayon interne d'un secteur lors de la découpe d'un disque, [mm]	$V(\theta, t)$	Potentiel scalaire magnétique créé par les aimants, [SI]
$R_2$	Rayon externe d'un secteur lors de la découpe d'un disque, [mm]	$W_m$	Énergie magnétique totale vue par une bobine, [SI]
		$W_{mT}$	Énergie magnétique totale par secteur, [SI]



# Table des figures

1.1	Évolution de la puissance installée dans les avions [ROB09,SME10] . . . . .	26
1.2	Illustrations du frein électrique du Boeing 787 (images Messier-Bugatti) . . . . .	28
1.3	Illustrations des modes taxiing et push-back . . . . .	28
1.4	Volume cible pour le moteur roue à concevoir . . . . .	29
1.5	Principe des machines polyentrefers . . . . .	31
1.6	Les 4 différents motifs des machines à aimants permanents [CAV02] . . . . .	32
1.7	Actionneur rotatif polydiscoïde à aimants permanents du L.E. d’Orsay [AHM06] . . . . .	33
1.8	Actionneur discoïde à bobinage global et à concentration de flux du LEM [MAT99] . . . . .	34
1.9	Actionneur linéaire polyentrefer à structure étoile du SATIE [AHM06] . . . . .	34
1.10	Actionneur linéaire polyentrefer multiplaque du SATIE [APM99] . . . . .	35
1.11	Actionneur linéaire polyentrefer multitige du SATIE [CAV02,CAM02] . . . . .	35
1.12	Actionneur linéaire polyentrefer multilame de l’I.E.S. [ZIE08] . . . . .	36
1.13	Prototype industriel Lineator, seul et sur la maquette de validation du train d’atterrissage [DEMB09] . . . . .	36
1.14	Disque de Michael Faraday (1831) . . . . .	38
1.15	Prototype de moteur avec rotor disque de Nikola Tesla (1889) . . . . .	38
1.16	Exemples de topologies discoïdes classiques [GWK04] . . . . .	38
1.17	Illustration du couplage polaire à bobinage réparti . . . . .	40
1.18	Illustration du couplage polaire à bobinage dentaire . . . . .	40
1.19	Illustration du couplage dentaire . . . . .	42
1.20	Directions du flux d’une machine à rotor interne [BOM09] . . . . .	42
1.21	Directions du flux d’une machine à rotor externe [BOM09,BF09] . . . . .	43
1.22	Exemple de machine discoïde de type NS à stators externes sans fer . . . . .	44
2.1	Actionneur linéaire polyentrefer multilame de l’I.E.S. [ZIE08] . . . . .	52
2.2	Schéma et motif de l’actionneur polyentrefer multilame [ZIE08] . . . . .	53
2.3	Dimensions des parties actives de l’actionneur multilame . . . . .	53
2.4	Illustration du pré-processeur de FEMM . . . . .	55
2.5	Simulations par éléments finis de l’effort de crantage magnétique dans le cas parfait . . . . .	56
2.6	Simulations par éléments finis de la force électromotrice dans le cas parfait . . . . .	57
2.7	Évolution de l’effort nominal développé par l’actionneur multilame . . . . .	57



TABLE DES FIGURES

2.8	Effort de crantage magnétique dans le cas d'une différence de 0,02 mm sur les aimants, avec la cale initiale et la cale rectifiée . . . . .	58
2.9	Évolution de l'ondulation crête à crête du crantage magnétique en fonction de la largeur des aimants . . . . .	59
2.10	Force électromotrice dans le cas d'un décalage de 0,02 mm sur les aimants . . . . .	60
2.11	Effort nominal développé dans le cas d'un décalage de 0,02 mm sur les aimants . . . . .	61
2.12	Évolution de l'effort moyen développé et du taux d'ondulation maximum en fonction de la largeur des aimants . . . . .	62
2.13	Illustration du peigne pour l'insertion des lames . . . . .	64
2.14	Origine des efforts de friction . . . . .	65
2.15	Évolution de l'effort de plaquage et de l'effort utile de l'actionneur multilame . . . . .	65
2.16	Illustrations du système de compensation des efforts de plaquage . . . . .	67
2.17	Évolution de l'effort de plaquage sur une lame d'extrémité de l'actionneur multilame . . . . .	68
2.18	Modifications de la maquette de l'actionneur multilame intégrant le système de compensation . . . . .	69
2.19	Coupe des parties actives du prototype modifié avec système de compensation . . . . .	69
2.20	Maquette de validation pour le système de compensation des efforts de plaquage . . . . .	70
2.21	Photo de la maquette de validation du système de compensation des efforts de plaquage . . . . .	71
2.22	Illustration du système de compensation des efforts de plaquage sur un moteur discoïde . . . . .	72
3.1	Vue d'ensemble et zoom d'un élément bi-entrefer du moteur discoïde à bobinage dentaire et couplage polaire . . . . .	80
3.2	Trajet du flux dans le moteur discoïde à bobinage dentaire et couplage polaire (position de conjonction) . . . . .	81
3.3	Motif élémentaire du moteur discoïde à bobinage dentaire et couplage polaire . . . . .	82
3.4	Découpe d'un disque en plusieurs secteurs pour l'étude en 2D . . . . .	83
3.5	Volume cible pour le cahier des charges . . . . .	85
3.6	Illustration de la détermination du coefficient de Carter $K_c$ . . . . .	86
3.7	Illustrations de la différence lors de l'analogie de Carter sur deux motifs distincts . . . . .	87
3.8	Illustration de la détermination de $l_{e\ min}$ en fonction de $R_{min}$ sur le disque statorique . . . . .	90
3.9	Cycle de conversion d'énergie pour une alimentation sinusoïdale . . . . .	91
3.10	Diagramme des étapes de l'étude paramétrique . . . . .	95
3.11	Évolution des couples massiques en fonction de la fréquence . . . . .	97
3.12	Évolution des couples linéiques en fonction de la fréquence . . . . .	97
3.13	Évolution des couples massiques en fonction de l'entrefer . . . . .	98
3.14	Évolution des couples linéiques en fonction de l'entrefer . . . . .	99
3.15	Évolutions du couple linéique en fonction de $l_e$ pour différents $J$ et $e_a$ . . . . .	101

3.16	Évolutions du couple massique et par stator en fonction de $e_a$ pour différents $J$	102
3.17	Évolutions du couple linéique en fonction de $l_e$ pour différents $J$ et $e_a$	102
3.18	Évolutions du couple massique et par stator en fonction de $e_a$ pour différents $J$	103
3.19	Exemple d'un couple développé par un stator	105
3.20	Illustration des annulations de différents harmoniques en fonction du nombre de phases	105
3.21	Évolutions des couples monophasé et total du moteur 6 stators (triphase), avec entrefer 1 mm	107
3.22	Évolutions des couples monophasé et total du moteur 6 stators (triphase), avec entrefer 0,3 mm	108
3.23	Agencement d'un moteur polydiscoïde 6S-3R triphasé	109
3.24	Évolutions des couples monophasé et total du moteur 8 stators, avec entrefer 1 mm	111
3.25	Évolutions des couples monophasé et total du moteur 8 stators, avec entrefer 0,3 mm	112
4.1	Vues d'ensemble d'un élément bi-entrefer monophasé du moteur discoïde à bobinage global et couplage dentaire	120
4.2	Trajet du flux dans le moteur discoïde à bobinage global et couplage dentaire	121
4.3	Motif élémentaire du moteur discoïde à bobinage global et couplage dentaire	122
4.4	Illustration des conditions aux limites pour le moteur discoïde à bobinage global et couplage dentaire	123
4.5	Découpe d'un disque en plusieurs secteurs pour l'étude en 2D	124
4.6	Vue de profil du moteur à bobinage global et couplage polaire	124
4.7	Résultats de l'évolution de $K_s$ en fonction de différents paramètres	126
4.8	Illustration du calcul de l'induction moyenne dans le motif du moteur à bobinage global et couplage polaire	127
4.9	Illustration de la culasse de retour de flux	129
4.10	Diagramme des étapes de l'étude paramétrique	134
4.11	Évolution des couples massiques en fonction de la fréquence	135
4.12	Évolution des couples linéiques en fonction de la fréquence	135
4.13	Évolution des couples massiques et linéiques en fonction de l'entrefer	136
4.14	Évolution des couples massiques en fonction des pertes Joule par stator	137
4.15	Évolution des couples linéiques en fonction des pertes Joule par stator	138
4.16	Évolution des couples linéiques, massiques et par stator en fonction de la densité de courant avec $e = 0,3 \text{ mm}$	139
4.17	Évolution des couples par stator en fonction de la densité de courant, avec $e = 0,3 \text{ mm}$	139
4.18	Évolution des couples linéiques en fonction de l'épaisseur d'aimant et de la hauteur du motif, avec $e = 0,3 \text{ mm}$	140
4.19	Évolution des couples massiques en fonction de l'épaisseur d'aimant et de la hauteur du motif, avec $e = 0,3 \text{ mm}$	141

TABLE DES FIGURES

4.20	Évolution des couples par stator en fonction de l'épaisseur d'aimant et de la hauteur du motif, avec $e = 0,3 \text{ mm}$ . . . . .	141
4.21	Évolution des couples linéiques et massiques en fonction de la densité de courant, avec $e = 1 \text{ mm}$ . . . . .	142
4.22	Évolution des couples par stator en fonction de la densité de courant, avec $e = 1 \text{ mm}$	143
4.23	Évolution des couples linéiques en fonction de l'épaisseur d'aimant et de la hauteur du motif, avec $e = 1 \text{ mm}$ . . . . .	143
4.24	Évolution des couples massiques et par stator en fonction de l'épaisseur d'aimant et de la hauteur du motif, avec $e = 1 \text{ mm}$ . . . . .	144
4.25	Agencement du moteur polydiscoïde 6S-3R triphasé à bobinage global . . . . .	145
4.26	Évolutions des couples monophasé et total du moteur composé de trois modules monophasés, avec entrefer $0,3 \text{ mm}$ . . . . .	147
4.27	Évolutions des couples monophasé et total du moteur composé de trois modules monophasés, avec entrefer $1 \text{ mm}$ . . . . .	148
4.28	Évolutions des couples monophasé et total du moteur composé de trois modules monophasés, avec entrefer $0,3 \text{ mm}$ . . . . .	150
4.29	Évolutions des couples monophasé et total du moteur composé de trois modules monophasés, avec entrefer $1 \text{ mm}$ . . . . .	151
5.1	Couple linéique en fonction du couple massique des moteurs 6S-3R du cahier des charges, avec $e = 1 \text{ mm}$ . . . . .	159
5.2	Couple linéique en fonction du couple massique des moteurs 6S-3R du cahier des charges avec $e = 0,3 \text{ mm}$ . . . . .	159
5.3	Illustration d'une culasse de retour de flux en tôles feuilletées [AHM06] . . . . .	161
5.4	Schéma d'illustration du système de compensation sur un module du moteur à bobinage dentaire et couplage polaire . . . . .	162
5.5	Schéma d'illustration du système de compensation sur un module du moteur à bobinage global et couplage dentaire . . . . .	162
5.6	Principe d'un stator triphasé par quartier, découpé en 6 zones . . . . .	164
5.7	Vue globale 3D du module triphasé du prototype laboratoire . . . . .	167
5.8	Vue globale 3D sans la virole et le flasque 1 . . . . .	167
5.9	Vues 3D du rotor du prototype laboratoire . . . . .	168
5.10	Photos du rotor du prototype laboratoire . . . . .	169
5.11	Vues 3D du stator 1 du prototype laboratoire . . . . .	170
5.12	Tôles statoriques enroulées avant découpe . . . . .	170
5.13	Évolutions du couple total et de la force électromotrice du prototype discoïde . . . . .	172
5.14	Vues 3D du flasque 2 du prototype laboratoire : système de compensation des efforts de plaquage . . . . .	173
5.15	Évolution de l'effort de plaquage en fonction de $\theta$ et du déplacement du stator . . . . .	175
5.16	Évolutions des composantes continue et ondulatoire de l'effort de plaquage . . . . .	175
5.17	Dessins 2D de l'électro-aimant dans le logiciel par éléments finis FEMM . . . . .	177

---

5.18	Évolution de la force de l'électro-aimant en fonction de la densité de courant et du déplacement . . . . .	178
5.19	Présentation de la modélisation du système de compensation des efforts de plaquage sous Matlab®/Simulink® . . . . .	179
5.20	Évolutions des grandeurs du système pour un échelon de consigne de -0,02 mm	180
5.21	Évolutions des grandeurs de l'électro-aimant pour un échelon de consigne de -0,02 mm . . . . .	181
5.22	Courbes de puissances massiques des pertes Fer dans du FeSi M 330 - 35 A (Courbes Arcelor-Mittal) . . . . .	182
5.23	Présentation du modèle nodal thermique d'une machine composé de 3 rotors et 6 stators . . . . .	185
5.24	Présentation du modèle nodal thermique du prototype . . . . .	186
5.25	Illustration du bobinage du prototype avec surmoulage . . . . .	187
5.26	Résultats de simulation thermique de la température de la carcasse et des bobines . . . . .	187



# Liste des tableaux

1.1	Tableau indicatif sur les besoins en termes de freinage d'avions (données Messier-Bugatti) . . . . .	27
1.2	Caractéristiques des différents prototypes polydiscoïdes à aimants permanents du L.E d'Orsay [AHM06] . . . . .	33
2.1	Dimensions géométriques de l'actionneur linéaire multilame . . . . .	54
2.2	Caractéristiques générales de l'actionneur linéaire multilame . . . . .	54
2.3	Évolution de l'ondulation crête à crête et du déphasage équivalent entre les éléments monophasés en fonction de la largeur des aimants . . . . .	59
2.4	Évolution du premier harmonique de la force électromotrice en fonction de la largeur des aimants . . . . .	61
2.5	Évolution de l'effort nominal moyen et de son ondulation en fonction de la largeur des aimants . . . . .	62
3.1	Définitions des grandeurs géométriques du motif élémentaire du moteur discoïde à bobinage dentaire et couplage polaire . . . . .	82
3.2	Contraintes pour le moteur discoïde . . . . .	84
3.3	Caractéristiques d'un moteur 6 stators, avec entrefer 1 mm . . . . .	107
3.4	Caractéristiques d'un moteur 6 stators, avec entrefer 0,3 mm . . . . .	108
3.5	Caractéristiques d'un moteur 8 stators, avec entrefer 1 mm . . . . .	111
3.6	Caractéristiques d'un moteur 8 stators, avec entrefer 0,3 mm . . . . .	112
4.1	Définitions des grandeurs géométriques du moteur discoïde à bobinage global et couplage dentaire . . . . .	122
4.2	Caractéristiques d'un moteur 6 stators (trois modules monophasés), avec entrefer 0,3 mm . . . . .	147
4.3	Caractéristiques d'un moteur 6 stators (trois modules monophasés), avec entrefer 1 mm . . . . .	148
4.4	Caractéristiques d'un moteur 6 stators (trois modules monophasés), avec entrefer 0,3 mm . . . . .	150
4.5	Caractéristiques d'un moteur 6 stators (trois modules monophasés), avec entrefer 1 mm . . . . .	151

## LISTE DES TABLEAUX

---

5.1	Rappels des performances accessibles en fonction de l'entrefer et de la topologie	158
5.2	Contraintes pour le prototype laboratoire discoïde . . . . .	165
5.3	Grandeurs caractéristiques du prototype laboratoire . . . . .	166
5.4	Caractéristiques électriques et performances attendues du prototype . . . . .	171
5.5	Définitions des grandeurs géométriques de l'électro-aimant . . . . .	177







# Bibliographie

- [AAM10] J. AUBRY, H. BEN AHMED et B. MULTON : Bi-objective sizing optimization of a pm machine drive on an operating profile. *In International Conference on Electrical Machines*, Septembre 2010. ICEM'2010.
- [ABD07] A. ABDELLI : *Optimisation multicritère d'une chaîne éolienne passive*. Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, Octobre 2007.
- [ACPM01] H. BEN AHMED, P-E. CAVAREC, L. PREVOND et B. MULTON : Conception et étude d'un actionneur linéaire synchrone à aimants permanents et multi-plaques. *Électrotechnique du Futur*, 2001. EF'2001.
- [ACT02] F. PROFUMO A. CAVAGNINO, M. LAZZARI et A. TENCONI : A comparison between the axial flux and the radial flux structures for pm synchronous motors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, Volume 38(6):1517–1524, Nov/Déc 2002.
- [AHM94] H. BEN AHMED : *Contribution à la conception des machines synchrones à aimants permanents et bobinage global*. Thèse de doctorat, Université Paris VI, Janvier 1994.
- [AHM06] H. BEN AHMED : *Des procédés de conversion électro-mécaniques non-conventionnels aux systèmes mécatroniques*. Habilitation à Diriger des Recherches, Université Paris Sud XI, 2006.
- [ALD95] A. BEN AHMED, J. LUCIDARME et P.F. DESEQUELLES : Méthode semi-numérique de pré-dimensionnement des machines à aimants permanents et à bobinage global. *Journal de physique. III*, Volume 5(6):703–725, Juin 1995.
- [Ame05] American Institute of Aeronautics and Astronautics. *Beyond the more electric aircraft*, Septembre 2005.
- [APM99] H. BEN AHMED, L. PREVOND et B. MULTON : Structures polyentrefers : solutions pour les entraînements directs ? *Colloque la Conversion Électromagnétique Directe*, 1999. CEMD'99.
- [BCLP03] A. BOGLIETTI, A. CAVAGNINO, M. LAZZARI et M. PASTORELLI : A simplified thermal model for variable-speed self-cooled industrial induction motor. *IEEE Transactions on Industry Applications*, Volume 39(4):945–952, Juillet/Aout 2003.
- [BCM<sup>+</sup>10] E. BOJOI, A. CAVAGNINO, A. MIOTTO, A. TENCONI et S. VASCHETTO : Radial flux and axial flux pm machines analysis for more electric engine aircraft applications. *In Energy Conversion Congress and Exposition*, pages 1672–1679, Septembre 2010. ECCE 2010.

## BIBLIOGRAPHIE

---

- [BCS07] A. BOGLIETTI, A. CAVAGNINO et D. STATON : Determination of critical parameters in electrical machine thermal models. *In Industry Applications Conference, New Orleans*, pages 73–80, Septembre 2007. IAS 2007.
- [BCS<sup>+</sup>09] A. BOGLIETTI, A. CAVAGNINO, D. STATON, M. SHANEL, M. MUELLER et C. MEJUTO : Evolution and modern approaches for thermal analysis of electrical machines. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Volume 56(3):871–882, Mars 2009.
- [BER99] Y. BERTIN : Refroidissement des machines électriques tournantes. *Les Techniques de l'Ingénieur*, D34600, Mai 1999.
- [BER01] N. BERNARD : *Conception, dimensionnement et commande d'un moteur/générateur synchrone à excitation homopolaire et à bobinages dans l'entrefer pour accumulateur électromécanique d'énergie*. Thèse de doctorat, École Normale Supérieure de Cachan, Décembre 2001.
- [BF09] E. BOMMÉ et A. FOGGIA : étude d'une machine discoïde à bobinage sur dents et aimants enterrés. *In Électrotechnique du Futur*, Septembre 2009. EF 2009.
- [BGBD06] S. BRISSET, F. GUILLON, P. BROCHET et R. DHELFT : Conception d'une motopompe synchrone à flux axial et à bobinages concentrés. *Revue Internationale de Génie Électrique*, Volume 9(2-3):185–208, 2006.
- [BHB02] N. BROWN, L. HAYDOCK et J. BUMBY : An idealised geometric approach to electromagnetically comparing axial and radial flux permanent magnet machines. *In International Conference on Electrical Machines*, Août 2002. ICEM'02.
- [BOM09] E. BOMMÉ : *Modélisation et optimisation des machines électriques discoïdes à double entrefer*. Thèse de doctorat, Institut Polytechnique de Grenoble, Décembre 2009.
- [CAM02] P.E. CAVAREC, H. BEN AHMED et B. MULTON : New multi-rod linear actuator for direct-drive, wide mechanical band pass applications. *In Industry Applications Conference, 2002. 37th IAS Annual Meeting*, volume Volume 1, pages 369–376, Décembre 2002.
- [CAM04] P.E. CAVAREC, H. BEN AHMED et B. MULTON : Actionneurs électromagnétiques. classification topologique. *Les Techniques de l'Ingénieur*, D3412, Février 2004.
- [CAV02] P.E. CAVAREC : *Conception, modélisation et optimisation des actionneurs polyentrefers à bobinages globaux : Application aux structures linéaires multi-tiges*. Thèse de doctorat, École Normale Supérieure de Cachan, Novembre 2002.
- [CNN10] A. CHEN, R. NILSSEN et A. NYSVEEN : Performance comparisons among radial-flux, multistage axial-flux, and three-phase transverse-flux pm machines for downhole applications. *IEEE Transactions on Industry Applications*, Volume 46(2):779–789, Mars/Avril 2010.
- [CPT01] A. CAVAGNINO, F. PROFUMO et A. TENCONI : Axial flux machines : Structures and applications. *Electromotion*, 8(2):77–88, 2001.

- [DEM03] F. DUBAS, C. ESPANET et A. MIRAOUÏ : Modélisation analytique et maximisation de l'induction magnétique à vide d'un moteur à aimants montés en surface. In *Électrotechnique du Futur*, 2003. EF 2003.
- [DEMB09] F. DUMAS, E. ENRICI, D. MATT et G. BALDUCCI : Actionneur linéaire polyentrefer pour applications aéronautiques - compatibilité avec une commande sans capteur. In *Électrotechnique du Futur*, Septembre 2009. EF 2009.
- [DES88] P-F. DESEQUELLES : *Étude paramétrique des performances intrinsèques des machines multientrefer à réluctance variable et aimants alternés*. Thèse de doctorat, Université Paris VI, Avril 1988.
- [dIB10] O. de la BARRIERE : *Modèles analytiques électromagnétiques bi et tri dimensionnels en vue de l'optimisation des actionneurs disques. Étude théorique et expérimentale des pertes magnétiques dans les matériaux granulaires*. Thèse de doctorat, École Normale Supérieure de Cachan, Novembre 2010.
- [dIBHA<sup>+</sup>10] O. de la BARRIERE, S. HLIOUI, H. BEN AHMED, M. GABSI et M. LOBUE : Pm axial flux machine design for hybrid traction. *Oil & gas science and technology*, Volume 65(1):203–218, 2010.
- [DMJE10] F. DUMAS, D. MATT, J. JAC et P. ENRICI : A design approach for an axial-flux permanent magnet motor. In *International Conference on Electrical Machines*, Septembre 2010. ICEM'2010.
- [DPAM02] K. DEB, A. PRATAP, S. AGARWAL et T. MEYARIVAN : A fast and elitist multiobjective genetic algorithm : Nsga-ii. *IEEE Transactions on Evolutionary Computation*, Volume 6(2):945–952, Avril 2002.
- [DUM11] F. DUMAS : Problems of axial forces in disc type machines with multi-air gap structure. In *Symposium Safran Power Electronics Center*, Novembre 2011. SPEC 2011.
- [FCT<sup>+</sup>06] L. DEL FERRARO, F.G. CAPPONI, R. TERRIGI, F. CARICCHI et O. HONORATI : Ironless axial flux pm machine with active mechanical flux weakening for automotive applications. In *Industry Applications Conference, 2006. 41st IAS Annual Meeting*, volume Volume 1, pages 1–7, Octobre 2006.
- [GAU05] T. GAUTREAU : *Estimation des pertes Fer dans les machines électriques. Modèle d'hystérésis loss surface et application aux machines synchrones à aimants*. Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, Décembre 2005.
- [GLI98] R. GLISES : *Machines électriques tournantes. simulation du comportement thermique*. *Les Techniques de l'Ingénieur*, D3760, Novembre 1998.
- [GOY81] R. GOYET : *Contribution à l'étude des machines à réluctance variable à disques imbriqués*. Thèse de doctorat, Université Paris VI, Juin 1981.
- [GWK04] J. F. GIERAS, R.-J. WANG et M. J. KAMPER : *Axial Flux Permanent Magnet Brushless Machines*. Boston : Kluwer Academix Publishers, 2004.

## BIBLIOGRAPHIE

---

- [Hoa95] E. HOANG : *Étude, modélisation et mesure des pertes magnétiques dans les moteurs à réluctance variable à double saillance*. Thèse de doctorat, École Normale Supérieure de Cachan, Décembre 1995.
- [IMB09] L. IDOUGHI, X. MININGER et F. BOUILLAULT : Modèle thermique équivalent d'une encoche statorique basé sur la méthode fit. In *Électrotechnique du Futur*, Septembre 2009. EF 2009.
- [JAC08] J. JAC : *Actionneur électromagnétique à entraînement direct à hautes performances spécifiques. Application au domaine aéronautique*. Thèse de doctorat, Université Montpellier 2, Février 2008.
- [JUF10] M. JUFER : Circuits magnétiques. *Techniques de l'Ingénieur*, D1050, Août 2010.
- [KOL09] F. KOLIATÈNE : *Contribution à l'étude de l'existence des décharges dans les systèmes de l'avionique*. Thèse de doctorat, Université Toulouse III, Janvier 2009.
- [LAN06] O. LANGLOIS : *Conception d'un réseau de secours électrique pour l'aéronautique*. Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, Juin 2006.
- [LBV06] G. LECOMPTE-BIONET et J.P. VERNAY : L'avion « tout électrique » s'aligne sur la piste. *L'Usine Nouvelle*, Volume 3027:68–72, Octobre 2006.
- [LER06] M. LEROY : *Étude et mise au point de motoventilateurs à hautes performances pour l'aéronautique*. Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, Novembre 2006.
- [LFRP05] O. LANGLOIS, E. FOCH, X. ROBOAM et H. PIQUET : De l'avion plus électrique à l'avion tout électrique : état de l'art et prospective sur les réseaux de bord. *J3eA*, Volume 4, 2005.
- [LLI97] J.F. LLIBRE : *Étude d'une structure de machine synchrone cylindrique vernier à aimants permanents*. Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, Septembre 1997. Travaux effectués au Laboratoire d'Électrotechnique de Montpellier.
- [LRP87] J. LUCIDARME, C. RIOUX et J. POUILLANGE : Moteur discoïde à réluctance variable et à aimants permanents : des couples spécifiques à faible vitesse. *Revue Générale de l'Électricité*, Volume 3:48–52, Mars 1987.
- [LUC90] J. LUCIDARME : Actionneur linéaire à réluctance variable polyentrefer à champ longitudinal. *Revue Générale de l'Électricité*, Volume 6:22–24, Juin 1990.
- [MAK06] Z. MAKNI : *Contribution au Développement d'un Outil d'Analyse Multiphysique pour la Conception et l'Optimisation d'Actionneurs Électromagnétiques*. Thèse de doctorat, Université Paris-Sud XI, Décembre 2006.
- [MAT87] D. MATT : *Étude de deux structures originales de machine à réluctance variable polyentrefer*. Thèse de doctorat, Université Paris VI, Avril 1987.
- [MAT99] D. MATT : *Conception des machines à aimants et réluctance variable & nouvelles méthodes pour la simulation numérique en électronique de puissance*. Habilitation à Diriger des Recherches, Université Montpellier 2, 1999.

- [ME05] D. MATT et P. ENRICI : Couplage par effet de denture dans les machines électriques synchrones. synthèse et comparaison : machine à réluctance variable et machine à aimants. *Revue Internationale de Génie Électrique*, Volume 8(3-4):425–451, 2005.
- [ML95] D. MATT et J.F. LLIBRE : Performances comparées des machines à aimants et à réluctance variable. maximisation du couple massique ou volumique. *Journal de physique. III*, Volume 5(10):1621–1641, Octobre 1995.
- [MMZ<sup>+</sup>95] M. MACHMOUM, L. MOREAU, M. ZAIM, J. AZZOUZI, G. BARAKAT et AL. : Comparaison de structures électromagnétiques pour des applications à faible vitesse et fort couple. *Revue Internationale de Génie Électrique*, Volume 8(2):1621–1641, 1995.
- [NDO10] B. ONDO NDONG : *Onduleurs de tension pour actionneurs électriques : fiabilisation par la séparation des cellules de commutation et reconfiguration*. Thèse de doctorat, Université Montpellier 2, Octobre 2010.
- [NUT80] J. NUTA : *Contribution à l'étude d'une machine à réluctance variable à entrefer axial alimentée par des convertisseurs statiques*. Thèse de doctorat, Université Paris VI, Novembre 1980.
- [PAL98] L. PREVOND, H. BEN AHMED et J. LUCIDARME : Multi-airgap linear actuator. In *Conférence ICEM'98*, pages 276–281, 1998.
- [PCM<sup>+</sup>09] D.J. PATTERSON, J.L. COLTON, B. MULARCIK, B.J. KENNEDY, S. CAMILLERI et R. ROHOZA : A comparison of radial and axial flux structures in electrical machines. In *Electric Machines and Drives Conference*, pages 1029–1035, Mai 2009. IEMDC '09.
- [POU95] P. POULOT : *Contribution à l'étude des machines à réluctance variable et à aimants. Structure à concentration de flux*. Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, Novembre 1995. Travaux effectués au Laboratoire d'Électrotechnique de Montpellier.
- [RAG08] P. RAGOT : *Modélisation analytique multiphysique pour la conception optimale de moteurs synchrones à aimants permanents*. Thèse de doctorat, École Polytechnique Fédérale de Lausanne, Septembre 2008.
- [ROB09] X. ROBOAM : Réseaux de bord électriques en aéronautiques tendances, évolutions. Présentation aux Journées électrotechniques Club EEA « système électriques pour véhicules du futur », Mars 2009.
- [RP85] D. ROYE et R. PERRET : Définitions des règles de modélisation thermique des machines électriques tournantes. *Revue de physique appliquée*, Volume 20(3):191–202, 1985.
- [SAG01] A. SAGANSAN : La technologie piezo et les besoins aéronautiques. In *Conférence MAGELEC 2001*, pages 19–25, 2001.

## BIBLIOGRAPHIE

---

- [SM01] J. SAINT-MICHEL : Bobinage des machines tournantes à courant alternatif. *Les Techniques de l'Ingénieur*, D3420, Février 2001.
- [SME10] V. SMET : *Aging and failure modes of IGBT power modules undergoing power cycling in high temperature environments*. Thèse de doctorat, Université Montpellier 2, Novembre 2010.
- [TIA96] P. TIA : *Étude paramétrique des performances d'une structure de machine synchrone à aimants alternés, concentration de flux et bobinages globalisés*. Thèse de doctorat, Université Montpellier 2, Décembre 1996.
- [UNN76] L. E. UNNEWEHR : Magnetic circuit studies for an axial-gap reluctance motor. *Electric Power Components and Systems*, Volume 1:57–69, 1976.
- [WIL06] T. WILDI : *Electrical Machines, Drives, and Power Systems*. Pearson Prentice Hall, sixth édition, 2006.
- [ZH93a] Z. Q. ZHU et D. HOWE : Instantaneous magnetic field distribution in brushless permanent magnet dc motors. ii. armature-reaction field. *IEEE Transactions on Magnetics*, Volume 29(1), Janvier 1993.
- [ZH93b] Z. Q. ZHU et D. HOWE : Instantaneous magnetic field distribution in brushless permanent magnet dc motors. iii. effect of stator slotting. *IEEE Transactions on Magnetics*, Volume 29(1), Janvier 1993.
- [ZIE08] N. ZIEGLER : *Actionneur électromagnétique linéaire polyentrefer à aimants à hautes performances. Application aux entraînements directs pour le domaine aéronautique*. Thèse de doctorat, Université Montpellier 2, Février 2008.
- [ZM11] N. ZIEGLER et D. MATT : Active element for an electromagnetic machine, a method of fabricating such an active element, and an electromagnetic machine including such an active element. Patent Application US 2011/0169350 A1, Juillet 2011.





---

**Contribution à l'étude des machines polyentrefers à aimants permanents et à entrefer réduit. Applications aux machines à flux axial à hautes performances sous contrainte d'encombrement.**

---

**Résumé :**

Cette thèse porte sur l'étude de machines polyentrefers et leurs limitations, dans le contexte d'avion plus électrique et du projet de déplacement des avions au sol. Ces moteurs, basés sur l'utilisation de plusieurs éléments mobiles et fixes mis en parallèle, permettent d'obtenir de hautes performances. Une étude sur les tolérances des dimensions des éléments actifs montre que les performances peuvent être dégradées si des précautions lors de la réalisation ne sont pas prises et si les entrefers utilisés ne sont pas faibles. Ce manuscrit présente un système totalement innovant permettant d'utiliser un entrefer réduit à son minimum sans que les performances ne soient dégradées par de la friction. Ce système est appelé système de compensation des efforts de plaquage. Afin de développer un moteur tournant à entraînement direct dans le cadre du taxiage des avions, deux topologies différentes de machines discoïdes sont étudiées et dimensionnées. Les résultats favorisent l'utilisation d'une des deux structures, à entrefer réduit, pour réaliser un maximum de couple dans le volume donné. Afin de prouver la faisabilité du système innovant sur un moteur discoïde, la réalisation d'un prototype laboratoire complet est proposée. Des simulations thermiques et du comportement du système innovant permettront de valider ces études.

**Mots-clés :**

Machines électriques, aimants permanents, machine à flux axial, discoïde, polyentrefers, entrefer réduit, éléments finis, hautes performances, avion plus électrique

---

**Contribution to the study of permanent magnet multi-airgap motors with reduced airgap. Application to volume constrained, high performance axial flux machines.**

---

**Abstract :**

This thesis focuses on the study of multi-air gap machines and their limitations, in the framework of more electric aircraft and the project of moving aircrafts on the ground without the main engines. These motors, based on the use of mobile and fixed parts disposed in parallel, induce high performance. A study concerning the tolerance for the dimensions of active parts shows that performance can decrease if precautions are not taken during manufacturing and if the air gaps are not small. This manuscript presents a totally innovative system that permits the use of an air gap reduced to its minimum without reducing performance by friction. This system is called system of attraction control. In order to develop a direct-drive motor for aircraft taxiing, two different topologies of disc-type machines are studied and sized. The obtained results encourage the use of one of the two structures with reduced air gap to realize maximum torque in the fixed volume. To prove the feasibility of the innovative system on a disc-type motor, the conception of an entire laboratory prototype is proposed. Thermal modelling and simulations on the innovative system behaviour will validate the presented work.

**Keywords :**

Electrical machine, permanent magnet, axial flux motor, disc type machine, multi-airgap, reduced airgap, finite elements, high performance, more electric aircraft