



HAL
open science

Modeling and optimization of an axial claw pole motor for electric traction

Dominique Giraud

► **To cite this version:**

Dominique Giraud. Modeling and optimization of an axial claw pole motor for electric traction. Electric power. Université de Lorraine, 2020. English. NNT : 2020LORR0167 . tel-03133195

HAL Id: tel-03133195

<https://hal.univ-lorraine.fr/tel-03133195v1>

Submitted on 5 Feb 2021

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.



AVERTISSEMENT

Ce document est le fruit d'un long travail approuvé par le jury de soutenance et mis à disposition de l'ensemble de la communauté universitaire élargie.

Il est soumis à la propriété intellectuelle de l'auteur. Ceci implique une obligation de citation et de référencement lors de l'utilisation de ce document.

D'autre part, toute contrefaçon, plagiat, reproduction illicite encourt une poursuite pénale.

Contact : ddoc-theses-contact@univ-lorraine.fr

LIENS

Code de la Propriété Intellectuelle. articles L 122. 4

Code de la Propriété Intellectuelle. articles L 335.2- L 335.10

http://www.cfcopies.com/V2/leg/leg_droi.php

<http://www.culture.gouv.fr/culture/infos-pratiques/droits/protection.htm>

THÈSE

présentée pour obtenir le titre de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE LORRAINE

Spécialité : Génie Électrique

par

Dominique GIRAUD

Ingénieur de l'École Nationale Supérieure d'Électricité et de Mécanique

Modélisation et optimisation de machines à griffes et flux axial pour la traction automobile

Soutenue le 17 Novembre 2020 devant le jury composé de :

Gérard	MEUNIER	Directeur de recherche CNRS – Grenoble	Président
Yvan	LEFÈVRE	Chargé de recherche. HDR – Université de Toulouse	Rapporteur
Juliette	SOULARD	Associate Professor – University of Warwick	Examineur
Ruth	SABARIEGO	Associate Professor – KU Leuven	Examineur
Nicolas	LABBE	Master Expert Électrotechnique – Valeo	Examineur
Geoffrey	DEVORNIQUE	Ingénieur de recherche – Valeo	Invité
Julien	FONTCHASTAGNER	Maître de Conf. – Université de Lorraine	Invité
Denis	NETTER	Professeur – Université de Lorraine	Directeur de thèse

Résumé

Les travaux présentés dans cette thèse portent sur l'étude de machines à griffes et flux axial pour traction automobile. Dans un contexte industriel, l'objectif n'est pas la recherche absolue de précision mais la mise au point des outils permettant d'obtenir le plus rapidement possible des informations utiles au dimensionnement et à la prise de décision.

Le choix s'est porté sur des logiciels libres et ouverts, Gmsh/GetDP pour la partie éléments finis et NOMAD pour l'optimisation afin d'adapter des outils spécifiques avec un contrôle de la géométrie, du maillage, des formulations variationnelles et du problème d'optimisation. Une API a été développée afin d'automatiser la mise en place des modèles et le dialogue entre les différents logiciels. De plus, l'utilisation de logiciels libres avec le contrôle des formulations variationnelles a permis la mise en place d'astuces permettant de faciliter la modélisation. Les résultats obtenus ne sont jamais une image exacte de la réalité et doivent être exploités avec précautions. Dans un contexte industriel, plusieurs questions se posent alors pour ne pas perdre de temps à calculer des grandeurs non-exploitable. Quelles grandeurs peuvent être calculées avec confiance ? Comment trouver le compromis entre rapidité et précision ? Pour répondre à ces questions, une méthodologie reposant sur la comparaison de résultats issus de deux formulations a été développée.

Enfin, ces outils ont permis le dimensionnement de plusieurs structures innovantes répondant au cahier des charges. Une recherche de simplification de l'inducteur a permis d'obtenir des structures non-conventionnelles pouvant être intéressantes dans une recherche de réduction de coût.

Mots-clés :

- Machines électriques
 - Éléments finis
 - Maillage
 - Optimisation
 - Machine à griffes
 - Flux axial
-
-

Abstract

The work in this thesis deals with the study of an axial flux claw pole machine for automotive traction. In an industrial context, the objective is not the absolute search for precision but to develop tools to obtain as quickly as possible useful information for design and decision making.

The choice was made on free and open softwares, Gmsh/GetDP for the finite element part and NOMAD for the optimization in order to adapt these tools specifically to the engine sizing of this thesis with a control of the geometry, the mesh, the solved formulations and the optimization problem. An API was developed in order to automatize the setting up of models and the dialogue between the different softwares. In addition, the use of free software with the control of the solved formulations has allowed the implementation of practical methods to facilitate modeling.

The obtained results are never an exact image of reality and must be used with care. In an industrial context, several questions arise so as not to waste time calculating non-exploitable quantities. Which quantities can be calculated with confidence? To what extent can the mesh be expanded in order to find the compromise between speed and precision? To answer these questions, a methodology based on the comparison of results from two formulations has been developed.

Finally, the use of models solved by the finite element method in an optimization process, allowed the design of several innovative structures satisfying the specifications. A search for simplification of the inductor has allowed to obtain unconventional structures that could be interesting in a search for cost reduction.

Keywords :

- Electrical machines
 - Finite elements
 - Mesh
 - Optimization
 - Claw pole
 - Axial flux
-
-

Remerciements

Les travaux présentés dans ce manuscrit ont été réalisés au sein du laboratoire GREEN (Groupe de Recherche en Énergie Électrique) de Nancy, en collaboration avec la société Valeo, Équipements Électriques Moteurs basée à l'Isle d'Abeau dans le cadre d'un contrat CIFRE.

Je tiens à adresser, dans un premier temps, mes respectueux remerciements à l'ensemble des membres du jury. Je remercie M. Gérard Meunier pour avoir accepté de présider ce jury, ainsi que pour l'intérêt qu'il a porté à mes travaux de thèse. Je remercie également M. Yvan Lefèvre pour le soin pris à l'analyse de mon mémoire et pour la clarté et la pertinence de ses remarques. Enfin, je tiens à remercier Mme. Ruth Sabariego et Mme. Juliette Soulard pour leurs intérêts portés à mes travaux ainsi que pour leurs remarques enrichissantes lors de la soutenance.

Mes remerciements vont également à Geoffrey Devornique que j'ai eu la chance de cotoyer en tant qu'élève puis à Valeo, pour sa bienveillance et nos échanges toujours constructifs. Mes pensées vont bien évidemment à Nicolas Labbe qui m'a donné la chance d'être doctorant à Valeo. Je le remercie pour nos échanges scientifiques et ses qualités humaines qui m'ont permis de passer trois belles années. Je remercie les membres du laboratoire qui m'ont accompagné durant cette thèse. Je pense à Nouredine Takorabet pour son suivi, ses encouragements et son aide durant mes années d'élève ingénieur puis en thèse. Je remercie également Julien Fontchastagner pour tout ce qu'il m'a appris, toujours avec patience et sympathie, et surtout pour toutes les pauses café passées ensemble sans lesquelles ces trois années n'auraient pas la même saveur. Enfin je remercie sincèrement mon directeur de thèse Denis Netter que j'ai apprécié cotoyer et qui m'a permis de passer ces trois années dans les meilleures conditions possibles. Je le remercie pour son accompagnement scientifique, avec les innombrables idées venues autour d'un café, et tout autant pour sa confiance, son soutien et nos rapports chaleureux durant ces trois années. J'espère simplement que ma fidèle cafetière Bialetti ne te manquera pas trop.

J'accorde évidemment une grande part de remerciement à mon collègue Lorrain (bien que Mosellan) Baptiste qui m'a supporté ces trois années et qui a rempli dignement les rôles d'incroyable co-bureau, mentor, co-directeur de thèse, padawan, barista et bien plus encore. Passer mes journées de travail avec toi m'ont permis de passer trois belles années merci gros!! J'en profite pour remercier mes collègues doctorants pour les badmintons (merci prof J-B, je sais que tu as eu peur au moins une fois), les parties

de foots et l'escalade (merci à mes profs de no-foot Adrien et Thibaut).

J'adresse maintenant quelques mots à mes chèvres préférées qui m'ont permis de décompresser avec des séances de raclettes bières et accessoirement course à pied. Merci à chèvre coach pour tes conseils sur la foulée attaque talon, merci à chèvre Tyran pour tes mots doux quand j'avais pas la motive, merci à chèvre poulet d'être autant engrainable, merci à chèvre absence de motive d'avoir une lampe de 50kg à déménager, merci à chèvre jambe de bois de supporter ton handicap avec courage, merci à chèvre short de bain de donner le sourire en toutes circonstances !

Mes remerciements vont également aux strasbourgeois : à Gauthier (parce que finalement t'es sympa), en repensant particulièrement à la Slovénie, à Lu pour m'avoir aussi bien accueilli toutes ces fois et particulièrement à Coco pour tous ces beaux moments. Je termine évidemment par mes amis qui valent de l'or Guillaume, Aurélien et Clo à qui je veux simplement dire que sans eux ma vie ne serait assurément pas aussi belle. Merci d'avoir été là et de m'avoir soutenu toutes ces années et d'être toujours présent aujourd'hui.

Enfin, je termine par remercier mon incroyable famille. Merci à mes soeurs Marion, Laure et mon frère Nicolas sur qui je sais que je peux compter à tout moment et dont la présence m'apporte énormément. Mes derniers mots vont à mes parents sans qui je n'en serais assurément pas là sans leurs soutiens indéfectibles, merci pour tout.

Table des matières

Introduction générale	1
1 Problématique scientifique	5
1.1 Historique des véhicules électriques	6
1.1.1 Premières applications de l'énergie électrique dans les transports	6
1.1.2 Historique des véhicules automobiles électriques	6
1.2 Positionnement du sujet de thèse	10
1.2.1 Intérêt et technologie actuels des véhicules électriques	10
1.2.2 Contexte industriel	12
1.2.3 Cahier des charges	13
1.2.4 Structure initiale proposée	14
1.3 Difficultés scientifiques	16
1.3.1 Choix des méthodes de dimensionnement de dispositifs magné-	
tiques	16
1.3.2 Accélération du temps de calcul	18
1.3.3 Recherche et dimensionnement de structure innovantes	19
1.3.4 Organisation du travail	20
2 Méthode de dimensionnement de la machine à griffes à flux axial	23
Introduction	25
2.1 Problèmes éléments finis magnétostatiques	26
2.1.1 Problème magnétostatique	26
2.1.2 Les espaces fonctionnels	27
2.1.3 Formulations faibles de problèmes magnétostatiques	28
2.1.4 Grandeurs de Post-processing :	31
2.1.5 Calcul du flux magnétique :	33
2.1.6 Synthèse des formulations	38
2.2 Mise en place d'une API pour la modélisation éléments finis de ma-	
chines à griffes à flux axial	40
2.2.1 Choix et présentation des logiciels éléments finis	40
2.2.2 Objectifs de l'API	41
2.2.3 Structure de l'API	43
2.3 Optimisation	48

TABLE DES MATIÈRES

2.3.1	Cahier des charges et structure initiale	48
2.3.2	Problème d'optimisation	49
2.3.3	Présentation de Nomad	50
2.3.4	Exemple d'optimisation	51
2.3.5	Bilan du chapitre	56
3	Accélération du temps de calcul avec contrôle de la précision	59
	Introduction	60
3.1	Comparaison des deux formulations avec utilisation des symétries	61
3.1.1	Utilisation des symétries	61
3.1.2	Comparaison des modèles	62
3.2	Influence du maillage et de la formulation sur les résultats	65
3.2.1	Présentation du maillage d'entrefer	65
3.2.2	Présentation de l'étude	68
3.2.3	Résultats de l'étude	68
3.2.4	Conclusion pour le modèle de la MGFA :	74
3.3	Utilisation de la technique de dilatation d'entrefer	75
3.3.1	Objectifs de la méthode	75
3.3.2	Théorie de la méthode de dilatation d'entrefer	76
3.3.3	Illustration et validation sur un exemple académique	79
3.3.4	Dilatation d'entrefer sur un modèle éléments finis 3D de moteur	82
3.3.5	Conclusion de la méthode	84
4	Dimensionnement de machines à griffes à flux axial	87
	Introduction	88
4.1	Limites des simulations réalisées	88
4.2	MGFA avec bobinage à pas entier	91
4.2.1	Dimensionnement magnétique	91
4.2.2	Démarche de dimensionnement du moteur	92
4.2.3	Performances du moteur dimensionné	96
4.3	MGFA avec bobinage à pas fractionnaire	99
4.3.1	Bobinage à pas fractionnaire	99
4.3.2	Machine à griffes trapèzes	103
5	Machines non-conventionnelles	105
	Introduction	106
5.1	Machine à griffes avec bobinage à pas fractionnaire	106
5.1.1	Machine à griffes crampons	106
5.1.2	Machine avec chevauchement total de pôles	110
5.2	Synthèse	112
5.2.1	Comparaison des points critiques	112
5.2.2	Utilisation de méthodes graphiques	114

TABLE DES MATIÈRES

5.3	Machine à flux axial biphasée	117
5.3.1	Présentation	117
5.3.2	Performances de la machine	118
	Conclusion générale	123
	Bibliographie	X
A	Annexes	i

Liste des symboles

$\ddot{\underline{u}}(m.s^{-2})$	Vecteur accélération
α	Coefficient de dilatation
$\overline{\underline{T}}_m$	Tenseur de Maxwell
$\mathbf{a}_\varphi(T.m)$	Potentiel vecteur calculé à partir de φ
$\cos \phi$	Facteur de puissance
$\underline{u}(m)$	Vecteur déplacement
$\underline{\underline{\epsilon}}$	Tenseur de déformations linéarisé
η	Rendement du moteur
$\underline{\underline{f}}_v(N.m^{-3})$	Force volumique d'efforts extérieurs
$\Gamma(m^2)$	Frontière du problème
$\Gamma_b(m^2)$	Frontière telle que $\mathbf{b} \cdot \mathbf{n} _{\Gamma_b} = 0$
$\Gamma_h(m^2)$	Frontière telle que $\mathbf{h} \times \mathbf{n} _{\Gamma_h} = 0$
$\lambda(Pa)$	Premier coefficient d'élasticité de Lamé
$\mathbf{a}(T.m)$	Potentiel vecteur magnétique
$\mathbf{b}_n(T)$	Composante normale de \mathbf{b}
$\mathbf{b}(T)$	Induction magnétique
$\mathbf{h}_s(A.m^{-1})$	Champ magnétique source fictif
$\mathbf{h}_t(A.m^{-1})$	Composante tangentielle de \mathbf{h}
$\mathbf{h}(A.m^{-1})$	Champ magnétique
$\mathbf{j}(A.m^{-2})$	Vecteur densité de courant
$\mu(H.m^{-1})$	Perméabilité magnétique
$\mu_0(H.m^{-1})$	Perméabilité magnétique de l'air
μ_r	Perméabilité magnétique relative

LISTE DES SYMBOLES

ν	Coefficient de Poisson
$\Omega(m^3)$	Volume de résolution du problème
Ω_s	Domaine conducteur du modèle
Ω_{cuivre}	Volume de cuivre réel
ϕ	Déphasage entre V_s et I_s
$\Phi(Wb)$	Flux magnétique
$\Phi_s(Wb)$	Flux magnétique d'une phase stator
ψ	Déphasage entre I_s et E_s
$\rho(\Omega.m)$	Résistivité électrique
$\rho(kg.m^{-3})$	Masse volumique dans les formulations mécaniques
$\rho_{aj}(\Omega.m)$	Résistivité électrique ajustée (tenant compte du coefficient de remplissage)
$\sigma(S \cdot m^{-1})$	Conductivité électrique
$\underline{\underline{\sigma}}(Pa)$	Tenseur des contraintes de Cauchy
$\varphi(A)$	Potentiel scalaire magnétique
<i>API</i>	Application Programming Interface
$C_m(N.m)$	Couple moyen
C_{rempl}	Coefficient de remplissage de l'encoche
Co	Module de coefficient de la FFT
<i>Dofs</i>	Degree of freedom (nombre d'inconnues)
$e(m)$	Entrefer
$E(Pa)$	Module de Young
$E_s(V)$	Force électromotrice induite au stator
<i>FFT</i>	Fast Fourier transform (transformée de Fourier rapide)
$G(Pa)$	Second coefficient d'élasticité de Lamé
h	Constante de Planck
$H(\text{div}, \Omega)$	Sous espace fonctionnel relatif à l'opérateur divergence
$H(\text{grad}, \Omega)$	Sous espace fonctionnel relatif à l'opérateur gradient
$H(\text{rot}, \Omega)$	Sous espace fonctionnel relatif à l'opérateur rotationnel
$I_s(A)$	Courant d'une phase du stator

LISTE DES SYMBOLES

- $j_{aj}(A.m^{-2})$ Densité de courant ajustée (tenant compte du coefficient de remplissage)
- $j_{fil}(A.m^{-2})$ Densité de courant réelle
- $L_s(H)$ Inductance cyclique de l'induit
- $l_{ref}(m)$ Longueur de référence pour le maillage
- MCC* Moteur à courant continu
- MEF* Méthode des éléments finis
- MGFA* Machine à griffes à flux axial
- MLI* Modulation de largeur d'impulsions
- N_{ph} Nombre de phases
- N_s Nombre de spires en série par phase au stator
- O_c Ondulation de couple
- ONELAB* Open Numerical Engineering LABORatory
- p Nombre de paire de pôles
- $Pj(W)$ Pertes Joule
- q Nombre d'encoches par pôle et par phase
- Q_s Nombre d'encoches stator
- $V(V)$ Potentiel scalaire électrique
- $W_{co}(J)$ Coénergie magnétique
- $Ib_{max}(A)$ Courant maximal en sortie de l'onduleur
- $R_s(\Omega)$ Résistance d'une phase au stator
- $Vb_{max}(V)$ Tension maximal en sortie de l'onduleur

Introduction générale

Le monde connaît actuellement des bouleversements majeurs, environnementaux ou de santé public, dus à l'impact de l'activité humaine. En particulier, se pose le problème du rejet des gaz polluants en milieu urbain néfaste pour la qualité de l'air respiré. Cette pollution de l'air peut avoir des effets indésirables sur la santé avec notamment un accroissement du risque de maladies respiratoires aiguës ou cardio-vasculaires. Ces problèmes ont déjà poussé les autorités à réguler le trafic dans les grandes villes lors de pics de pollution. Pour ces mêmes raisons, les normes imposées par les instances internationales sur le rejet des gaz polluants sont de plus en plus exigeantes et poussent les constructeurs automobiles à s'adapter.

Les transports électriques, les voitures mais aussi les trams et trains, sont une solution d'avenir pour répondre à ces enjeux actuels. Même si l'impact écologique global d'un véhicule électrique par rapport à un véhicule thermique prête encore à discussion, il est indéniable que les effets seront bénéfiques sur la qualité de l'air et donc pour la santé public. De plus, ces véhicules permettraient de s'affranchir de la dépendance aux hydrocarbures et des instabilités et fluctuations des cours de baril de pétrole. Contrairement à la technologie des véhicules hybrides, la traction d'un véhicule tout électrique est assurée en totalité par les moteurs électriques. Le rejet de gaz sera alors nul lors de son fonctionnement. À ce jour, ce type de véhicules comporte malheureusement plusieurs défauts en comparaison des véhicules thermiques :

- son autonomie est nettement plus faible, les différentes technologies existantes (batteries, hydrogènes..) ne permettant pas un stockage d'énergie équivalent à un réservoir d'essence ;
- son coût de production reste élevé avec le besoin de matériaux posant des difficultés d'extraction, tels que les terres rares pour les moteurs à aimants permanents ou le lithium pour les batteries.

En tenant compte de ces points, il semble évident que les moteurs de ces véhicules devront avoir un haut rendement, pour le problème de l'autonomie, tout en veillant à réduire au maximum les coûts de production. Cette thèse porte donc sur le dimensionnement de plusieurs moteurs de traction de véhicule de ville de technologie tout électrique qui se devront d'être d'un coût de production le plus bas possible.

Afin de procéder aux dimensionnements de ces moteurs de plus en plus contraints, différentes méthodes de modélisation existent et s'appuient sur les ressources numériques de plus en plus performantes. Les modélisations peuvent être analytiques, semi-analytiques avec la mise en place de réseaux de perméances et numériques avec la méthode des éléments finis. Il est alors de plus en plus courant d'utiliser des processus d'optimisation, en constante amélioration, pour le dimensionnement et la recherche de structures innovantes. De plus, le progrès des ressources numériques permet la mise en place de modèles de plus en plus rapides et précis en particulier par la méthode des éléments finis. Les dimensionnements réalisés dans cette thèse s'appuient sur l'utilisation de modèles 3D résolus par la méthode des éléments finis qui se devront

d'être les plus rapides, précis et robustes possibles afin de pouvoir être couplées avec des codes d'optimisation.

Pour répondre à cette problématique, le premier chapitre veillera à décrire les problématiques scientifiques des travaux réalisés. Un bref historique des transports électriques et des différentes technologies de moteur sera dans un premier temps présenté. Cela permettra une meilleure compréhension du cahier des charges demandé ainsi que de la structure initiale proposée, une machine à griffes à flux axial.

Le chapitre 2 consiste en une présentation de la méthode de dimensionnement du moteur. Premièrement, la modélisation par la méthode des éléments finis du moteur sera détaillée. Ensuite, une interface de programmation d'application (API) facilitant la mise en place automatique des modèles de moteurs a été créée et sera présentée. Enfin, une description de la démarche d'optimisation sera effectuée.

Dans un contexte industriel, le but est d'obtenir des outils rapides et fiables avec des ressources numériques et un temps de modélisation limités. Ainsi, l'objectif du chapitre 3 sera d'accélérer le temps de calcul par la méthode des éléments finis avec la mise en place de plusieurs astuces de modélisation tout en analysant la cohérence des résultats.

Enfin, le chapitre 4 aboutira aux dimensionnements d'une machine à griffes à flux axial répondant aux cahiers des charges.

La démarche proposée nous a permis de faire émerger plusieurs structures innovantes que nous présenterons dans le chapitre 5.

Chapitre 1

Problématique scientifique

Sommaire

1.1	Historique des véhicules électriques	6
1.1.1	Premières applications de l'énergie électrique dans les transports	6
1.1.2	Historique des véhicules automobiles électriques	6
1.2	Positionnement du sujet de thèse	10
1.2.1	Intérêt et technologie actuels des véhicules électriques	10
1.2.2	Contexte industriel	12
1.2.3	Cahier des charges	13
1.2.4	Structure initiale proposée	14
1.3	Difficultés scientifiques	16
1.3.1	Choix des méthodes de dimensionnement de dispositifs magnétiques	16
1.3.2	Accélération du temps de calcul	18
1.3.3	Recherche et dimensionnement de structure innovantes	19
1.3.4	Organisation du travail	20

1.1 Historique des véhicules électriques

1.1.1 Premières applications de l'énergie électrique dans les transports

Pour comprendre la place actuelle des véhicules électriques, il est intéressant d'étudier l'évolution des technologies et de l'intérêt suscité par les transports électriques au fil des années. En effet, les découvertes des phénomènes de l'électromagnétisme faites au cours du XIX^e siècle ont très vite été appliquées pour du transport. L'intérêt porté sur la technologie électrique pour les véhicules a ensuite fluctué au cours des années en fonction du contexte politique et économique. La voiture électrique n'est donc pas une nouveauté, elle bénéficie d'un regain d'intérêt récent pour une technologie longtemps laissée de côté.

Peu de temps après la découverte de l'interaction entre l'électricité et le magnétisme en 1820 par H.C Ørsted [OER20], Michael Faraday en 1821 [Far01] et Peter Barlow en 1822 [Bar23] réussissent à créer un mouvement à partir des phénomènes électro-magnétiques. Suite à ces expériences, les moteurs électriques seront créés, améliorés et très vite appliqués au transport. Nous pouvons citer les travaux de Moritz von Jacobi [Jac35] qui crée en 1838 un moteur permettant de propulser un bateau sur la Neva à St-Petersbourg à une vitesse de 3 km/h. Néanmoins, les batteries et la technologie de l'époque ne permettaient pas une utilisation pratique de ces moteurs qui n'étaient alors que des objets d'études.

Il fallut attendre 1879 pour qu'un moteur électrique puissent servir au transport de passagers. En effet, lors de l'exposition industrielle de Berlin, Werner von Siemens met en circulation un train tracté par une locomotive électrique permettant le transport de passagers sur un circuit de 300m [All08]. Le moteur électrique tractait la locomotive à 13 km/h et était alimenté par une tension de 150V continue grâce à un troisième rail. C'est à cette époque que les premiers véhicules électriques sur roues furent développés pour donner naissance à la voiture électrique. Nous nous intéressons maintenant plus spécifiquement à l'évolution des voitures électriques et laissons de côté le transport sur rail (train/tram) qui a connu une évolution spectaculaire au début du XX^e siècle. Nous notifions tout de même que dès 1903, une automotrice Siemens alimentée en tension triphasée atteint les 213 km/h [Sie].

1.1.2 Historique des véhicules automobiles électriques

Il est difficile de savoir quand et par qui a été inventée la voiture électrique. En effet, de nombreux travaux furent réalisés parallèlement et il est compliqué de déterminer quelles inventions peuvent être qualifiés de "voiture électrique". L'avancée sur la technologie des batteries entre 1860 et 1880 a permis le développement de nouveaux dispositifs

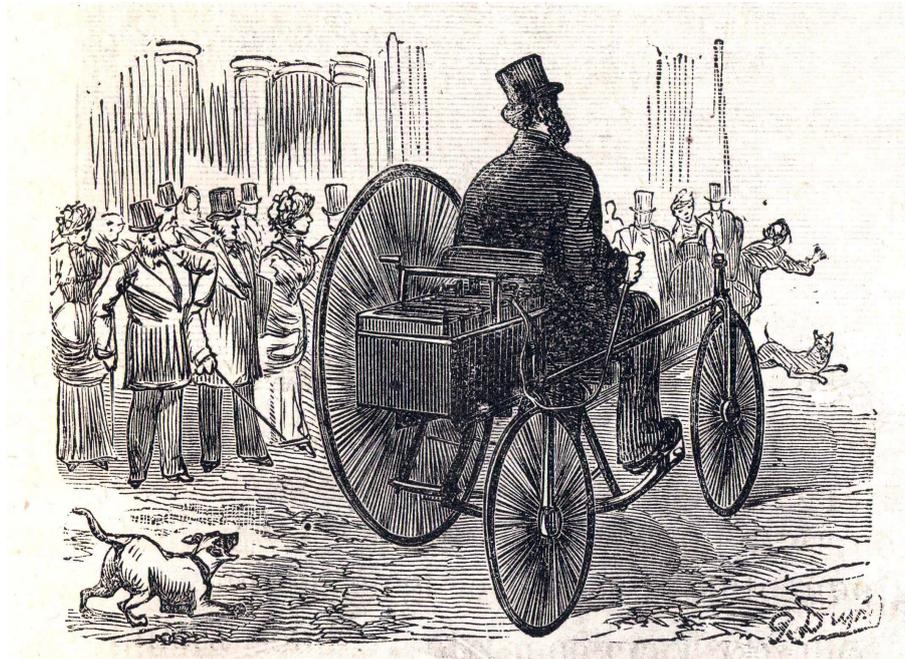


FIGURE 1.1 – Voiture électrique construite par Gustave Trouvé en 1881 [Cle81]

plus performants. Les prochains véhicules présentés bénéficient de ces technologies et sont donc postérieurs à 1880.

Nous commençons par citer le véhicule créé par l'inventeur Gustave Trouvé et présenté au public en 1881 [Cle81]. Un moteur électrique, alimenté par six accumulateurs Planté, avait alors été disposé sur un tricycle. Il put faire la démonstration de ce véhicule en parcourant la rue Valois à Paris en 1881 comme illustré sur la Figure 1.1. C'est ce même M. Trouvé qui conçut un bateau électrique pouvant remonter la Seine avec trois passagers à son bord et qui fût présenté à Paris lors de l'Exposition internationale d'électricité de 1881. Les avancées sur les voitures électriques seront spectaculaires durant les dernières années du XIX^e siècle avec la création de nombreux véhicules.

En 1898, M. Jeanteau présenta six voitures électriques au concours de fiacres automobiles de Paris dont une est illustrée sur la Figure 1.2. L'ouverture des archives au format numérique par la Bibliothèque nationale de France nous permet d'avoir un descriptif de ces véhicules [Nan11]. Ainsi, nous apprenons que les batteries de ces véhicules n'étaient pas rechargées sur place mais directement remplacées par des batteries neuves. Le conducteur avait à disposition une manette pouvant être placée dans six positions. Ces positions permettaient de gérer un "commutateur" et de changer la configuration du circuit d'alimentation avec la mise en série ou non d'enroulements. Les positions correspondaient alors au freinage du moteur, à une marche arrière et à quatre positions de vitesses. Ces configurations sont représentées sur la Figure 1.3. Le conducteur pouvait donc choisir manuellement la vitesse du véhicule en manipulant ce levier.

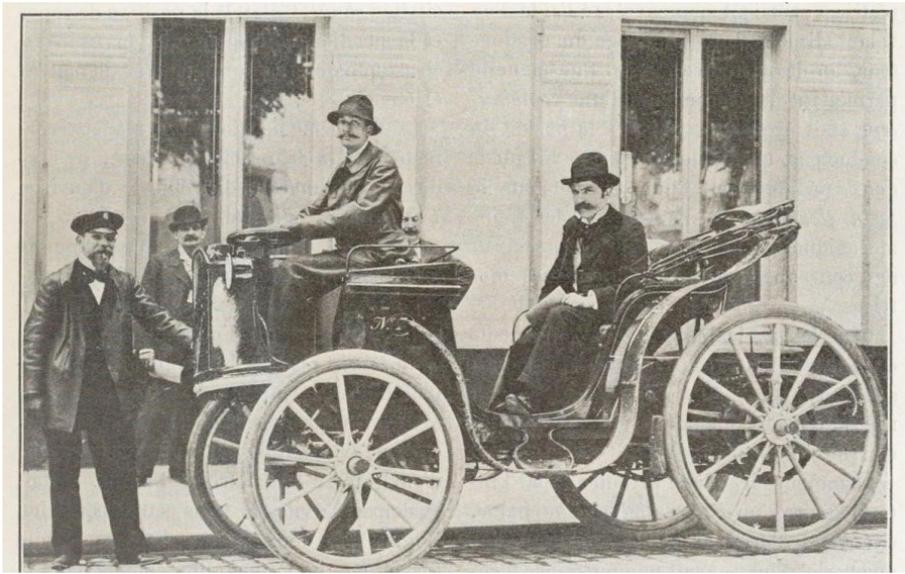


FIGURE 1.2 – Victoria électrique Jeantaud [Nan11]

Ces véhicules n'étaient pas adaptés aux longues distances mais furent largement utilisés pour des courses de vitesse automobile. La première voiture, toutes technologies confondues, à dépasser la vitesse symbolique de 100km/h fût une voiture électrique. Ce record a été établi le 29 avril 1899 près de Paris par la «Jamais contente», voiture électrique fabriquée par l'ingénieur et coureur automobile belge Camille Jenatzy [Nan11]. Ce véhicule, en forme d'obus (voir Figure 1.4), est exposé au musée de la voiture de Compiègne.

Néanmoins, les voitures électriques souffrent de la comparaison avec les voitures thermiques et seront abandonnées. En effet, l'autonomie permise par ces dernières est bien plus grande et leurs coûts de production sont moindres. La traction électrique sur rail demeurera alors la principale application pour le transport électrique. L'automobile électrique est mise de côté en attendant des progrès sur les batteries, problème toujours récurrent de nos jours. Nous citerons Max de Nansouty qui en 1911 écrivait un texte qui collerait parfaitement à la réalité actuelle [Nan11] :

"On s'est parfois étonné que « le moteur électrique » ne soit pas arrivé encore à jouer un rôle important dans l'automobilisme. Par sa souplesse, par son mouvement rotatif qui le rend apte aux plus grandes vitesses, le moteur électrique serait le moteur par excellence de l'automobile, si pour ce cas particulier et considérable, il ne se trouvait lié à l'emploi « de l'accumulateur électrique », dont les recherches incessantes des spécialistes les plus distingués n'ont pu suffisamment, ni réduire le poids, comme il conviendrait, ni assurer assez la durée d'approvisionnement en énergie. Il n'est point dit, d'ailleurs, que l'on n'y parviendra pas ; et, dès lors, le moteur électrique trouverait la voiture automobile si bien étudiée que son application serait évidemment des plus rapides. "

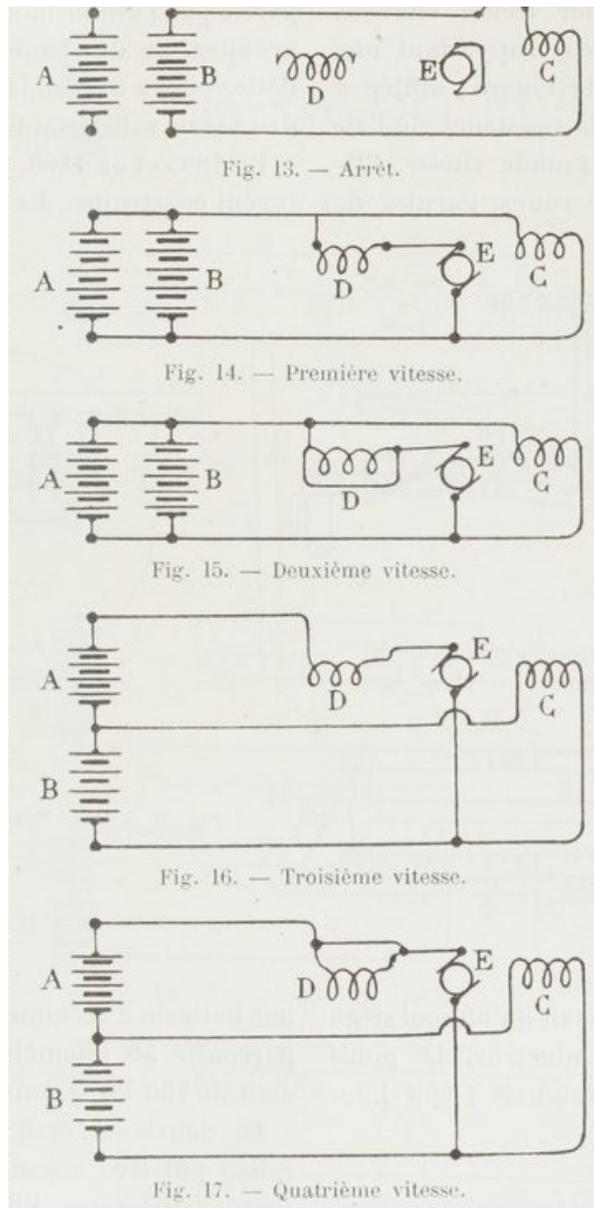


FIGURE 1.3 – Combinateur Jeantaud [Nan11]

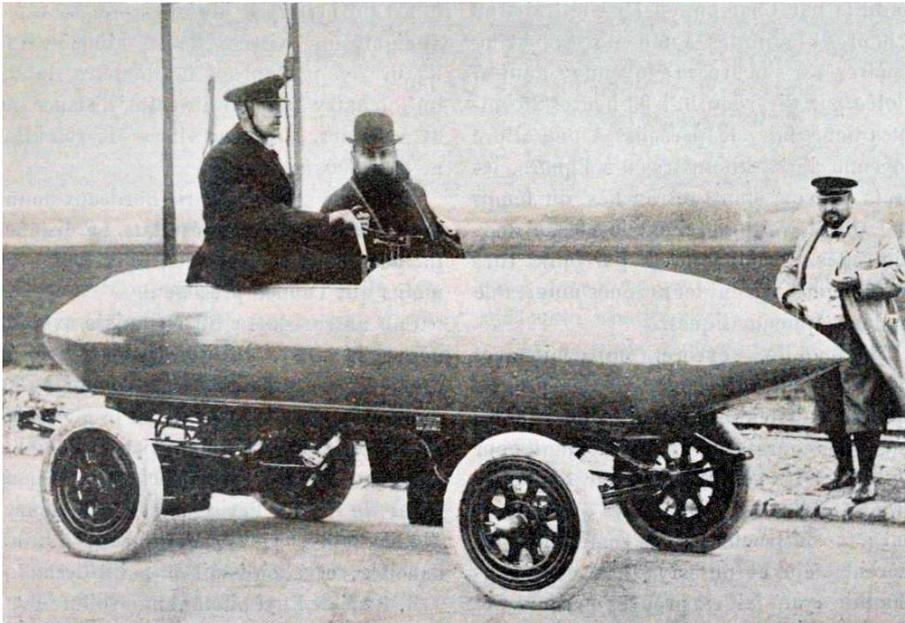


FIGURE 1.4 – La « Jamais-Contente » de Jenatzy sur la ligne droite d’Achères en 1899 [Nan11].

1.2 Positionnement du sujet de thèse

1.2.1 Intérêt et technologie actuels des véhicules électriques

Il a fallu attendre le choc pétrolier du début des années 1970 pour que l’on s’intéresse à nouveau à la propulsion électrique. Cette crise a fait prendre conscience de l’importance de trouver une alternative au pétrole pour éviter une trop forte dépendance. Ainsi, des prototypes sont très vite créés et commercialisés. Nous pouvons citer la CityCar, commercialisée en 1974 aux États Unis, qui atteint les 68 km/h et 64 km d’autonomie [Com75]. L’autonomie restreinte due aux batteries reste le principal inconvénient. L’intérêt suscité par ces véhicules va rapidement s’essouffler avec le rétablissement du cours du pétrole les années suivantes.

C’est la prise de conscience des problèmes écologiques et de santé publique qui fait que la voiture électrique est de nouveau au centre des préoccupations. Les grandes villes sont de plus en plus saturées par les transports qui rejettent de grande quantité de gaz polluants néfastes pour l’environnement et la qualité de l’air. En effet, il a été prouvé [Nal10] que la pollution de l’air augmente significativement le risque de maladies respiratoires aiguës ou cardio-vasculaires. D’après [Pas16], si aucune des communes françaises ne dépassait la valeur guide de l’Organisation mondiale de la santé pour les particules fines ($10 \mu\text{g}/\text{m}^3$), environ 18 000 décès pourraient être évités en France chaque année. Ces problèmes ont déjà poussé les autorités à réguler le trafic dans les grandes villes lors de pics de pollution. Pour ces mêmes raisons, les normes

imposées par les instances internationales sur le rejet des gaz polluants sont de plus en plus exigeantes et poussent les constructeurs automobiles à s'adapter sans cesse. Il est intéressant d'observer la diminution des taux de dioxyde d'azote pendant le confinement imposé par la crise sanitaire lié au COVID-19. Pour ceci, nous pouvons trouver les données collectées par le satellite Copernicus Sentinel-5P, laissées à disposition par l'European Space Agency (ESA) et traitées par l'EEB (The European Environmental Bureau). La Figure 1.5 permet alors la comparaison des taux de dioxyde d'azote à Paris des mois de mars/avril 2020 avec ceux de l'an dernier.

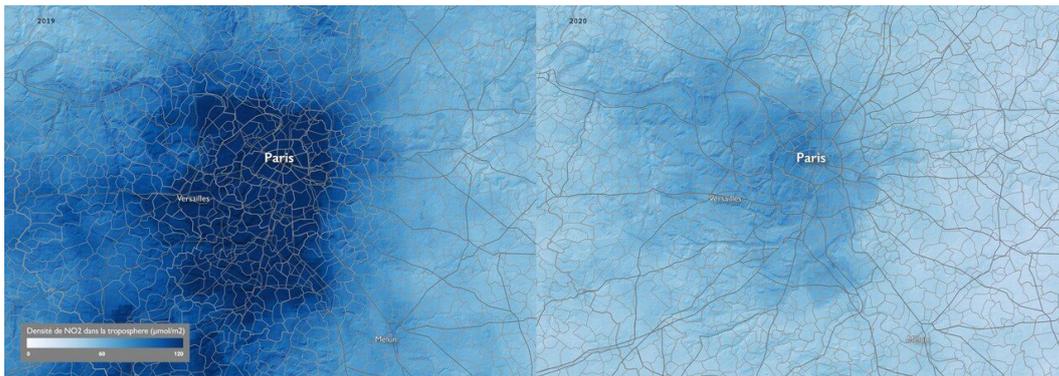


FIGURE 1.5 – Taux moyen de dioxyde d'azote à Paris en mars/avril 2019 (à gauche) et mars/avril 2020 à droite [Poe]

Les transports électriques, les voitures mais aussi les tramway et trains, sont donc une solution d'avenir pour répondre à ces enjeux actuels. Même si l'impact écologique global d'un véhicule électrique par rapport à un véhicule thermique prête encore à discussion, il est indéniable que les effets seront bénéfiques sur la qualité de l'air et donc pour la santé publique dans la zone géographique d'utilisation de ces voitures. De plus, ces véhicules permettraient de s'affranchir de la dépendance au pétrole avec l'instabilité du cours du baril. Néanmoins, les batteries de ces véhicules nécessitent du lithium que l'on ne trouve pas en France. Les réserves mondiales de lithium ne permettraient même pas le remplacement du parc mondial de voiture actuel d'après [Tah07].

Contrairement à la technologie des véhicules hybrides, la traction d'un véhicule tout électrique est assurée en totalité par les moteurs électriques. Ce sont ces moteurs de tractions pour véhicule tout électrique qui nous intéressent dans cette thèse. Nous proposons ci-après une liste de différents types de moteurs utilisés sur les véhicules existants.

- **Machine à courant continu (MCC) :**

Les premiers moteurs à être utilisés pour la traction automobile furent les moteurs à courant continu. Cela s'explique car le pilotage en vitesse de ces moteurs est simple et ne nécessite pas une alimentation complexe. Ainsi, la voiture Jeantaud présentée précédemment était entraînée par une MCC. Parmi les véhicules plus récents tractés par une MCC, nous pouvons citer également la Peugeot 106, Citroën AX et Saxo

électriques commercialisées par le groupe PSA en 1995. Le principal défaut de ce type de machine est l'usure des balais. Néanmoins, les progrès réalisés dans ce domaine laisse penser que ce type de machine peut encore avoir de l'intérêt, en particulier dans un contexte de réduction des coûts.

• **Moteur Asynchrone :**

Avec les progrès de l'électronique, il a été possible d'utiliser et de commander les moteurs asynchrones pour la traction automobile. Ces moteurs ont l'avantage d'être les moins chers à produire et très fiables. Néanmoins, le rendement est souvent inférieur à celui des machines à courant continu ou machines synchrones. C'est pourquoi ce type de moteur est très prisé pour les véhicules hybrides où le rendement a une moindre importance. Pour les véhicules tout électrique, la Tesla Roadster commercialisée en 2008 et la Renault Twizy commercialisée en 2011 sont équipés de moteurs asynchrones.

• **Moteur Synchrone :**

Le moteur le plus utilisé de nos jours pour la traction est le moteur synchrone. Ce moteur permet un haut rendement mais nécessite néanmoins une électronique plus complexe par rapport aux MCC pour son contrôle en vitesse (onduleur triphasé avec capteurs de positions et courants..). Nous distinguons deux types de moteurs synchrones.

- Le moteur synchrone à aimant permanent a l'avantage de ne pas comporter d'alimentation, et donc d'électronique, pour la partie rotorique. De plus ces moteurs sont souvent les plus compacts. Ils ont néanmoins deux défauts principaux. La commande en vitesse est plus complexe avec un risque de désaimantation sur certains points de fonctionnement. Deuxièmement, ces moteurs utilisent des terres rares dont la Chine a un quasi-monopole. Ils sont néanmoins utilisés dans certains véhicules hybrides.
- Le moteur synchrone à rotor bobiné est de nos jours beaucoup utilisé pour la traction automobile. Il est moins compact que le moteur à aimant permanent et nécessite une partie électronique pour le rotor (hacheur) ainsi qu'un contact glissant. Le pilotage en vitesse est quant à lui facilité par la possibilité d'utiliser un défluxage (baisse du flux inducteur) avec la montée en vitesse. Ce moteur est adopté sur les Renaults ZOE, Fluence et Kangoo, sur la Nissan Leaf, la Toyota Prius et la Bolloré Autolib de Peugeot.

1.2.2 Contexte industriel

La demande pour des véhicules plus électriques a considérablement augmentée ces dernières années comme nous pouvons le voir sur la Figure 1.6. Les constructeurs et équipementiers automobiles sont donc extrêmement sollicités avec un marché en nette augmentation. L'entreprise Valeo travaille depuis plusieurs années sur les véhicules hybrides, en particulier sur la solution mild-hybrid qui consiste à utiliser l'alternateur comme génératrice et comme moteur.

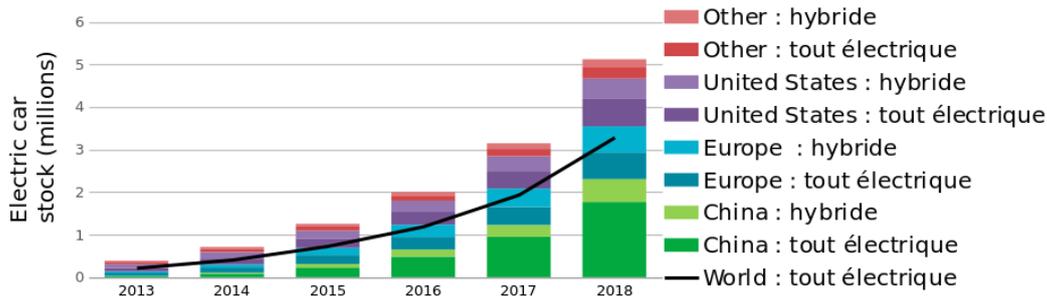


FIGURE 1.6 – Nombre de voitures électriques [IEA19]

Nous trouvons alors plusieurs thèses portant sur les alternateurs à griffes Valeo [Bou05] [Tam08] [Gim11] [Lut12] [Per13] [TK15] [Baz17] [Bou18] [Dev17].

Concernant les véhicules tout électrique, une stratégie adoptée par Valeo est de développer des véhicules adaptés à la mobilité urbaine avec des performances réduites en autonomie et vitesse pour diminuer les coûts. En effet, en ville les voitures dépassent rarement 50 km/h avec des trajets souvent inférieurs à 50 km. De plus, une voiture de dimension réduite est souhaitable en milieu urbain pour des raisons pratiques. Le prototype réalisé en 2018 par Valeo [Val18] est alimenté par une batterie basse tension de 48 V et les performances ciblées sont réduites à 100 km d'autonomie avec une vitesse maximale de 100 km/h, suffisantes pour une utilisation urbaine.

Cette thèse s'inscrit dans ce cadre avec l'objectif de rechercher un moteur innovant de propulsion pour petit véhicule de ville. Ce moteur devra être le moins cher à produire possible tout en ayant un bon rendement car comme nous l'avons vu, la principale difficulté des véhicules électriques est l'autonomie. Le cahier des charges ciblé est maintenant présenté.

1.2.3 Cahier des charges

L'objectif est de dimensionner un moteur dont les caractéristiques sont :

- Puissance : 4 kW ;
- Poids du véhicule : 400 kg ;
- Tension d'alimentation : 48 V ;
- Vitesse cible du véhicule : 50 km/h ;
- Autonomie ciblée : 50 km.

Le moteur serait un moteur roue en attaque directe sans réducteurs mécaniques, correspondant alors à un moteur à fort couple et faible vitesse. Deux points critiques à 4 kW sont ciblés, les duo de (couple/vitesse) du moteur sont :

- $(190 N.m / 200 tr.min^{-1})$ correspondant à 20 km/h pour le véhicule.

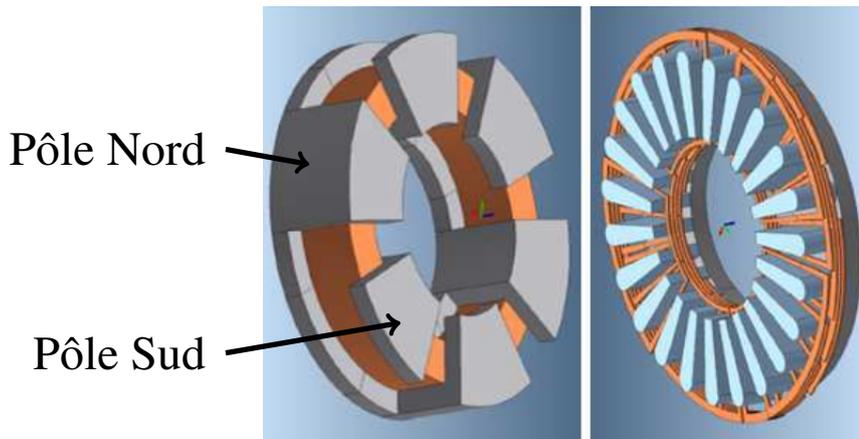


FIGURE 1.7 – Structure en flux axial proposée : inducteur à griffes (gauche) et induit encoché (droite)

— ($77N.m / 500tr.min^{-1}$) correspondant à 50 km/h pour le véhicule.

L'application étant un moteur de traction, les densités de courants sur fils se devront d'être suffisamment faibles pour permettre le refroidissement du moteur en mode de fonctionnement continu. Pour cette application, Valeo autorise alors des densités de l'ordre de $10A.mm^{-2}$ pour les points critiques. De plus, le rendement sera un critère primordial dans un souci de préserver l'autonomie du véhicule.

1.2.4 Structure initiale proposée

Le moteur recherché doit être le moins cher possible et adapté au besoin spécifique de traction automobile. L'objectif sera de trouver un compromis entre performance et coût de production. Parmi les nombreuses structures possibles, Valeo a proposé d'explorer les performances d'une machine à griffes à flux axial [Lab17] (appelée MGFA par la suite) comme illustrée sur la Figure 1.7. Elle est composée d'un inducteur à griffes et d'un induit encoché.

Cette structure se justifie pour cette application avec une recherche de réduction des coûts pour plusieurs raisons :

- la géométrie en flux axial est adaptée pour un moteur roue de par sa forme de "galette" ;
- cette structure permet de s'affranchir de l'utilisation des terres rares ;
- la machine correspond à une machine lente (vitesse maximale de $500tr.min^{-1}$) ce qui autorise de nombreuses paires de pôles sans trop augmenter les pertes fer. Un inducteur à griffes est donc adapté car il permet d'augmenter facilement le nombre de pôles ;
- un inducteur à griffes ne contient pas de têtes de bobines et permet d'économiser du cuivre ;

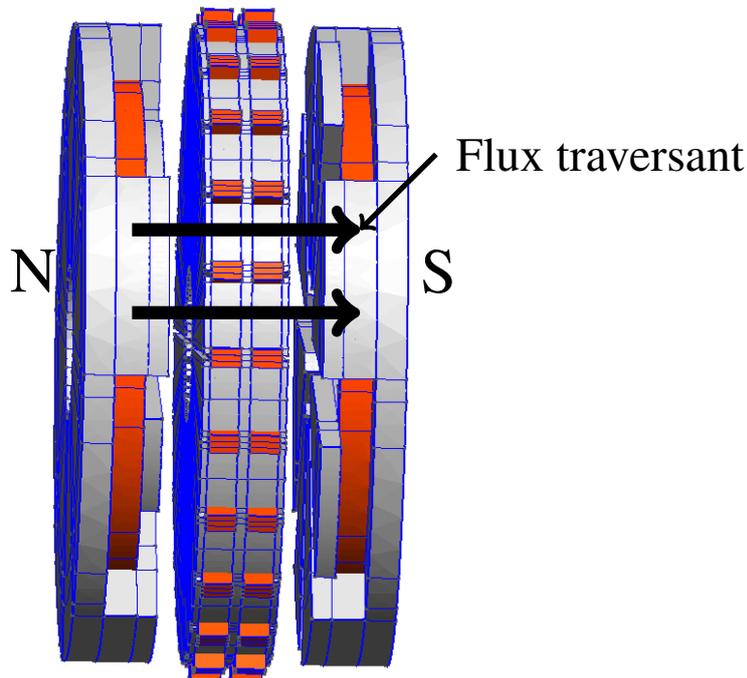


FIGURE 1.8 – Machine Initiale à double entrefers N-S

- le process de fabrication est simplifié à l'inducteur, la bobine étant un simple solénoïde quel que soit le nombre de paires de pôles ;
- le process de bobinage est simplifié à l'induit avec une insertion à plat des sections plutôt que séquentielle autour d'une surface cylindrique.

Cette structure peut correspondre à une machine synchrone ou à une machine à courant continu selon l'alimentation. Pour une première approche, nous considérons une machine synchrone dont l'induit est alimenté avec un onduleur en utilisant la technique de la MLI (modulation de largeur d'impulsions) associée à une commande permettant de fonctionner en source de courant. Ceci permettra d'estimer les performances maximales pouvant être développées par cette structure. De plus, la modélisation se retrouvera simplifiée en considérant une source de courant car les forces électromotrices créées à l'induit n'auront plus d'impact direct sur les courants dans la modélisation.

Comme souvent sur les machines à flux axial, nous faisons le choix d'un moteur à double entrefer afin d'équilibrer les forces d'attraction entre les pièces actives de la machine. Le moteur est donc composé de deux inducteurs à griffes disposés de part et d'autre d'un induit encoché comme le montre la Figure 1.8. La machine est choisie de type Nord-Sud (N-S), avec les griffes des deux inducteurs placées faces à faces de polarités différentes. Le flux est alors traversant ce qui permet de réduire la culasse de l'induit et d'après [Bom09] de réduire les pertes fer. Le plan coupant l'induit axialement en son milieu est donc un plan d'anti-symétrie des lignes de champs.

Cette structure innovante avec un inducteur à griffes à flux axial amène des difficultés de modélisation que nous aborderons dans cette thèse.

1.3 Difficultés scientifiques

1.3.1 Choix des méthodes de dimensionnement de dispositifs magnétiques

La modélisation des dispositifs magnétiques est un sujet multi-disciplinaire pouvant inclure des études magnétiques, thermiques et mécaniques avec en particulier les études vibratoires. Ainsi, nous trouvons des thèses portant sur des moteurs à griffes qui étudient particulièrement les pertes fer [Bou05] [Per13], le comportement thermique [Gim11] [Lut12] ou les vibrations [TK15]. Comme nous le verrons, ces problématiques sont complexes, sujettes à des incertitudes et s'appuient souvent sur des mesures expérimentales. Les études des pertes fer, du comportement thermique et des vibrations ne seront alors pas abordées directement dans cette thèse. Nous justifierons ce choix et un rappel des hypothèses faites et des conséquences possibles sera effectué. Nous nous concentrons alors sur la modélisation magnétique du moteur. Ceci correspond à la mise en place de la géométrie de la structure (composée de fer et de cuivre) avec le calcul des performances du moteur (couple et vitesse) en fonction des sources (courant et tension). Les densités de courants seront simplement limitées pour modérer l'échauffement du moteur.

La constante amélioration des moyens numériques fait que les processus d'optimisations sont de plus en plus souvent utilisés pour le dimensionnement de dispositifs magnétiques [Dev17] [Bom09]. Ces optimisations s'appuient sur des modèles qui peuvent être de différentes natures.

Des modèles semi-analytiques correspondant à des réseaux de réluctances sont régulièrement utilisés pour la modélisation de machines à griffes comme c'est le cas dans certaines thèses portant sur un alternateur à griffes [Rak96] [Alb04] [Bou05] [Per13]. La Figure 1.9 montre en exemple le réseau utilisé dans [Alb04]. Ces modèles peuvent permettre de pré-dimensionner des machines avec ensuite une validation par la méthode des éléments finis. Néanmoins, la pertinence d'utiliser ces modèles pour la structure étudiée dans cette thèse n'est pas évidente pour plusieurs raisons :

- la définition du réseaux de réluctance va contraindre l'optimisation. La mise en place du modèle passe par le choix de trajets du flux magnétique. Ce choix va orienter l'optimisation qui ne pourra prendre la direction de certaines topologies ;
- même si plusieurs travaux utilisent efficacement des réseaux de réluctances sur des machines à griffes, les trajets de flux sont complexes et la modélisation nécessite des approximations. En particulier, la structure axiale de cette machine impose une non-symétrie des pôles Nord et Sud (les griffes Nord étant rattachées au rayon extérieur et les griffes Sud au rayon intérieur comme illustré sur la Figure 1.7) ce qui va encore compliquer le réseau avec des trajets de flux qui ne seront pas intuitifs ;

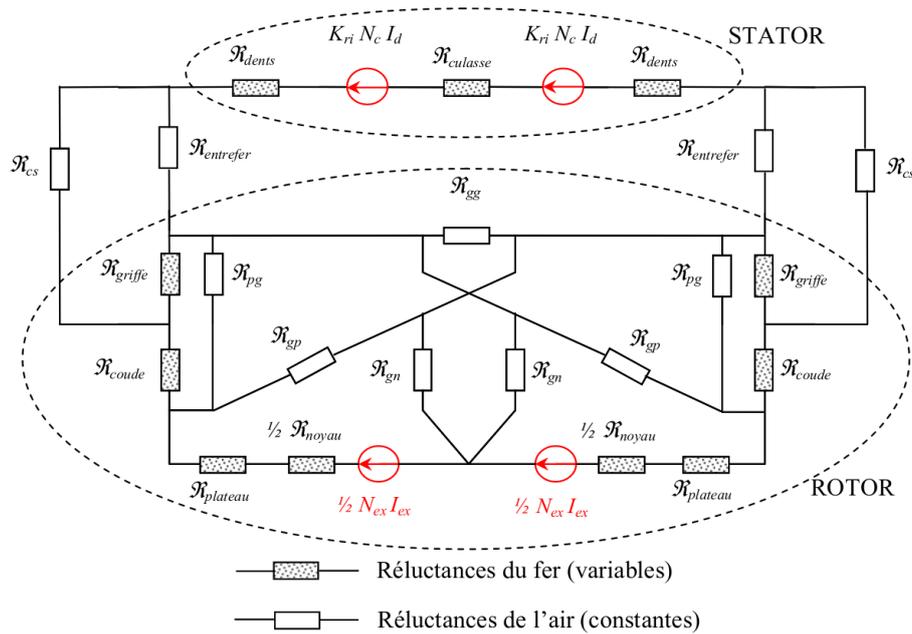


FIGURE 1.9 – Réseau de réluctances de L. Albert pour une machine à griffes [Alb04]

- la recherche de précision du réseau passe par une discrétisation plus fine qui augmentera le temps de calcul. Il est nécessaire de trouver un compromis entre temps de résolution et précision.

Ces modèles restent intéressants, en particulier pour le pré-dimensionnement de structure existantes dans lesquelles le modèle a déjà été éprouvé. De part les points précédents évoqués, il est estimé qu'il est préférable dans cette thèse d'utiliser un modèle résolu par la méthode des éléments finis (notée MEF dans la suite) dans un processus d'optimisation. Il est noté que certains travaux présentent des modèles hybrides entre réseaux de perméances et résolution par la méthode des éléments finis [Nun17] [Dev18].

En effet, l'optimisation sera moins contrainte avec cette méthode, le modèle pouvant être paramétré pour autoriser un grand nombre de géométries distinctes en supprimant certaines hypothèses. Le principal défaut est le temps de résolution du modèle, supérieur à celui des réseaux de réluctances. Néanmoins, une précédente thèse au sein du laboratoire GREEN effectuée par G. Devornique [Dev17] a prouvé l'efficacité de notre stratégie utilisant des logiciels ouverts permettant de jouer sur des leviers pour la réduction du temps de calcul. L'outil choisit devra :

- permettre la résolution de problèmes 3D, multiphysique et fortement non-linéaire ;
- permettre la mise en place de géométries paramétrées et modulables ;
- être paramétrable sous forme de script et pouvoir être couplé avec un logiciel d'optimisation ;
- permettre un contrôle du maillage ;

- permettre la définition de différentes formulations variationnelles, le contrôle des méthodes de résolution du problème ainsi que la définition des grandeurs de post processing.

Avec l'amélioration constante des ressources numériques G. Devornique a alors montré qu'une utilisation adaptée de ces logiciels ouverts permet de réduire suffisamment les temps de calculs pour que les modèles soient efficacement exploitables dans un processus d'optimisation [Dev17]. Comme nous le verrons, cet aspect ouvert du logiciel permettra la mise en place d'astuces pour simplifier la modélisation du moteur et d'optimiser le fonctionnement du logiciel pour le problème présent. De la même manière, l'aspect ouvert et libre d'un logiciel d'optimisation permet d'adapter spécifiquement le processus au problème résolu [Dev17]. Le choix et la présentation des logiciels utilisés seront effectués par la suite. Il est noté que le maillage et la résolution de la topologie étudiée dans cette thèse seront complexes avec la présence de deux entrefers plans très fins entraînant un grand nombre d'inconnues.

1.3.2 Accélération du temps de calcul

L'objectif est alors d'obtenir des modèles rapides et fiables. La rapidité de résolution du modèle est d'autant plus essentielle si celui-ci est destiné à être utilisé dans un processus d'optimisation. Nous pouvons jouer sur plusieurs leviers pour réduire le temps de calcul.

Premièrement, les symétries peuvent être utilisées afin de diminuer le nombre d'inconnues du problème. L'équivalence entre le modèle réduit et le modèle complet doit alors être validée.

Les incertitudes des modélisations numériques par éléments finis de cette structure complexe doivent être évaluées. Les sources d'erreurs sont nombreuses (les différentes hypothèses réalisées, le maillage, la formulation utilisée, la méthode de résolution...) et il est illusoire d'en réaliser une étude exhaustive. La méthodologie adoptée est d'étudier a posteriori les résultats obtenus et de mettre en place des critères pour estimer la confiance qu'il est possible d'avoir dans les grandeurs calculées. Pour le problème de dimensionnement de cette thèse, les grandeurs souhaitées sont le couple magnétique, le flux magnétique permettant le calcul de la tension et les pertes Joule. Dans un contexte industriel, l'objectif est d'accélérer au maximum le temps de calcul du modèle. Pour ceci, nous avons la possibilité de grossir la taille de maille pour accélérer le temps de résolution de la méthode éléments finis. Néanmoins, cette étape s'accompagne de pertes d'informations sur les résultats. Plusieurs questions se posent alors pour ne pas perdre de temps à calculer des grandeurs non-exploitables. Comment estimer la pertinence d'un résultat provenant du modèle résolu par la MEF ? Quelles grandeurs peuvent être calculées avec confiance ? Jusqu'à quel point le maillage peut-être allégé pour trouver le compromis entre rapidité et précision ? Pour répondre à ces questions, une méthodologie reposant sur la comparaison de résultats issus de deux formulations a

été développée et sera présentée.

Enfin, comme nous le verrons, l'entrefer est une grandeur très influente dans les performances du moteur et n'est pas connu avec précision d'autant plus dans une approche "low cost". Il peut donc être intéressant d'effectuer une étude de sensibilité à la variation de l'entrefer. L'utilisation d'un logiciel ouvert permet alors d'utiliser des techniques avancées de modélisation en pouvant contrôler et redéfinir les formulations faibles. Une technique mise en place permettant d'éviter un remaillage entre deux valeurs d'entrefers, et ainsi diminuer le temps de calcul, sera alors présentée.

1.3.3 Recherche et dimensionnement de structure innovantes

L'utilisation d'un processus d'optimisation pour le dimensionnement de moteurs permet de s'affranchir de certains réflexes électro-techniques habituels en "laissant faire les mathématiques". Pour le dimensionnement et la recherche de structures innovantes, mon apport sera de :

- bien poser et contraindre le problème d'optimisation adapté à la topologie inhabituelle de la machine. Ceci correspond au choix des variables et de leurs bornes, de la fonction objectif et des contraintes ;
- mettre en place la démarche de dimensionnement adaptée à l'application ;
- avoir un regard critique sur les résultats des calculs et de l'optimisation. Cette prise de recul sur les simulations réalisées est primordiale pour exploiter pertinemment les résultats et estimer les précautions à avoir dans le cadre d'un éventuel prototypage ;
- analyser les résultats obtenus afin d'imaginer d'autres structures innovantes permettant de réduire les coûts.

Nous sommes conscients que le moteur développé ici ne sera pas à la pointe de ce qui se fait sur le plan technologique. Les phénomènes permettant le fonctionnement de moteurs électrique sont connus depuis plus de 100 ans, N. Tesla ayant déposé les brevets des machines synchrones et asynchrones en 1887 [Tes87]. La Figure 1.10 permet une simple représentation du fonctionnement d'une machine synchrone. Trouver des structures innovantes pour réduire les coûts ne passe pas par l'invention de "nouveaux phénomènes" mais par l'utilisation d'astuces, par exemple pour faciliter le process de fabrication. L'étude de l'histoire des machines électriques est utile et profitable. Elle peut permettre une meilleure compréhension des phénomènes en relation avec l'évolution des technologies. Des structures anciennes 'oubliées' peuvent redevenir pertinentes du fait de l'amélioration des matériaux et technologies. Parmi ces moteurs permettant une démonstration et une compréhension simple des phénomènes électro-magnétiques nous pouvons citer le moteur de Jacobi créé en 1834 [Jac35] (illustré sur la Figure 1.11). Ce moteur est composé de deux armatures se faisant face et contenant des électro-aimants. L'une des armatures est fixe et l'autre mobile. Les électro-aimants de la partie mobile

seront alimentés via un commutateur mécanique permettant la commutation des courants aux bonnes positions pour créer la rotation. Une description du fonctionnement et une vidéo de ce moteur est laissée à disposition par la Karlsruhe Institute of Technology [Kar].

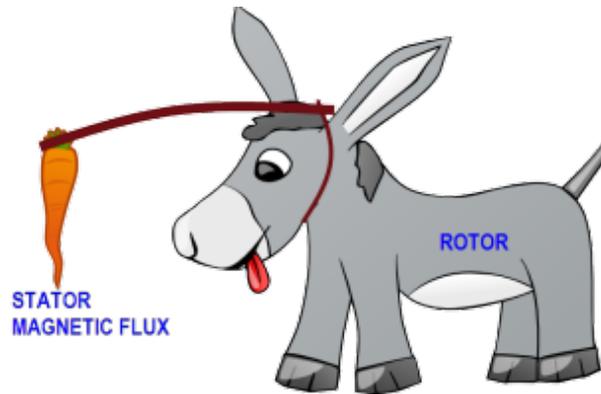


FIGURE 1.10 – Principe de machine synchrone [Eng]



FIGURE 1.11 – Moteur de Jacobi [Kar]

1.3.4 Organisation du travail

Pour apporter des éléments de réponse à ces problématiques, le plan suivant est proposé pour la suite du travail.

- La chapitre 2 consiste en une présentation de la méthode et des outils utilisés pour le dimensionnement de la MGFA. Premièrement, les formulations faibles résolues par la méthode des éléments finis sont décrites. Une attention particulière sera portée à la conséquence de certains choix comme celui des formulations utilisées et des espaces fonctionnelles associés. Ce chapitre proposera également deux méthodes rendues possibles par l'aspect ouvert du logiciel éléments finis et permettant de simplifier la

modélisation de la machine. Ainsi une méthode de calcul du flux magnétique avec la formulation en potentiel scalaire magnétique et une technique permettant d'éviter la modélisation des têtes de bobines seront détaillées. Ensuite, nous présenterons en détail les logiciels éléments finis utilisés ainsi qu'une API (Application Programming Interface) créée dans le but d'automatiser la mise en place des modèles de la MGFA. Le logiciel d'optimisation utilisé et le processus envisagé pour le dimensionnement seront enfin décrits.

- Dans le chapitre 3, nous nous attacherons à accélérer les temps de calculs des modèles résolus par la méthode des éléments finis tout en contrôlant la précision des résultats obtenus. Pour ceci, trois leviers seront utilisés :

- les symétries du problème permettront de réduire le nombre d'inconnues. Une validation du modèle périodique par rapport au modèle complet sera effectuée ;
- le maillage peut être relâché dans le but de diminuer le nombre d'inconnues du problème et donc le temps de résolution. Pour augmenter la précision de calcul des harmoniques d'espaces, il existe des règles de maillage efficaces pour les structures classiques [Dav85]. Malheureusement ces règles ne peuvent pas être respectées pour la topologie du moteur étudié. Un travail sera alors réalisé afin de se rapprocher au mieux de ces règles. Ensuite, une étude basée sur la comparaison des résultats provenant des formulations en potentiels scalaires et vecteurs magnétiques sera présentée dans le but d'estimer la précision des résultats et ainsi de trouver le compromis satisfaisant entre précision et temps de calcul ;
- comme nous le verrons, il peut être intéressant de calculer les performances de moteurs pour plusieurs valeurs d'entrefer. L'accès aux formulations faibles permettra la mise en place d'une technique permettant d'éviter un remaillage entre les différentes valeurs d'entrefer et ainsi réduire le temps de calcul.

- Le chapitre 4 concernera le dimensionnement d'une machine à griffes à flux axial à l'aide des outils et méthodologies précédemment décrites. Nous essaierons d'avoir un regard critique sur les résultats obtenus en étant conscients des limites et hypothèses des modèles réalisés.

- Enfin, une recherche de nouvelles topologies permettra le dimensionnement de plusieurs moteurs non-conventionnels présentés dans le chapitre 5.

Chapitre 2

Méthode de dimensionnement de la machine à griffes à flux axial

Sommaire

Introduction	25
2.1 Problèmes éléments finis magnétostatiques	26
2.1.1 Problème magnétostatique	26
2.1.2 Les espaces fonctionnels	27
2.1.3 Formulations faibles de problèmes magnétostatiques	28
2.1.3.1 Formulation faible en potentiel vecteur magnétique	28
2.1.3.2 Formulation faible en potentiel scalaire magnétique	30
2.1.4 Grandeurs de Post-processing :	31
2.1.4.1 Calcul du couple :	32
2.1.4.2 Calcul des pertes Joule :	32
2.1.5 Calcul du flux magnétique :	33
2.1.5.1 Intérêt du calcul du flux magnétique	33
2.1.5.2 Calcul du flux magnétique en potentiel vecteur	34
2.1.5.3 Calcul du flux magnétique en potentiel scalaire	35
2.1.5.4 Nouvelle méthode pour le calcul du flux magnétique en potentiel scalaire	36
2.1.5.5 Validation de la méthode	37
2.1.6 Synthèse des formulations	38
2.2 Mise en place d'une API pour la modélisation éléments finis de machines à griffes à flux axial	40
2.2.1 Choix et présentation des logiciels éléments finis	40
2.2.2 Objectifs de l'API	41
2.2.3 Structure de l'API	43
2.2.3.1 Structure globale	43

2.2.3.2	Géométrie et maillage	43
2.2.3.3	Résolution et exploitation	47
2.2.3.4	Couronne de court-circuit	47
2.3	Optimisation	48
2.3.1	Cahier des charges et structure initiale	48
2.3.2	Problème d'optimisation	49
2.3.3	Présentation de Nomad	50
2.3.4	Exemple d'optimisation	51
2.3.4.1	Présentation du problème	51
2.3.4.2	Résultat de l'optimisation et validation de la méthode	54
2.3.4.3	Choix de l'optimisation final	55
2.3.5	Bilan du chapitre	56

Introduction

La topologie particulière de la machine étudiée dans cette thèse, une machine à griffes à flux axial, entraîne des difficultés de modélisation. Une méthode et des outils spécifiques doivent alors être mis en place en vue de son dimensionnement. Cette thèse s'inscrivant dans la continuité des travaux de G. Devornique [Dev17] dans le laboratoire GREEN, la méthode retenue pour le dimensionnement est l'utilisation d'un modèle 3D résolu par la méthode des éléments finis en tant que boîte noire dans une optimisation. Le terme boîte noire signifie que l'optimisation a accès uniquement aux variables d'entrée et de sortie du modèle, le processus du calcul éléments finis étant alors inconnu pour elle. La méthode des éléments finis est choisie car cette machine à griffes à flux axial est sujette à des phénomènes fortement 3D, ce qui rend compliquée l'utilisation des modèles analytiques ou semi-analytiques dont les temps de calculs augmentent rapidement avec la recherche de précision. La pertinence de cette méthode a déjà été démontrée dans [Dev17] avec l'utilisation d'outils adaptés qui permettent une diminution significative des temps de calculs. La philosophie adoptée est donc de mettre en place les outils spécifiques à cette modélisation, d'apporter une expertise pour cadrer le problème d'optimisation, puis finalement de "*laisser faire les mathématiques*" afin de s'affranchir de certains réflexes électrotechniques qui peuvent induire des biais. Cette méthode semble adaptée pour cette machine qui comporte des éléments non intuitifs et non conventionnels. On citera en particulier la non-symétrie des pôles Nord et Sud comme nous le verrons dans ce chapitre. L'objectif est alors d'obtenir le meilleur compromis entre précision et temps de calcul tout en privilégiant la robustesse afin que le modèle soit utilisé dans un processus d'optimisation. Ce chapitre présente les outils mis en place pour faciliter la modélisation du moteur électrique.

Dans un premier temps, les formulations faibles utilisées pour la résolution par MEF seront détaillées. En particulier, une méthode permettant de calculer facilement le flux magnétique avec une formulation en potentiel scalaire a été développée.

Ensuite, le développement d'une API (Application Programming Interface) adaptée à la topologie du moteur étudié, permettant un gain de temps lors de la mise en place des modèles et de leurs résolution par la méthode des éléments finis, sera présentée. En effet, la méthode de dimensionnement avec une optimisation, nécessite la mise en place d'un nombre important de modèles proches les uns des autres. L'API devra permettre d'une part la création rapide de nouvelles structures et d'autre part la mise en place robuste et automatique du problème à résoudre en fonction de quelques paramètres d'entrées.

Enfin, la méthode de dimensionnement par optimisation sera détaillée avec une présentation de l'outil, de la paramétrisation du modèle et du choix d'optimisation retenu.

2.1 Problèmes éléments finis magnétostatiques

2.1.1 Problème magnétostatique

Pour ce type de problème, l'objectif est d'obtenir le couple produit par la machine, les pertes Joule ainsi que le flux magnétique embrassé par les bobines du stator permettant le calcul de la tension. Le problème à résoudre est un problème magnétostatique, les variables du problème ne dépendront pas du temps. Comme nous le verrons, ce choix est justifié par le fait que la machine est alimentée en courant par un onduleur avec une MLI associée à une commande adaptée qui permet un bon contrôle des courants. La structure du moteur, avec un inducteur à griffes, fait que le problème posé est fortement 3D. De plus, sa géométrie est complexe avec la présence de deux entrefers plans de faibles dimensions. Enfin, l'application ciblée, la traction automobile, impose une recherche de compacité qui rendra le problème grandement non-linéaire avec une forte saturation magnétique.

Il est précisé que le formalisme retenu est l'écriture en caractère **gras** des grandeurs vectorielles.

La méthode des éléments finis repose sur une discrétisation spatiale d'un problème continu. Cette discrétisation s'obtient à l'aide d'un maillage mis en place sur la géométrie du modèle étudié dont nous voulons avoir un contrôle fin. Ensuite, les propriétés physiques des matériaux (perméabilité magnétique, conductivité..) ainsi que les sources extérieures (courants électriques) sont affectées à chaque région du modèle. Enfin, le problème discrétisé est résolu et les grandeurs de post-processing sont calculées. Les logiciels utilisés, Gmsh [Geu09] pour le mailleur et GetDP [Dul20] pour le solveur, appartiennent à la suite ONELAB (Open Numerical Engineering LABoratory) et sont libres. Ces logiciels permettent un contrôle précis de la discrétisation et des formulations résolues. Les formulations faibles éléments finis de cette thèse sont celles de la thèse de P.Dular [Dul96] et présentées avec une grande clarté dans la thèse de G.Parent [Par08]. Un rapide rappel de ces formulations et des conséquences de certains choix est fait dans cette partie. Il est conseillé de se rapporter aux deux thèses précédemment citées pour plus de précisions notamment sur les fonctions et espaces d'interpolations.

Les formulations les plus courantes pour les problèmes de magnétostatique utilisent les potentiels vecteur et scalaire magnétique. Pour avoir plus de certitudes dans les calculs réalisés, les deux formulations seront utilisées. Le problème à résoudre repose sur les équations de Maxwell. Il est considéré que la perméabilité magnétique μ dépend uniquement de la norme du champ magnétique. Elle s'exprime par :

$$\mathbf{b} = \mu_0 \mu_r(|\mathbf{h}|)\mathbf{h} = \mu(|\mathbf{h}|)\mathbf{h} \quad (2.1)$$

Avec \mathbf{b} l'induction magnétique, \mathbf{h} le champ magnétique, μ_0 la perméabilité magnétique de l'air et μ_r la perméabilité relative du matériau.

Le système composé des équations de Maxwell et des lois de comportement est

résolu dans un domaine volumique Ω ayant pour frontière la surface Γ décomposée en deux frontières Γ_b et Γ_h telles que $\Gamma_b \cup \Gamma_h = \Gamma$ et $\Gamma_b \cap \Gamma_h = \emptyset$ avec :

$$\mathbf{b} \cdot \mathbf{n}|_{\Gamma_b} = 0 \quad (2.2)$$

$$\mathbf{h} \times \mathbf{n}|_{\Gamma_h} = 0 \quad (2.3)$$

où \mathbf{n} est un vecteur unitaire correspondant à la normale sortante à la frontière Γ .

Ces conditions permettent de gérer des symétries ou des conditions limites sur la frontières extérieurs du problème. Des conditions de périodicités, déjà implémentées dans le logiciel seront également utilisées.

2.1.2 Les espaces fonctionnels

La méthode des éléments finis repose sur une discrétisation de l'espace et la recherche d'une solution, dite faible, du problème dans des espaces mathématiques plus larges. Ces espaces sont appelés espaces fonctionnels et auront des propriétés différentes selon les inconnues du problème. Comme nous le verrons, les différentes propriétés de ces espaces impactent directement les résultats des calculs par la méthode des éléments finis. Ils nous semblent alors utile de donner une brève description des trois espaces majoritairement utilisés dans les problèmes de magnétostatique afin de mieux aborder les potentielles sources d'erreurs. Nous introduisons $L^2(\Omega)$ l'espace fonctionnel des champs de carré intégrable sur Ω . Les trois sous espaces fonctionnels utilisés sont introduits en ajoutant une contrainte relative aux trois opérateurs (**grad**, **rot**, **div**). Nous obtenons :

— $H(\mathbf{grad}, \Omega) = \{X \in L^2(\Omega); \mathbf{grad} X \in \mathbf{L}^2(\Omega)\}$

Dans cet espace, X est continu en chaque point. En revanche, seule la composante tangentielle de $\mathbf{grad} X$ est assurée d'être continue.

L'interpolation s'appuie sur des fonctions de base nodale. Pour un élément tétraédrique et une interpolation d'ordre 1, le nombre d'inconnues est égal à quatre, une par nœud. C'est l'espace privilégié du potentiel scalaire φ .

— $H(\mathbf{rot}, \Omega) = \{\mathbf{X} \in \mathbf{L}^2(\Omega); \mathbf{rot} \mathbf{X} \in \mathbf{L}^2(\Omega)\}$

Dans cet espace, la composante tangentielle de \mathbf{X} est continue.

L'interpolation s'appuie sur des fonctions de base d'arêtes. Pour un élément tétraédrique et une interpolation d'ordre 1, le nombre de d'inconnues est égal à dix-huit. En effet, la valeur recherchée est vectorielle et comporte donc trois composantes et le tétraèdre contient six arêtes. Le nombre d'inconnues est donc de $6 * 3 = 18$. C'est l'espace privilégié du potentiel vecteur \mathbf{a} .

— $H(\text{div}, \Omega) = \{\mathbf{X} \in \mathbf{L}^2(\Omega); \text{div } \mathbf{X} \in L^2(\Omega)\}$

La composante normale de \mathbf{X} est continue.

Cet espace peut être utilisé pour des formulations prenant l'induction magnétique comme inconnue. Les résolutions effectuées dans cette thèse ne s'appuient pas sur cet espace qui ne sera donc pas développé.

Comme nous le verrons, les résolutions effectuées dans ces travaux s'appuieront sur les espaces $H(\mathbf{grad}, \Omega)$ et $H(\mathbf{rot}, \Omega)$ correspondant à des formulations en potentiels magnétique scalaire ou vecteur. Pour un même maillage, la résolution correspondant au potentiel scalaire, appartenant à l'espace $H(\mathbf{grad}, \Omega)$, aura moins d'inconnues et sera plus rapide. Une description d'une grande clarté des éléments et fonctions d'interpolations est donnée plus précisément dans le chapitre 2 de la thèse de P.Dular [Dul96].

Si l'opérateur gradient est appliqué à un champ scalaire appartenant à $H(\mathbf{grad}, \Omega)$, le champ de vecteurs résultant appartient à $H(\mathbf{rot}, \Omega)$. De même, si l'opérateur rotationnel est appliqué à un champ de vecteurs appartenant à $H(\mathbf{rot}, \Omega)$, le champ de vecteurs résultant appartient à $H(\text{div}, \Omega)$. Ceci peut être représenté sous la forme d'un diagramme de Tonti [Ton99] comme le montre la Figure 2.1.

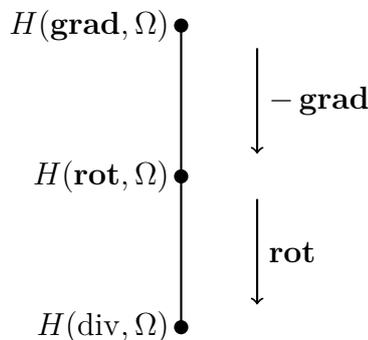


FIGURE 2.1 – Diagramme de Tonti

Ces différents espaces, avec leurs propriétés respectives, sont implémentés dans GetDP. L'utilisateur n'aura alors qu'à faire le choix de l'espace en fonction des grandeurs calculées.

2.1.3 Formulations faibles de problèmes magnéostatiques

2.1.3.1 Formulation faible en potentiel vecteur magnétique

D'après l'équation de Maxwell-Thomson ($\text{div } \mathbf{b} = 0$), il existe un potentiel vecteur magnétique \mathbf{a} tel que :

$$\mathbf{b} = \mathbf{rot } \mathbf{a} \quad (2.4)$$

L'espace naturel de \mathbf{a} est $H(\mathbf{rot}, \Omega)$. Il n'est pas unique et peut être jaugé. Nous utiliserons la jauge d'Arbre, implémentée dans GetDP, ou la jauge de Coulomb pour ces travaux.

La formulation faible du problème s'appuie sur ce potentiel vecteur qui se décompose dans l'espace des éléments d'arêtes [Bos88] :

$$\mathbf{a} = \sum_{k \in E} \mathbf{a}_{ak} \mathbf{w}_{ak}, \quad \mathbf{a} \in H(\mathbf{rot}, \Omega) \quad (2.5)$$

Où E est l'ensemble des arêtes de l'élément, \mathbf{w}_{ak} la fonction de forme de l'arête et \mathbf{a}_{ak} la circulation de \mathbf{a} le long de l'arête k .

En utilisant la méthode de Galerkin, la fonction test utilisée dans la formulation faible est choisie égale à la fonction de forme \mathbf{w}_a . Pour un problème statique, en intégrant l'équation de Maxwell-Ampère ($\mathbf{rot} \vec{h} = \vec{j}$) tout en multipliant les deux termes par \mathbf{w}_a et enfin en utilisant les propriétés du rotationnel, la formulation faible s'écrit :

$$\iiint_{\Omega} \left(\frac{1}{\mu} \mathbf{rot} \mathbf{a} \right) \cdot (\mathbf{rot} \mathbf{w}_a) d\Omega - \iint_{\Gamma} (\mathbf{h} \times \mathbf{n}) \cdot \mathbf{w}_a dS - \iiint_{\Omega_s} \mathbf{j} \cdot \mathbf{w}_a d\Omega_s = 0 \quad (2.6)$$

Avec Ω_s le domaine conducteur et \mathbf{j} la densité de courant.

L'intégrale surfacique s'annule d'après les conditions aux limites. En effet, en annulant l'intégrale sur Γ_h , la condition $\mathbf{h} \times \mathbf{n} = 0$ est imposé au sens faible. Une condition de Dirichlet $\mathbf{w}_{ak} = 0$ est imposée sur Γ_b . La circulation de \mathbf{a} est donc nulle sur les arêtes de cette surface, ce qui donne $(\mathbf{rot} \mathbf{a}) \cdot \mathbf{n} = 0$ sur Γ_b au sens fort. Dans certains cas, \mathbf{j} est difficile à imposer analytiquement. Il sera alors calculé par une résolution électrocinétique en utilisant le potentiel électrique V tel que $\mathbf{j} = -\sigma \mathbf{grad} V$. La formulation faible est :

$$\iiint_{\Omega_s} (\sigma \mathbf{grad} V) \cdot (\mathbf{grad} V') d\Omega_s + \int_{S_c} \mathbf{j} \cdot \mathbf{n} V' dS = 0 \quad (2.7)$$

Avec σ la conductivité électrique du matériau. Il suffira alors de connaître la densité de courant à appliquer sur une coupure S_c de la bobine.

Les séquences de résolutions seront alors :

- A) Résolution électrocinétique pour le calcul des densités de courant avec : $\mathbf{j} = -\sigma \mathbf{grad} V$.
- B) Résolution magnétique non-linéaire pour le calcul de \mathbf{a} en fonction des \mathbf{j} calculés précédemment.
- C) Calcul des grandeurs de post-processing.

L'attention est attirée sur le fait que la continuité normale de l'induction magnétique, \mathbf{b}_n , est imposée au sens fort par le type d'élément utilisé. En effet, $\mathbf{a} \in H(\mathbf{rot}, \Omega)$ et donc $(\mathbf{b} = \mathbf{rot} \mathbf{a}) \in H(\mathbf{div}, \Omega)$. Ceci se comprend facilement car le calcul de \mathbf{b}_n

sur une surface ne s'appuiera que sur le calcul des circulations de \mathbf{a} sur les arêtes la composant. La composante normale ne dépendant que des arêtes de la surface, la continuité est forcément assurée. En revanche, c'est la formulation faible qui impose la continuité du champ magnétique tangentiel, \mathbf{h}_t . En effet, le calcul de \mathbf{h}_t sur une surface s'appuie sur des arêtes voisines ne faisant pas partie de celle-ci. Les arêtes utilisées ne seront pas les mêmes lors de l'interpolation d'un coté ou de l'autre de cette surface. Cette condition est dite imposée au sens faible et sera donc sujette aux erreurs d'interpolations. La perte d'information et le non respect au sens fort de la condition de passage dues aux erreurs d'interpolations a été illustré dans [Lef18] et fait l'objet de nombreuses études [Tar88] [Bos98] [Mar08a] [Mar08b]. Nous sommes conscients que ces erreurs d'interpolations sont une source d'erreur possible pour les grandeurs calculées. La démarche adoptée n'est pas de supprimer ces erreurs, intrinsèques à l'espace fonctionnel choisi, mais d'étudier a posteriori l'information obtenue.

2.1.3.2 Formulation faible en potentiel scalaire magnétique

Le problème peut également être exprimé à l'aide d'un potentiel scalaire magnétique φ . Tout d'abord, un champ magnétique source fictif (\mathbf{h}_s) est calculé dans un domaine connexe Ω_{co} pour remplacer la densité de courant \mathbf{j} (ou $-\sigma \mathbf{grad} V$ si une résolution electro-cinétique est réalisée) tel que :

$$\mathbf{rot} \mathbf{h}_s = \mathbf{j} \quad (2.8)$$

D'après Maxwell-Ampère en statique, il est alors possible d'écrire :

$$\mathbf{rot}(\mathbf{h} - \mathbf{h}_s) = 0 \quad (2.9)$$

Il existe donc un potentiel scalaire φ tel que :

$$(\mathbf{h} - \mathbf{h}_s) = -\mathbf{grad} \varphi \quad (2.10)$$

L'espace fonctionnel naturel de φ est $H(\mathbf{grad}, \Omega)$. Ce potentiel se décompose dans l'espace des éléments nodaux sous la forme :

$$\varphi = \sum_{k \in N_o} \varphi_{nk} w_{nk}, \quad \varphi \in H(\mathbf{grad}, \Omega) \quad (2.11)$$

Où N_o est l'ensemble des nœuds de l'élément, w_{nk} la fonction de forme du nœud et φ_{nk} la valeur du potentiel scalaire magnétique au nœud "k".

La fonction de forme w_{nk} pourra correspondre à des polynômes de degrés un ou deux. En d'autres termes, la fonction à interpoler dans l'élément correspondra à une fonction polynomiale de l'ordre choisi en fonction des valeurs aux nœuds de la fonction. Nous parlerons alors d'éléments d'interpolation de degrés un (ou linéaire) ou deux. Les éléments d'ordre deux donnent des résultats plus précis mais nécessitent un plus grand

temps de calcul et de plus grandes ressources informatiques. Sauf indication supplémentaire, les modélisations numériques effectuées par la suite utiliseront des interpolations linéaires.

Dans le cas de la méthode de Galerkin, la fonction test utilisée dans la formulation faible est choisie égale à la fonction de forme w_n . En intégrant l'équation de Maxwell-Thomson avec ($\mathbf{b} = \mu(\mathbf{h}_s - \mathbf{grad} \varphi)$) tout en multipliant l'intégrale par w_n , la formulation faible s'écrit :

$$\iint_{\Gamma} (\mathbf{b} \cdot \mathbf{n}) w_n dS - \iiint_{\Omega_{co}} \mu \mathbf{h}_s \cdot \mathbf{grad} w_n d\Omega_s + \iiint_{\Omega} \mu \mathbf{grad} \varphi \cdot \mathbf{grad} w_n d\Omega = 0 \quad (2.12)$$

L'intégrale surfacique s'annule d'après les conditions aux limites. En effet, en annulant l'intégrale sur Γ_b , la condition $\mathbf{b} \cdot \mathbf{n} = 0$ est imposée au sens faible. Nous imposons une condition de Dirichlet $w_{nk} = 0$ et donc $-\mathbf{grad} \varphi \times \mathbf{n} = 0$ sur Γ_h au sens fort.

La continuité tangentielle du champ magnétique est imposée au sens fort par le type d'élément utilisé. En effet, $\varphi \in H(\mathbf{grad}, \Omega)$ et donc $\mathbf{h} \in H(\mathbf{rot}, \Omega)$. Ceci se comprend car le calcul du gradient de φ sur une surface ne s'appuie que sur les nœuds de cette surface, ce qui assure la continuité de h_t . En revanche, c'est la formulation faible qui impose la continuité de la composante normale de l'induction magnétique. En effet, le calcul de \mathbf{b}_n sur une surface s'appuie sur le calcul de φ sur des nœuds voisins de cette surface. Les nœuds utilisés pour le calcul du gradient ne seront pas les mêmes d'un côté ou de l'autre de cette surface et dépendra donc des interpolations effectuées. Cette condition est dite imposée au sens faible.

Le respect au sens fort ou faible des conditions de passages dépend donc de la formulation utilisée, ce qui peut provoquer quelques écarts dans les résultats [Tar88] [Bos98] [Mar08a] [Mar08b] [Lef18] comme nous le verrons. Il est rappelé que la démarche adoptée n'est pas de supprimer ces erreurs, intrinsèques à l'espace fonctionnel choisi, mais d'analyser a posteriori les résultats des simulations pour en détecter les incohérences, quelle qu'en soit les origines qui peuvent être multiples :

- interpolation de la loi $\mathbf{b}(\mathbf{h})$;
- maillage (nombre et emplacement des mailles) ;
- l'enchaînement des calculs avec étapes de projections ;
- les interpolations dépendant des espaces fonctionnels ;
- solveurs (réglage, méthode).

2.1.4 Grandeurs de Post-processing :

Pour le dimensionnement du moteur, les grandeurs voulues sont le couple, les pertes Joule et le flux magnétique embrassé par les bobines du stator. Nous présentons dans cette partie les calculs de couple et de pertes Joule, le calcul du flux sera détaillé dans une section à part.

2.1.4.1 Calcul du couple :

Le couple est calculé par la méthode du tenseur de Maxwell \bar{T}_m . En utilisant ce tenseur sur une surface $\partial\Omega_f$, l'expression du couple est :

Couple = $\oint_{\partial\Omega_f} (\mathbf{r} \times (\bar{T}_m \mathbf{dS})) \cdot \mathbf{e}_z$ avec :

$$\bar{T}_m = \frac{1}{\mu_0} \begin{bmatrix} b_x^2 - \frac{|\mathbf{b}|^2}{2} & b_x b_y & b_x b_z \\ b_x b_y & b_y^2 - \frac{|\mathbf{b}|^2}{2} & b_y b_z \\ b_x b_z & b_y b_z & b_z^2 - \frac{|\mathbf{b}|^2}{2} \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

\mathbf{b} est calculé avec $\mathbf{b} = \text{rot } \mathbf{a}$ pour la formulation en potentiel vecteur et avec $\mathbf{b} = -\mu_0 \text{grad } \phi$ pour la formulation en potentiel scalaire.

Dans le cadre de cette thèse, la surface utilisée entoure l'induit en passant dans l'entrefer et en atteignant Γ_b où $\mathbf{b} \cdot \mathbf{n} = 0$. La part de la surface avec $\mathbf{b} \neq 0$ est donc plane au milieu de l'entrefer avec une normale selon \mathbf{e}_z comme illustrée sur la Figure 2.2. Une infinité de surfaces appartenant à l'entrefer peuvent être choisies pour le calcul, la question du choix de cette surface se pose donc. Nous préférons utiliser une moyenne volumique sur l'entrefer plutôt qu'un calcul surfacique comme présenté dans [Fon15], et ce pour deux raisons :

- cette moyenne volumique sur l'entrefer agira comme une moyenne des contours possibles. Le résultat ne dépendra pas du choix de la surface ;
- l'implémentation sur le logiciel se retrouve simplifiée. L'entrefer et son maillage sont conservés, il n'y a pas besoin de créer une surface spécifique pour le calcul du couple.

En utilisant une moyenne dans l'entrefer d'épaisseur e , il vient :

$$\text{Couple} = \frac{1}{e} \iiint_{\Omega_e} (\mathbf{r} \times (\bar{T}_m \cdot \mathbf{e}_z)) \cdot \mathbf{e}_z \, d\Omega \quad (2.14)$$

2.1.4.2 Calcul des pertes Joule :

Les pertes Joule serviront à estimer le rendement du moteur. La formule pour le calcul des pertes Joule, P_j , est :

$$P_j = \iiint_{\Omega_{\text{cuivre}}} \rho j_{fil}^2 \, dV \quad (2.15)$$

Avec :

- ρ la résistivité électrique du matériau
- Ω_{cuivre} le volume de cuivre réel en tenant compte du coefficient de remplissage (C_{remp})

Surface du tenseur de Maxwell avec $\mathbf{b} \neq 0$

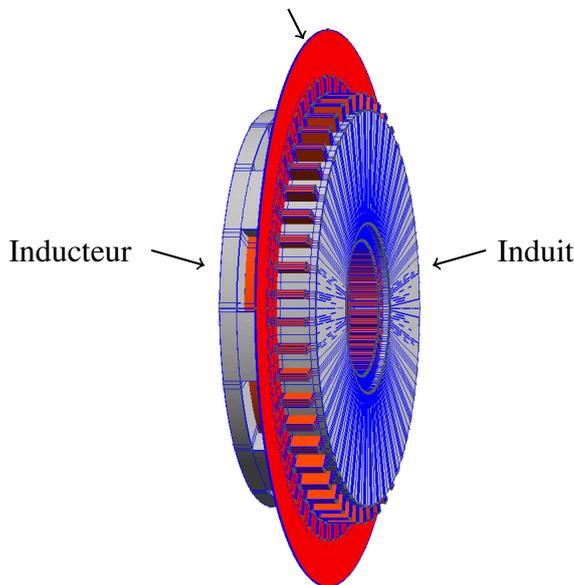


FIGURE 2.2 – Surface du tenseur de Maxwell

tel que $\Omega_{cuivre} = C_{rempl} \Omega_s$

- j_{fil} la densité de courant dans le fil.

La densité de courant est injectée dans le modèle sur la surface totale de bobine. Elle est alors ajustée telle que $j_{aj} = C_{rempl} j_{réel}$ pour obtenir les bon ampères tours en intégrant cette densité sur la surface totale. Pour calculer les pertes Joule équivalentes à l'équation (2.15), la résistivité est donc ajustée (ρ_{aj}) telle que : $\rho_{aj} = \frac{\rho}{C_{rempl}}$. Les pertes Joule sont calculées avec :

$$P_j = \iiint_{\Omega_s} \rho_{aj} j_{aj}^2 dV \quad (2.16)$$

Pour la formulation en potentiel vecteur, si une résolution électro-cinétique est réalisée, j_{aj}^2 est bien entendu remplacée par $(\sigma \mathbf{grad} V)^2$. Pour la formulation en potentiel scalaire, le calcul se fait avec le terme j_{aj}^2 remplacé par $\mathbf{rot} \mathbf{h}_s^2$. Il est noté que le calcul de \mathbf{h}_s se fait par projection et est sujet aux erreurs d'interpolation qui peuvent être source d'erreurs dans le calcul des pertes Joule.

2.1.5 Calcul du flux magnétique :

2.1.5.1 Intérêt du calcul du flux magnétique

Le flux magnétique (Φ) sur une surface S correspond au flux de l'induction magnétique \mathbf{b} sur cette surface. Sa formule est donc : $\Phi = \iint_S \mathbf{b} \cdot d\mathbf{S}$. Le flux magnétique embrassé par les phases du stator est d'importance dans le dimensionnement. En effet, la dérivée de ce flux correspond à une force électromotrice qui est directement liée à la tension d'alimentation. Les formulations précédentes permettent d'obtenir les potentiels

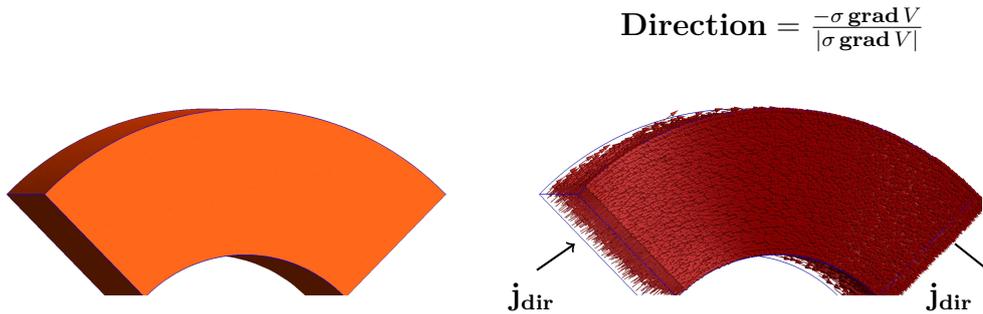


FIGURE 2.3 – Résolution électro-cinétique avec courant unitaire dans un barreau de cuivre

\mathbf{a} , φ ainsi que l'induction et le champ magnétique qui en résultent. Cette partie présente alors le calcul du flux magnétique à partir de ces grandeurs, pour les deux formulations. En particulier, une méthode permettant de calculer simplement le flux magnétique avec la formulation en potentiel scalaire pour toutes géométries de bobines est présentée dans cette partie. La méthode s'inspire du calcul du flux habituellement fait avec la formulation en potentiel vecteur.

2.1.5.2 Calcul du flux magnétique en potentiel vecteur

Le calcul du flux magnétique (Φ) sur une surface S avec la formulation en potentiel vecteur est souvent réalisé avec l'utilisation de la circulation du potentiel vecteur sur un contour fermé ∂S entourant la surface S :

$$\Phi = \iint_S \mathbf{b} \cdot d\mathbf{S} = \iint_S (\text{rot } \mathbf{a}) \cdot d\mathbf{S} = \oint_{\partial S} \mathbf{a} \cdot d\mathbf{l} \quad (2.17)$$

Il est toutefois difficile de connaître de façon analytique l'élément de longueur $d\mathbf{l}$ pour certaines géométries. Le principal intérêt de calculer le flux par cette méthode est de pouvoir utiliser une résolution électro-cinétique (voir équation (2.7)) avec une densité de courant j_{dir} constante dans la bobine pour obtenir ce contour $d\mathbf{l}$ en divisant les courants obtenues par leurs modules. En effet, le contour obtenu par cette résolution entoure la surface où le flux doit être calculé et est donc satisfaisant. Nous aurons alors uniquement besoin d'avoir accès à des surfaces de coupe pour imposer la densité de courant. Un exemple d'une telle résolution électro-cinétique est illustrée en l'appliquant à un barreau de cuivre sur la Figure 2.3.

Pour être rigoureux, chaque spire de la bobine doivent être dessinées afin de calculer la circulation de \mathbf{a} dans chacune d'elles. Cette implémentation, lourde et compliquée à effectuer, n'est pas réalisée dans ces modèles. De la même manière que pour le calcul du couple par tenseur de Maxwell, nous préférons procéder à une intégrale volumique correspondant à une moyenne sur la section de la bobine et ce pour les deux mêmes raisons :

- cette moyenne sur la section de la bobine agira comme une moyenne des contours possibles. Le résultat ne dépendra pas du contour choisi ;
- l'implémentation sur le logiciel s'en retrouve simplifiée. Les spires ne sont pas dessinées, la bobine et son maillage sont conservés.

En remplaçant $d\mathbf{l}$ par $\frac{-\sigma \mathbf{grad} V}{|\sigma \mathbf{grad} V|}$ obtenu après résolution électrocinétique, le calcul du flux se fait donc simplement dans la bobine de section S_b avec :

$$\Phi = \frac{1}{S_b} \iiint_{\Omega_s} \mathbf{a} \cdot \frac{-\sigma \mathbf{grad} V}{|\sigma \mathbf{grad} V|} d\Omega_s \quad (2.18)$$

Les spires n'étant pas dessinées, nous sommes conscients qu'il en résulte une perte d'information sur le calcul du flux. Nous estimons néanmoins que pour un compromis entre rapidité, simplification de modèle et précision ce choix est pertinent et une analyse de ces calculs sera faite a posteriori.

2.1.5.3 Calcul du flux magnétique en potentiel scalaire

Comme nous venons de le voir, le calcul du flux magnétique en utilisant la circulation de \mathbf{a} a plusieurs avantages, en particulier pour sa simplicité d'implémentation sur des géométries complexes. Le calcul ne se fait que dans le volume de la bobine et la direction de la circulation est donnée par une simple résolution électro-cinétique.

Cette manière de calculer le flux n'est malheureusement pas possible avec la formulation en potentiel scalaire, la formule de Stokes ne pouvant pas être utilisée. Le calcul doit se faire avec $\iint_S \mathbf{b} \cdot d\mathbf{S}$. Nous préférons une nouvelle fois une intégrale volumique à une intégrale surfacique. L'intérêt de ces calculs d'intégrales volumique est qu'il n'est pas nécessaire de définir des surfaces spécifiques. Le résultat ne dépendra pas du choix de surfaces, la géométrie et le maillage de la bobine seront conservés. À la place de calculer le flux sur une surface S par $\iint_S \mathbf{b} \cdot d\mathbf{S}$, nous procédons à une intégrale volumique sur un volume Ω_f correspondant à l'ensemble des surfaces S embrassées par la bobine sur une épaisseur Ep_b . Avec une normale selon \mathbf{e}_z le calcul du flux pour une bobine d'épaisseur Ep_b se fait alors par :

$$\Phi = \frac{1}{Ep_b} \iiint_{\Omega_f} \mathbf{b} \cdot \mathbf{e}_z d\Omega_f = \frac{1}{Ep_b} \iiint_{\Omega_f} (-\mu \mathbf{grad} \varphi) \cdot \mathbf{e}_z d\Omega_f \quad (2.19)$$

Ce volume d'intégration est dans certains cas difficile à obtenir ou demande un travail supplémentaire dans la modélisation. Une méthode a alors été mise en place afin de calculer le flux avec la formulation en potentiel scalaire en utilisant une circulation analogue à l'équation (2.18).

2.1.5.4 Nouvelle méthode pour le calcul du flux magnétique en potentiel scalaire

Le principe est d'obtenir grâce à une projection un nouveau potentiel vecteur (\mathbf{a}_φ), à partir du potentiel scalaire calculé, tel que :

$$\text{rot } \mathbf{a}_\varphi = \mathbf{b} = \mu(|\mathbf{h}_s - \text{grad } \varphi|) (\mathbf{h}_s - \text{grad } \varphi) \quad (2.20)$$

La formulation faible correspondant à cette projection est :

$$\int_{\Omega} (\text{rot } \mathbf{a}_\varphi) \cdot (\text{rot } \mathbf{a}'_\varphi) d\Omega - \int_{\Omega} \mu(|\mathbf{h}_s - \text{grad } \varphi|) (\mathbf{h}_s - \text{grad } \varphi) \cdot (\text{rot } \mathbf{a}'_\varphi) d\Omega = 0 \quad (2.21)$$

Ce potentiel vecteur \mathbf{a}_φ se décompose dans l'espace des éléments d'arêtes de la même manière que dans l'équation (2.5). Afin de conserver l'avantage de rapidité de la formulation scalaire, la résolution du problème non linéaire, dans laquelle l'essentiel du temps CPU est consommé, se fait avec la formulation usuelle de l'équation (2.12). La projection pour obtenir \mathbf{a}_φ ne se fera qu'après cette résolution. La méthode proposée n'est donc utilisée dans cette thèse que pour des problèmes multi-statiques. En effet, pour une formulation dynamique, le flux doit être calculé dans la formulation du problème non-linéaire et la méthode conduirait à une augmentation du nombre d'inconnues ou degrés de liberté (noté DOF pour "Degree of freedom" par la suite) et donc du temps de calcul. Il serait alors conseillé dans ce cas d'utiliser l'équation (2.19) pour le calcul du flux. Dans un problème multi-statique, une unique résolution correspondant à une simple projection est en revanche suffisante. De manière analogue à l'équation (2.18) le flux se calcule par :

$$\Phi = \frac{1}{S_b} \iiint_{\Omega_s} \mathbf{a}_\varphi \cdot \frac{-\sigma \text{grad } V}{|\sigma \text{grad } V|} d\Omega_s \quad (2.22)$$

Les étapes à suivre sont alors :

- A) Résoudre le problème non-linéaire avec la formulation habituelle donnée par l'équation (2.12). Le potentiel scalaire φ est ainsi obtenu en chaque nœud du maillage.
- B) Grâce à une projection dont la formulation est donnée par l'équation (2.21), un potentiel \mathbf{a}_φ est calculé tel que : $\text{rot } \mathbf{a}_\varphi = \mathbf{b}$. Cette étape est réalisée après la résolution du problème non-linéaire et ne prend donc pas une part prépondérante dans le temps Cpu. En effet, \mathbf{b} étant connu, ce problème est linéaire, facile à résoudre et est donc peu coûteux en temps
- C) De manière analogue à la formulation en potentiel vecteur, le flux se calcule grâce à la circulation de \mathbf{a}_φ par l'équation (2.22).

Cette méthode comporte donc une étape supplémentaire (la projection pour le calcul de \mathbf{a}_φ) pour le calcul du flux par rapport à la méthode usuelle. Cela ralentit très peu le calcul mais peut engendrer des erreurs supplémentaires, la méthode doit être validée.

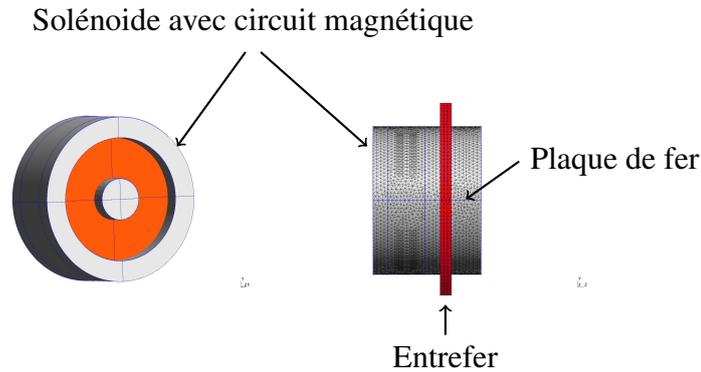


FIGURE 2.4 – Electro-aimant utilisé pour valider la méthode de calcul du flux

2.1.5.5 Validation de la méthode

Une projection entraîne généralement une perte d'information. De plus, dans ce cas, le potentiel scalaire magnétique φ et le potentiel vecteur calculé \mathbf{a}_φ se décomposent dans des espaces de natures différentes, espaces des éléments nodaux et d'arêtes. Comme nous l'avons vu, la nature de ces espaces fait que les interpolations réalisées n'ont pas les mêmes caractéristiques. En particulier, les conditions de continuités tangentielles du champ et normales de l'induction sont imposées au sens fort ou faible selon les cas. Pour analyser l'éventuelle perte d'information lors de la projection, la méthode est appliquée à un exemple académique, un électro-aimant (voir Figure 2.4). Pour ceci, les valeurs des flux calculés par l'équation (2.19) (correspondant à la moyenne sur l'épaisseur de la bobine de $\iint_S \mathbf{b} \cdot d\mathbf{S}$) pour les deux formulations et par les circulations de \mathbf{a}_φ pour la formulation scalaire (équation (2.22)) et \mathbf{a} pour la formulation vecteur (équation (2.18)) pour dix positions de la plaque de fer sont comparées. Les courbes de ces quatre flux en fonction de la valeur d'entrefer sont tracées sur la Figure 2.5.

L'écart relatif maximal est de 5% entre les quatre calculs de flux et est seulement de 0.8% entre les deux flux calculés par circulation de \mathbf{a} et \mathbf{a}_φ . La méthode permet donc de calculer le flux magnétique avec la formulation en potentiel scalaire en conservant les avantages d'une circulation dans la bobine.

La méthode est maintenant utilisée pour calculer le flux d'une phase de la MGFA maillée extrêmement finement pour cette validation. Nous prenons le modèle présenté sur la Figure 2.2 et calculons les flux magnétiques d'une phase de l'induit, alimenté par des courants sinusoïdaux triphasés, pour plusieurs positions du rotor par circulation de \mathbf{a} et \mathbf{a}_φ . L'unique but de ce calcul est la validation de la méthode. Les flux obtenus sont tracés sur la Figure 2.6. L'écart relatif sur le fondamental de ces flux, calculé en procédant à une FFT, est inférieur à 5%. En procédant à la projection après la résolution non-linéaire, la formulation scalaire a été cinq fois plus rapide que la formulation en potentiel vecteur. Cette méthode est donc validée au sens de la valeur du fondamental et sera utilisée dans la suite pour le calcul des flux. Nous pouvons noter néanmoins des écarts entre les formulations que nous étudierons par la suite.

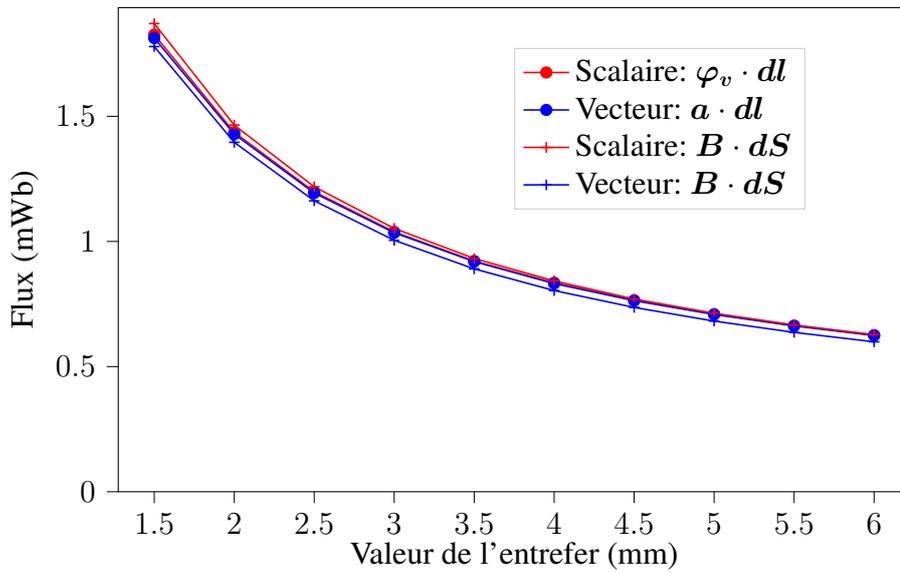


FIGURE 2.5 – Validation de la méthode de calcul du flux sur l'électro-aimant

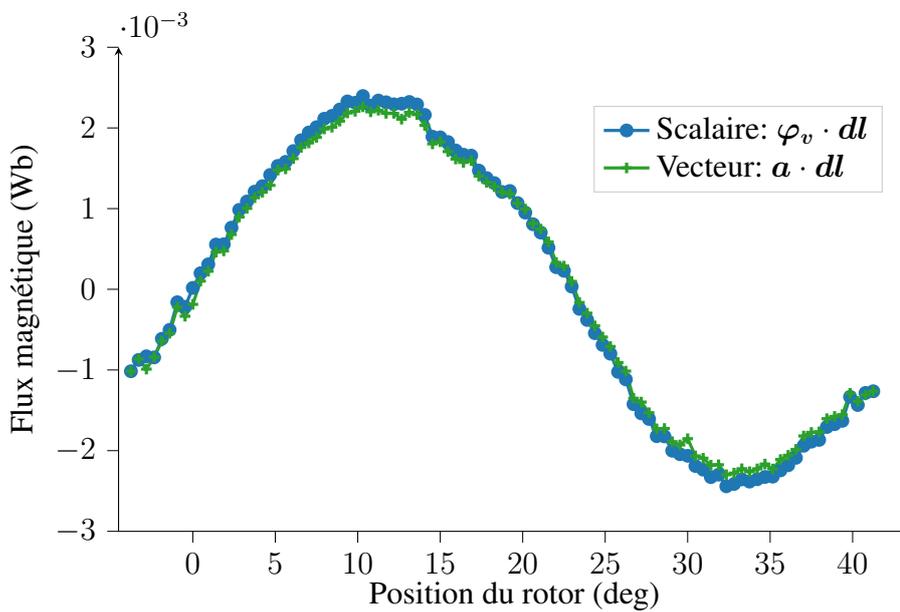


FIGURE 2.6 – Flux calculé sur la MGFA

2.1.6 Synthèse des formulations

Les différentes grandeurs utilisées ainsi que leur espaces fonctionnels associés sont récapitulés à l'aide d'un nouveau diagramme de Tonti présenté sur la Figure 2.7.

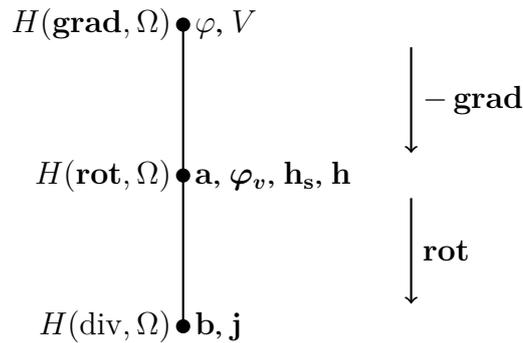


FIGURE 2.7 – Récapitulatif des variables à l’aide d’un diagramme de Tonti

Nous présentons dans cette section une synthèse des étapes de résolution pour les deux formulations.

• **Formulation en potentiel vecteur :**

A) Calcul des termes sources :

- Soit par formule analytique de \mathbf{j} .
- Soit par résolution électrocinétique avec : $\mathbf{j} = -\sigma \text{grad } V$ (équation (2.7)).

B) Résolution magnétique non-linéaire pour le calcul de \mathbf{a} en fonction des \mathbf{j} calculés précédemment avec l’équation (2.6).

C) Calcul des grandeurs de post-processing :

- Calcul du couple par tenseur de Maxwell avec l’équation (2.14).
- Calcul des pertes joules avec l’équation (2.16).
- Calcul du flux par circulation de \mathbf{a} avec l’équation (2.18).

• **Formulation en potentiel scalaire :**

A) Calcul des termes sources :

- Calcul des densités de courant :
 - (a) Soit par formule analytique de \mathbf{j} .
 - (b) Soit par résolution électrocinétique avec : $\mathbf{j} = -\sigma \text{grad } V$ (équation (2.7)).
- Calcul du champ source \mathbf{h}_s à partir des densités précédemment calculées avec : $\text{rot } \mathbf{h}_s = \mathbf{j}$.

B) Résolution magnétique non-linéaire pour le calcul de φ en fonction de \mathbf{h}_s calculé précédemment avec l’équation (2.12).

C) (Si et seulement si le calcul du flux se fait par circulation de \mathbf{a}_φ) Calcul par projection de \mathbf{a}_φ tel que $\text{rot } \mathbf{a}_\varphi = \mathbf{b}$ avec l’équation (2.21).

D) Calcul des grandeurs de post-processing :

- Calcul du couple par tenseur de Maxwell avec l'équation (2.14).
- Calcul des pertes joules avec l'équation (2.16).
- Calcul du flux :
 - (a) Soit en utilisant l'équation (2.19) si \mathbf{a}_φ n'a pas été calculé.
 - (b) Soit en utilisant la circulation de \mathbf{a}_φ si il est connu avec l'équation (2.22). Cette méthode est la plus simple à mettre en place.

Comme nous l'avons vu, la nature même des espaces fonctionnels peut entraîner des erreurs au niveau des interpolations. Ceci est encore plus marqué lors d'étapes de projection, qui s'accompagnent de pertes d'informations, en particulier lorsque les grandeurs utilisées ne se décomposent pas dans les mêmes espaces. Ainsi, nous pouvons nous attendre à une perte d'information lors des calculs de h_s et \mathbf{a}_φ qui correspondent à des projections sur des grandeurs se décomposant dans des espaces différents. Nous sommes conscients de ces possibles sources d'erreurs qui ne seront pas supprimées. La démarche adoptée est d'utiliser les outils à dispositions, de garder le modèle tel quel, et d'analyser les informations obtenues a posteriori comme nous le verrons dans le chapitre 3.

2.2 Mise en place d'une API pour la modélisation éléments finis de machines à griffes à flux axial

2.2.1 Choix et présentation des logiciels éléments finis

Les logiciels Gmsh et GetDP présentent l'avantage d'être libres et de permettre un grand contrôle des modèles, que ce soit au niveau du maillage ou de la résolution du problème comme nous le verrons.

• Gmsh :

Le mailleur Gmsh prend en entrée un fichier au format *.geo*. Ce fichier permet de décrire la géométrie du problème (points, segments, surfaces, volumes) et contient les informations de maillage. Nous devons donc lui apporter l'ensemble des paramètres géométriques du moteur. Pour le maillage, l'utilisateur pourra par exemple :

- choisir entre plusieurs algorithmes de maillages (MeshAdapt, Delauney, Frontal..);
- choisir le type d'éléments de maillage : triangle et quadrangle en 2D, tétraèdre, hexaèdre, prisme et pyramide en 3D;
- choisir un maillage de type structuré ou non;
- contrôler le maillage en choisissant le nombre d'éléments sur chaque ligne.

Ce fichier *.geo* contient également la liste et numérotation des éléments physiques (rattachés aux éléments géométriques) qui seront utilisés lors de la résolution du problème. C'est cette liste qui permet de faire le lien entre Gmsh et GetDP.

• **GetDP :**

Le solveur GetDP prend en entrée un fichier au format *.pro*. Gmsh et GetDP vont pouvoir dialoguer via la liste des régions physiques. Ce fichier *.pro* aura ainsi accès à l'ensemble de ces éléments et de leurs numérotations. Nous pourrions alors affecter des propriétés, sources ou des fonctions spécifiques à certaines régions (par exemple les différentes conductivités électriques, perméabilités magnétiques selon la nature du matériau de la région). Le problème à résoudre peut maintenant être posé avec un grand contrôle. Les étapes à effectuer sont :

- définir les différents espaces fonctionnels avec le choix du type d'espace ($H(\text{grad}, \Omega)$ ou $H(\text{rot}, \Omega)$), du type d'interpolation voulu (Ordre 1 ou Ordre 2) et l'implémentation des conditions aux limites relatives à cet espace. Les différentes propriétés de ces espaces et leurs méthodes d'interpolation sont déjà implémentées dans GetDP ;
- l'implémentation des formulations faibles à résoudre, les variables étant rattachées aux espaces fonctionnels définis précédemment. La méthode utilisée lors de la discrétisation est la méthode de Galerkin. La fonction test utilisée dans la formulation faible est choisie égale à la fonction de forme qui aura alors les propriétés de l'espace fonctionnel choisi. Ce logiciel permet donc un grand contrôle du problème à résoudre avec l'implémentation des formulations faibles ;
- le choix de résolution comme par exemple le choix de la méthode de convergence non-linéaire (méthode de point fixe, Newton-Raphson..) avec le critère d'arrêt ou le nombre d'itérations maximal ;
- le choix des grandeurs de post-processing. Encore une fois, c'est à l'utilisateur de définir ces grandeurs à partir des variables calculées en chaque élément du problème éléments finis. Les intégrations réalisées dépendront donc de l'espace fonctionnel de la variable intégrée.

Le fonctionnement de ces deux logiciels est illustré sur la Figure 2.8. Ils présentent l'avantage d'être gratuit et de permettre une grande souplesse dans leurs utilisation avec un contrôle du modèle. Une difficulté dans l'utilisation de Gmsh/GetDP pour l'étude des moteurs électriques réside dans le très grand nombre de régions physiques, en particulier pour les géométries 3D. Il nous est apparu indispensable d'automatiser la numérotation de ces régions physiques par une surcouche logicielle (API).

2.2.2 Objectifs de l'API

Une API (Application Programming Interface) est une interface dont l'utilisation permet un service spécifique d'un ou de plusieurs logiciels via un ensemble de classes, de méthodes, de fonctions et de constantes spécialement conçues pour ce service. Dans le cadre de cette thèse, l'ensemble des classes, méthodes, fonctions et constantes permettront de mettre en place des modèles de moteurs à griffes à flux axial. En effet, la

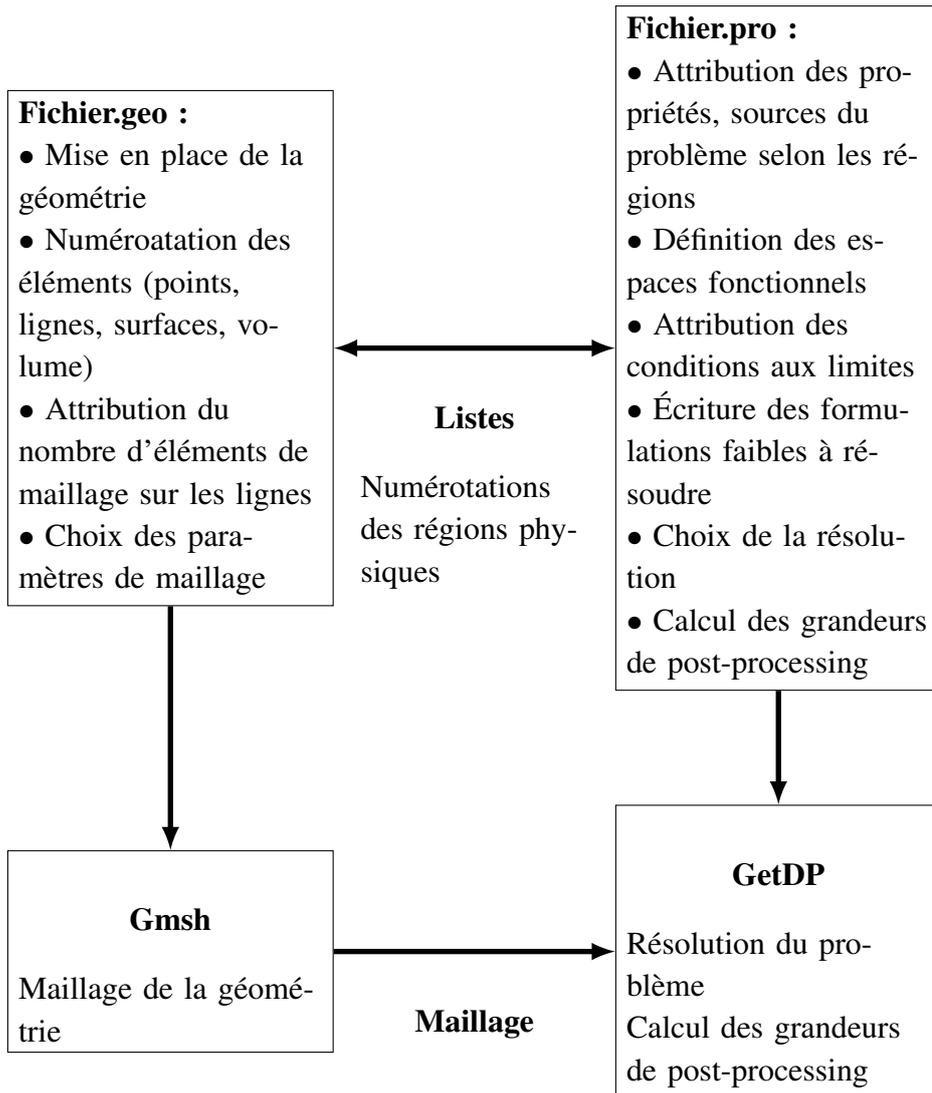


FIGURE 2.8 – Fonctionnement de Gmsh GetDP

recherche de nouvelles topologies de machines avec un dimensionnement par optimisation sur un modèle résolu par la méthode des éléments finis nécessite la modélisation d'un grand nombre de machines proches les unes des autres. Une modification d'une machine entraîne l'écriture de nouveaux fichiers aux formats *.geo* et *.pro* avec les numérotations des entités géométriques et des régions physiques correspondantes. Une API en code python a alors été développée afin de faciliter la mise en place de ces modèles. Le but est d'automatiser l'écriture des fichiers *.geo* et *.pro*, et particulièrement d'automatiser la création et l'automatisation des listes des régions physiques afin de n'avoir à modifier que des fichiers de paramètres pour créer de nouveaux modèles. Cette API est spécifique à la modélisation des moteurs à griffes à flux axial. Nous avons choisi d'utiliser le langage python car il permet de manipuler simplement des objets sous la forme de liste et ainsi de faciliter la gestion des numérotations des entités géométriques ou des régions physiques. Les objectifs de cette API sont :

- créer des fonctions en code python permettant de mettre en place de nouvelles géométrie de moteur rapidement avec l'écriture du fichier au format *.geo* lu par Gmsh ;
- automatiser :
 - le choix du nombre de points de maillage sur chaque segment ;
 - l'attribution des lois de comportements (perméabilité magnétique, conductivité..) des différents volumes (air, fer, cuivre) ;
 - la mise en place de cette géométrie et du problème à résoudre, avec l'écriture du fichier au format *.pro* utilisé par GetDP, en fonction de plusieurs paramètres d'entrée.

2.2.3 Structure de l'API

2.2.3.1 Structure globale

L'utilisateur n'aura accès qu'à des fichiers de paramètres géométriques et de résolutions pour mettre en place les modèles. Ces paramètres seront les entrées de différents fichiers python qui permettront l'écriture des fichiers aux formats *.geo* et *.pro* en entrée de Gmsh/GetDP. Les grandeurs de sortie de GetDP (couple, pertes Joule, flux) seront récupérées via des fichiers textes afin d'être exploitées avec des fonctions python qui permettront notamment des études harmoniques en appliquant des FFT (Fast Fourier transform) aux signaux. La structure de cette API, comportant les différents fichiers python utilisés, est illustrée sur la Figure 2.9.

2.2.3.2 Géométrie et maillage

Dans un premier temps, des fichiers permettant, à partir d'un code simple et rapide en langage python, d'écrire le fichier *.geo* lu par Gmsh sont créés. Une numérotation stricte

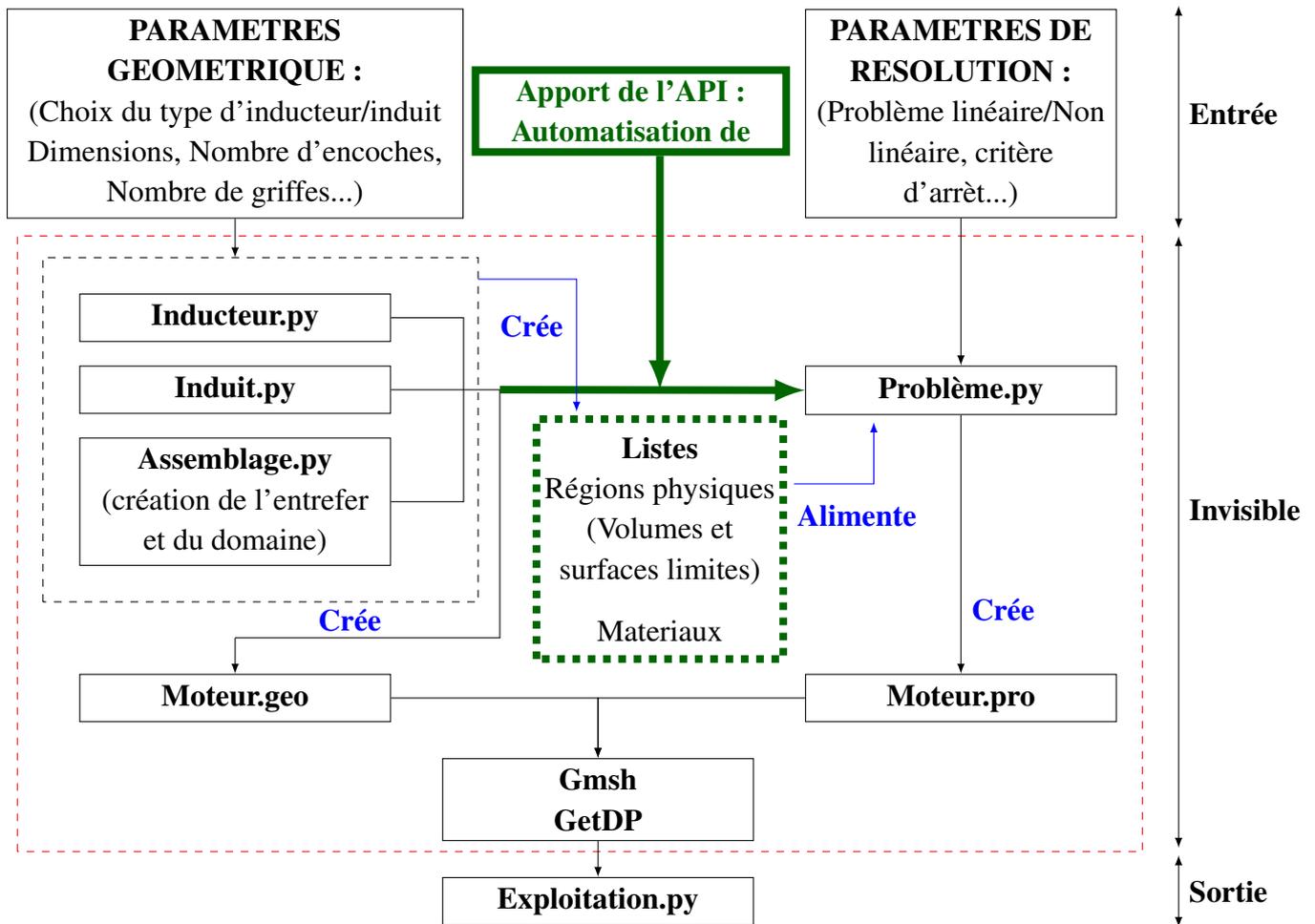


FIGURE 2.9 – Structure de l'API

des surfaces et volumes est alors réalisée afin de pouvoir sauvegarder, avoir accès à et manipuler facilement les entités voulues avec la création de différentes listes (comme par exemple une liste qui récupère les surfaces de bobines où les courants sont imposés). De plus, le type de matériau (fer, air, cuivre) est défini dès la création des volumes dans le but d'attribuer ensuite automatiquement les propriétés correspondantes (μ , σ). L'API réalisée a été pensée pour être modulable en fonction de certains paramètres comme le nombre d'encoches et de griffes. Il sera possible de mettre en place différents modèles et de les résoudre par la méthode des éléments finis avec l'écriture d'un simple fichier de paramètres permettant de modifier la géométrie ou le type d'inducteur/induit utilisé. Cette partie sera assurée par trois fichiers python :

- **Inducteur.py**

Ce fichier permet la construction d'un inducteur à griffe comme par exemple celui représenté sur la Figure 2.10. Les données d'entrée sont l'ensemble des grandeurs géométriques (18 pour cet inducteur). En sortie, nous aurons l'écriture de la géométrie au format *.geo* et la création des listes de volumes, comportant les informations sur le type de matériau, avec une numérotation stricte. Des listes permettant de répertorier les surfaces où des conditions aux limites seront appliquées sont également produites.

Nous créons des fonctions python afin de simplifier la création de cette géométrie et la rendre modulable. Ainsi, nous commençons par créer un secteur correspondant à une paire de pôle avant de créer les autres paires de pôles en utilisant une fonction permettant une copie et une rotation de ce secteur. La différence avec les options présentes dans Gmsh est que nous imposons notre propre numérotation pour toutes les entités géométriques. Le code sera alors parfaitement modulable en fonction du nombre de pôles.

- **Induit.py**

Ce fichier permet la construction d'un induit encoché avec un bobinage triphasé diamétral similaire à celui représenté sur la Figure 2.11. Les données d'entrée et de sortie sont similaires à celles de *Inducteur.py* avec en supplément la liste des surfaces où imposer les densités de courant source des trois phases. Une nouvelle fois le code est modulable en fonction du nombre d'encoches. Pour faciliter ceci les têtes de bobines ne sont pas dessinées dans ce modèle et sont remplacées par des couronnes de cuivres aux rayons intérieur et extérieur. Une résolution particulière est effectuée pour le calcul des courants et sera détaillée dans une section suivante.

- **Assemblage.py**

Ce fichier permet d'assembler l'induit et l'inducteur en construisant le domaine extérieur et l'entrefer. Il prend en entrée la valeur de l'entrefer ainsi que toutes les listes de surfaces et de volumes précédemment créées. Ce fichier permettra alors de finir l'écriture du fichier *.geo* et aura en sortie la liste complète de tous les volumes (avec les matériaux correspondant) et les différentes listes de surfaces utiles comme la liste des surfaces où imposer les conditions limites.

- **Maillage :**

Pour chacun de ces fichiers, le maillage est contrôlé sur toute les lignes de la géométrie. Pour cela, le maillage est choisi en fonction d'une longueur de référence l_{ref} .

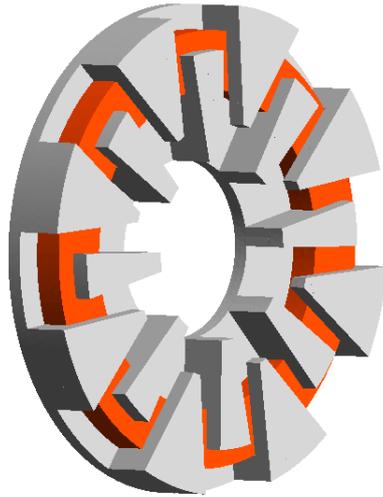


FIGURE 2.10 – Inducteur Initial

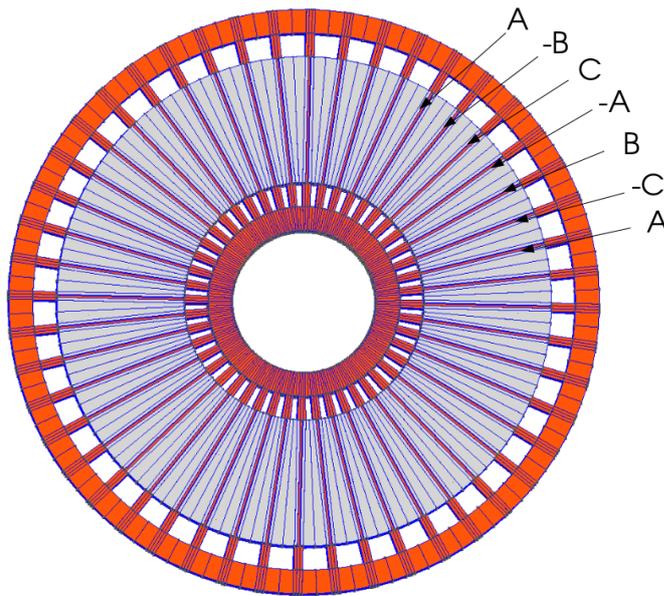


FIGURE 2.11 – Induit initiale : alimentation

Le nombre d'élément sur une ligne est alors défini automatiquement en fonction de sa longueur (L_{ligne}) par :

$$Nb_{\text{éléments}} = \frac{L_{\text{ligne}}}{l_{\text{ref}}} C_{\text{ajust}} \quad (2.23)$$

Avec C_{ajust} , un coefficient permettant d'affiner le maillage sur les zones proches de l'entrefer ou de le grossir sur les zones éloignées comme illustré sur la Figure 2.12.

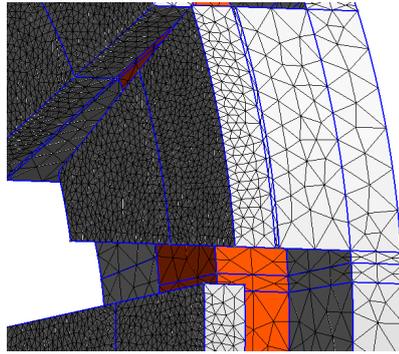


FIGURE 2.12 – Paramétrisation du maillage

2.2.3.3 Résolution et exploitation

• **Probleme.py**

Enfin, l'API permettra d'écrire automatiquement le fichier *.pro* utilisé par GetDP pour la résolution du problème éléments finis. Cette partie sera effectuée par le fichier *Probleme.py* qui prendra en entrée les différents paramètres de résolutions et les listes des régions physiques récupérées en sortie de *Assemblage.py*. Ces listes permettront d'affecter les différentes propriétés des régions physiques ou d'imposer les conditions aux limites du problème de manière automatique. L'API devra permettre :

- le choix de formulation, scalaire ou vecteur ;
- le choix du type de problème, perméabilité linéaire ou non-linéaire, avec pour ce deuxième cas le choix du critère d'arrêt ;
- le choix des jauges (jauge d'arbre, jauge de Coulomb) ;
- le choix des grandeurs calculées en post-processing.

• **Exploitation.py**

Ce fichier récupère les grandeurs de post processing (couple, pertes Joule, flux) pour effectuer les calculs et analyses en vu du dimensionnement. Nous pourrons alors stocker les variables dans des tableaux, tracer des courbes et effectuer des analyses spectrales en utilisant les fonctions FFT de python. Ces calculs et analyses permettant le dimensionnement du moteur seront présentés dans les chapitres 3 et 4.

2.2.3.4 Couronne de court-circuit

Comme expliqué précédemment, l'objectif est d'obtenir un code modulable en fonction du nombre d'encoches. Les têtes de bobines ne sont pas dessinées et sont remplacées par des pièces de cuivre agissant comme des couronnes de court circuit (voir Figure 2.11).

Pour imposer les densités de courants dans les encoches, nous résolvons une formulation électrocinétique en imposant j sur les surfaces d'entrée et de sortie (les densités de courant sont libres de se reboucler dans les couronnes). L'alimentation de la machine étant

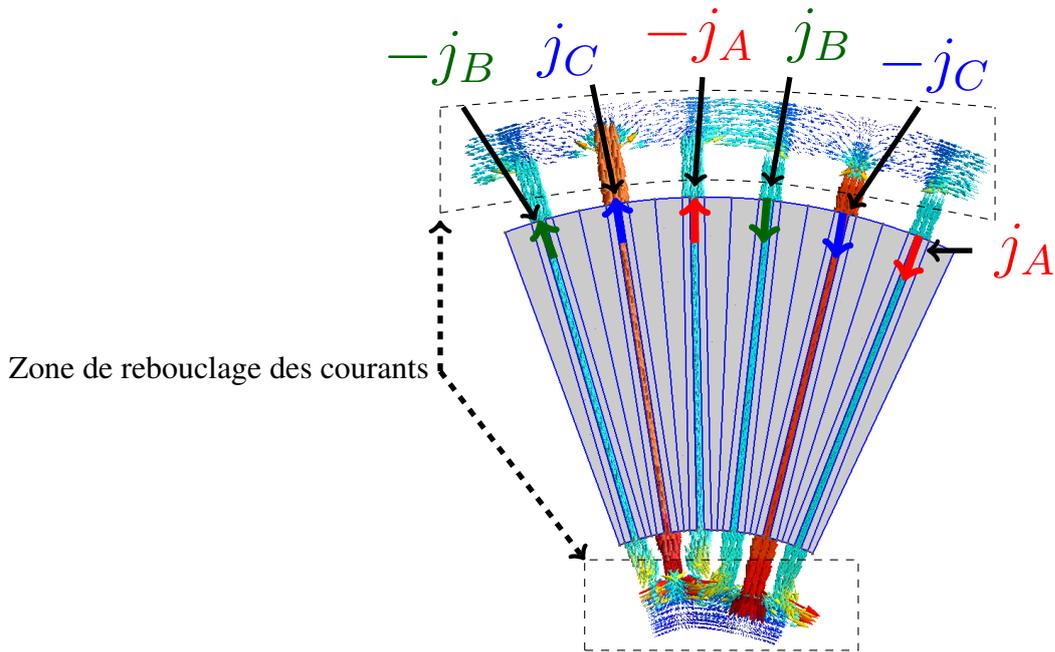


FIGURE 2.13 – Résolution électro-cinétique permettant d'imposer les courants dans les encoches avec rebouclage dans une couronne de court-circuit

un système triphasé équilibré, la somme de ces courants d'entrées sera alors nulle, ce qui assure le respect de la conservation des courants ($\text{div } \mathbf{j} = 0$) dans l'ensemble du domaine conducteur. Cette résolution, avec les différentes densités imposées, est illustrée par la Figure 2.13. Nous avons veillé à éloigner les couronnes de façon à ne pas influencer le comportement magnétique de la machine. Ceci facilite la modélisation de la machine en particulier pour avoir la possibilité de choisir différents nombres d'encoches dans le programme mis en place. La somme des courants et les sections de passage étant respectées, il est estimé que les pertes Joule seront approchées de manière satisfaisante pour un premier dimensionnement.

2.3 Optimisation

2.3.1 Cahier des charges et structure initiale

L'application du moteur étudié dans cette thèse est la traction automobile pour petit véhicule de ville dont les performances ciblées sont adaptées à ce besoin. Ainsi la vitesse maximale du véhicule sera limitée à 50 km/h . Ce moteur sera un moteur roue sans réducteur, il fonctionnera donc à faible vitesse et fort couple. Son diamètre doit être inférieur à 30 cm et sa longueur inférieure à 15 cm .

L'alimentation se fera par une batterie de 48 V .

La puissance maximal de ce moteur est de 4 kW . Deux points de fonctionnement à cette puissance sont ciblés :

- un point à couple maximal $190N.m$ et $200tr.min^{-1}$
- un point à vitesse maximal $77N.m$ et $500tr.min^{-1}$

La topologie de la machine, avec un rotor bobiné, nous permet de procéder à un dé-fluxage de l'inducteur, c'est à dire une baisse du courant et donc du flux inducteur, pour atteindre le point à $500tr.min^{-1}$.

L'inducteur sera un inducteur à griffes semblable à celui de la Figure 2.10 et l'induit encoché sera alimenté par une source de courant en système triphasé classique comme présenté sur la Figure 2.11. La machine est choisie à flux traversant, la culasse de l'induit sera une culasse mécanique et n'impactera pas le comportement magnétique. Les flux vont simplement la traverser pour se reboucler dans les culasses des inducteurs.

2.3.2 Problème d'optimisation

Le dimensionnement magnétique d'un dispositif, c'est à dire sa géométrie, est principalement lié au couple maximal demandé. La démarche d'optimisation, portant sur le dimensionnement magnétique, sera donc effectuée sur le point à couple maximal de $190N.m$. Il sera vérifié ensuite, par les équations électriques, que le point à plus forte vitesse est bien atteignable.

Le but étant le dimensionnement géométrique de la structure, les variables de l'optimisation seront les différentes grandeurs géométriques de l'inducteur et de l'induit, le nombre de paire de pôles, le nombre d'encoches de l'induit et éventuellement les densités de courants. Ces variables devront être bornées par des valeurs maximales et minimales.

Dans la suite de ce chapitre les ondulations de couples sont notées O_c et sont calculées avec :

$$O_c = \frac{Couple_{max} - Couple_{min}}{Couple_{moyen}} \quad (2.24)$$

Le premier problème d'optimisation à poser est de maximiser le couple moyen C_m à volume maximal autorisé en veillant à obtenir des pertes Joule P_j et des ondulations de couple O_c raisonnables afin de valider la faisabilité du moteur. Le problème se pose alors sous la forme :

$$\begin{array}{ll} \underset{x}{\text{minimiser}} & -C_m(\mathbf{x}) \\ \text{sujet à} & O_c(\mathbf{x}) - O_{cref} \leq 0 \\ & P_j(\mathbf{x}) - P_{jref} \leq 0 \\ \text{et} & X[i]_{min} \leq x[i] \leq X[i]_{max}, \quad i = 1, \dots, Dim. \end{array}$$

La fonction à minimiser $-C_m$ est appelée fonction objectif.

Le problème a pour contraintes d'avoir des pertes Joule et une ondulation de couple inférieures à des valeurs de références O_{cref} et Pj_{ref} . Les fonctions $(O_c(\mathbf{x}) - O_{cref})$ et $(Pj(\mathbf{x}) - Pj_{ref})$ sont alors appelées fonctions contraintes du problème.

La fonction objectif et les fonctions de contraintes sont fonctions du vecteur \mathbf{x} qui contient les variables de l'optimisation. Ces variables peuvent être continues (grandeurs géométries et densités de courants) ou entières (nombre de paire de pôles ou nombre d'encoches). Elles sont comprises entre des valeurs maximales et minimales qu'il faudra fixer. En pratique il y aura entre 10 et 25 variables pour un problème.

Tous les prochains problèmes d'optimisation posés dans la suite seront de la même forme. Ce seront des problèmes mono-objectif sous plusieurs contraintes avec une vingtaine de variable pouvant être continues ou entières.

2.3.3 Présentation de Nomad

L'objectif est d'utiliser un modèle résolu par MEF dans une optimisation. L'algorithme d'optimisation aura accès uniquement aux variables d'entrée et de sortie du modèle, le processus du calcul éléments finis étant alors inconnu pour elle. Le modèle est alors assimilé à une boîte noire. L'algorithme devra gérer les problèmes de boîte noire sujet à des échecs de calculs qui peuvent venir d'un échec de maillage ou de résolution du problème non-linéaire. Comme indiqué précédemment, le problème d'optimisation sera mono-objectif sous plusieurs contraintes avec une vingtaine de variables pouvant être continues ou discrètes. De précédents travaux au sein du laboratoire [Dev17] ont montré que la suite de logiciel libre NOMAD [Abr] [LD11] [Aud06] avec l'implémentation de l'algorithme MADS (Mesh Adaptive Direct Search algorithm) en langage C++ est adaptée à ce type de problème. En effet, NOMAD est une référence dans les outils d'optimisation et permet de traiter les variables continues, entières et booléennes, utiles pour l'optimisation d'un moteur. L'objectif n'est pas de créer un nouvel algorithme d'optimisation mais de choisir l'algorithme à utiliser qui répond le mieux aux types de problème posés. La démarche de dimensionnement adoptée (utilisation de modèles résolu avec la MEF dans une optimisation), avec ces outils (Gmsh, et Nomad) est efficace et permet d'aboutir à des résultats contre intuitifs.

L'algorithme MADS, basé sur la méthode de recherche par treillis adaptatifs, est en effet efficace pour les problèmes d'optimisation de boîte noire en particulier pour des problèmes où la fonction objectif et les contraintes proviennent de simulations numériques coûteuses en temps. Cette méthode est une méthode déterministe locale sans calculs de dérivée nécessitant un grand nombre d'évaluations de la fonction objectif incompatible avec un temps de calcul raisonnable. Elle repose sur une recherche locale dans différentes directions, déterminées par l'algorithme, sur une structure de type treillis. En fonction des résultats du point courant, le treillis, la taille et les directions de la sonde sont adaptés afin de déterminer les nouveaux points à évaluer. L'optimum global ne peut être assuré par cet algorithme qui a néanmoins été étendu afin de lui

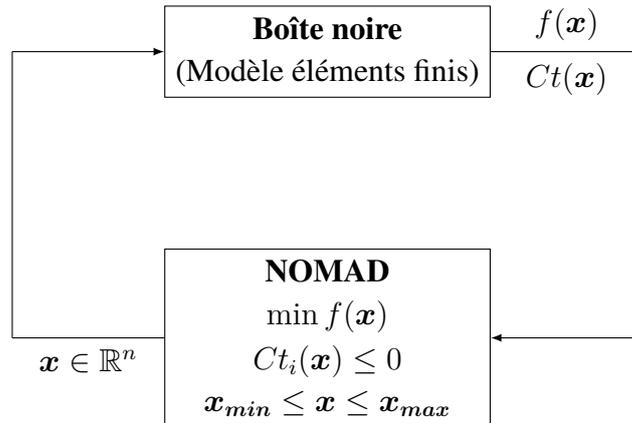


FIGURE 2.14 – Boîte noire

donner un caractère méta-heuristique avec par exemple l'utilisation d'hypercubes latins (échantillonnage quasi-aléatoire où chaque échantillon est positionné en fonction de la position des échantillons positionnés précédemment, afin d'assurer qu'il ne possèdent pas de coordonnées communes dans l'espace) ou par la création d'un modèle quadratique affiné tout au long du processus en prenant en compte chaque évaluation de la boîte noire. Le fonctionnement de cet algorithme est détaillé dans le chapitre 5 de la thèse de G.Devornique [Dev17]. Le modèle du moteur est une "boîte noire" pour l'optimisation qui a accès uniquement aux variables d'entrée (le vecteur \mathbf{x}) et de sortie (la fonction objectif $f(\mathbf{x})$ et les fonctions contraintes $Ct(\mathbf{x})$) du modèle. Les variables sont bornées entre des valeurs minimales et maximales \mathbf{x}_{min} et \mathbf{x}_{max} . La fonction objectif est une fonction à minimiser et les fonctions contraintes doivent être inférieures à zéro. Le problème à résoudre est schématisé sur la Figure 2.14.

2.3.4 Exemple d'optimisation

2.3.4.1 Présentation du problème

Nous rappelons que le problème d'optimisation est :

$$\begin{aligned} & \underset{\mathbf{x}}{\text{minimiser}} && - C_m(\mathbf{x}) \\ & \text{sujet à} && O_c(\mathbf{x}) - O_{cref} \leq 0 \\ & && Pj(\mathbf{x}) - Pj_{ref} \leq 0 \\ & \text{et} && X[i]_{min} \leq x[i] \leq X[i]_{max}, \quad i = 1, \dots, Dim. \end{aligned}$$

Nous choisissons $Pj_{ref} = 1500W$ et $O_{cref} = 30\%$.

Le modèle du moteur utilisé dans cette optimisation sera un modèle périodique comme présenté sur la figure Figure 2.15. Le couple sera calculé pour six positions de l'induit, toujours alimenté par des courants sinus triphasés. Il est précisé les courants de l'induit commutent à la position de couple maximal, la commande le permettant. La moyenne et l'ondulation du couple seront calculés ainsi que les pertes Joule.

L'inducteur est modélisé grâce à six longueurs radiales (R_{int} et er_1, \dots, er_5), trois longueurs axiales (ez_1, ez_2, ez_3) et quatre angles (β_1, \dots, β_4) représentant les ouvertures angulaires en haut et bas des griffes des pôles Nord et Sud. Ces grandeurs, choisies arbitrairement pour l'illustration, sont représentées sur la Figure 2.16.

L'induit est modélisé grâce à deux longueurs radiales (R_{int} et er_6), un angle (β_5) représentant l'ouverture angulaire de la bobine au rayon intérieur et trois longueurs axiales (ez_4, ez_5, ez_6) représentant respectivement l'épaisseur du fer de fermeture de l'encoche au niveau de l'entrefer, l'épaisseur de la bobine et l'épaisseur de la culasse. L'induit est représenté sur la Figure 2.17. Il est noté que l'angle β_5 est suffisant pour décrire la géométrie car les encoches sont droites. L'épaisseur de la bobine est définie au rayon intérieur, le fer occupera alors la place disponible sur le pas d'encoche.

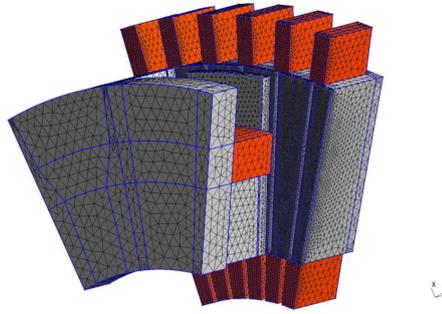


FIGURE 2.15 – Modèle périodique pour l'optimisation

Lors de l'optimisation, ces paramètres seront écrits dans un fichier et l'API présentée précédemment créera automatiquement le modèle du moteur avec résolution par MEF. Afin de rendre le modèle robuste, la paramétrisation de grandeurs géométriques a été pensée en vue de l'optimisation pour éviter des échecs dus à des configurations géométriques aberrantes. Pour ceci, toutes les longueurs et ouvertures angulaires de la machine sont définies en pourcentage de place disponible. Par exemple, sur les grandeurs radiales, une fois le rayon extérieur R_{ext} fixé (soit fixé par l'utilisateur, soit fixé par l'optimisation) les grandeurs radiales L_i sont définies comme suit :

- $L_1 = P_1 R_{ext}$
- $L_2 = P_2 (R_{ext}(1 - P_1))$
- $L_3 = P_3 (R_{ext}(1 - P_1)(1 - P_2))$
- ...
- $L_n = R_{ext}(1 - P_1)(1 - P_2)\dots(1 - P_{n-1})$

Avec $0\% \leq P_i \leq 100\%$ les pourcentages qui pourront être pris comme variables dans l'optimisation.

Le rayon extérieur étant fixé, nous imposons $er_6 = (R_{ext} - R_{int})$ et er_3 se calcule à partir de R_{int} , er_1 et er_2 pour atteindre R_{ext} . De plus, ez_4 et ez_6 sont fixés (la machine étant à flux traversant, ez_6 n'aura pas d'impact sur le comportement magnétique)

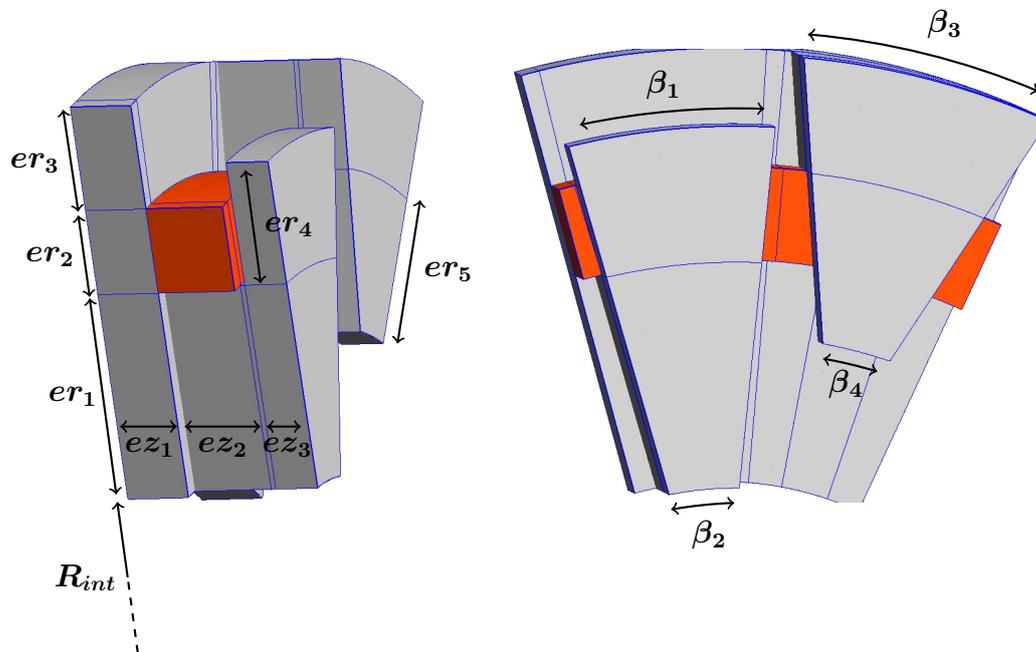


FIGURE 2.16 – Paramètres de l'inducteur

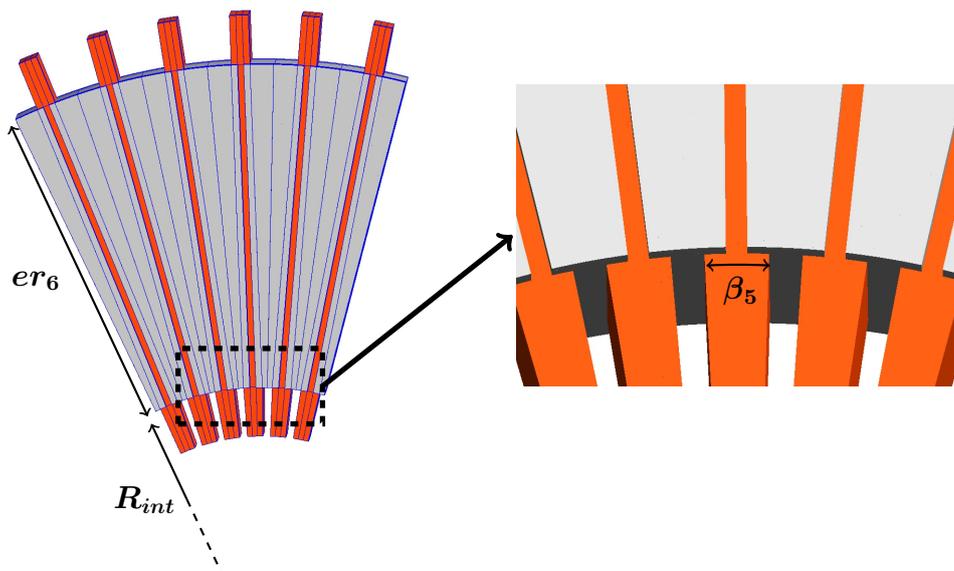


FIGURE 2.17 – Paramètres de l'induit

et ez_4 se calcule donc à partir des autres variables pour atteindre la longueur maximale autorisée de la machine. Le nombre d'encoches par pôle et par phase est imposé à un. Les bornes maximales des densités de courants de l'induit J_i et de l'excitation à l'inducteur J_e sont fixées à $9A.mm^{-2}$ afin d'avoir un comportement thermique acceptable conformément aux directives de Valeo. L'optimisation aura donc quinze variables réelles relatives à $[R_{int}, er_1, er_2, er_4, er_5, ez_1, ez_2, ez_3, \beta_1, \beta_2, \beta_3, \beta_4, \beta_5, J_i, J_e]$ et une variable entière, le nombre de paire de pôles. Il est précisé que la machine initiale développe un couple de $150N.m$.

2.3.4.2 Résultat de l'optimisation et validation de la méthode

L'objectif de cette première optimisation est de maximiser le couple afin de valider la faisabilité du cahier des charges. La machine obtenue a une valeur moyenne de couple de $240N.m$, une ondulation de 30% et des pertes Joule de $1500W$. Il n'est pas étonnant d'observer que la machine finale a atteint les valeurs de contraintes pour l'ondulation et les pertes Joule. Cette optimisation a permis de valider que le couple cible est atteignable dans ce volume avec des densités de courant inférieures à $9A.mm^{-2}$. Elle a en effet grandement amélioré la valeur de la fonction objectif, en passant de $150N.m$ à $240N.m$ tout en respectant les contraintes pour un temps de convergence de 8 jours pour ce problème. La méthode de dimensionnement choisie semble donc pertinente.

• Résultat contre intuitif et étude mécanique complexifiée :

Les lignes de champ de b auraient été difficiles à prévoir pour cette topologie car elles sont complexes et fortement 3D comme le montre la Figure 2.19. De plus, l'inducteur obtenu (voir Figure 2.18) est contre intuitif avec des griffes Nord et Sud extrêmement différentes. Ceci valide le choix d'un dimensionnement par optimisation en prenant les paramétrisations indépendantes selon les pôles.

Cette différence entre les pôles rend l'étude vibratoire du moteur plus complexe. Les études vibratoires des moteurs électriques se font en deux étapes :

- Le calcul des fréquences de résonances de la structure ;
- Le calcul des forces d'excitations de la structure, harmonique par harmonique, avec la comparaison de leurs fréquences avec les fréquences de résonances précédemment trouvées. Par exemple le premier harmonique de couple d'une machine synchrone triphasée de 48 encoches et 8 paires de pôles tournant à $500tr.min^{-1}$ excite la machine à : $f = p \frac{\Omega}{2\pi} N_p = 400Hz$ (avec $N_p = 6$ le nombre d'encoches sous une paire de pôle).

Une formulation mécanique élastique linéaire isotrope (disponible en Annexe) est appliquée à la partie fer du rotor de la machine. La bobine n'est pas pris en compte et le module de Young et le coefficient de Poisson sont choisis égaux respectivement à $196Gpa$ et 0.22 , ce qui correspond aux coefficients d'un fer massif. Plusieurs phénomènes, comme l'impact de la température ou du process sur ces coefficients, ne sont

pas pris en compte. L'objectif de ce modèle est de confirmer et d'illustrer la différence qualitative de comportement mécanique des deux pôles, et non quantitative, les valeurs numériques n'ayant pas de significations particulières. La première résolution effectuée est une recherche des fréquences de résonance du rotor à griffes, encastré sur la plaque arrière. Deux groupes de fréquences, voisines de 5500Hz et 6000Hz sont trouvées. Une résolution harmonique est alors réalisée en excitant la structure sur les faces des griffes à l'entrefer avec une pression magnétique de 1T à des fréquences de 5500Hz et 6000Hz. Les déplacements observés (voir Figure 2.20) montrent que les fréquences précédemment trouvées correspondent respectivement aux fréquences propres des griffes Nord et Sud.

L'absence de symétrie sur cette machine augmente donc le nombre de fréquences propres de la structure qui devront être évitées lors de son fonctionnement. De plus les pôles n'auront pas le même comportement mécanique, ce qui complexifie l'étude mécanique et vibratoire de la machine. Il est une nouvelle fois précisé que les valeurs de fréquences trouvées ne sont pas exploitables, le calcul effectué n'a pour but que d'illustrer l'augmentation du nombre de fréquences propres de la structure. Ces vibrations sont créés par les forces de pressions magnétiques s'exerçant sur la structure lors de son fonctionnement. Avant de pouvoir effectuer une étude vibratoire plus poussée, il est primordiale d'analyser l'information obtenue sur cette excitation magnétique.

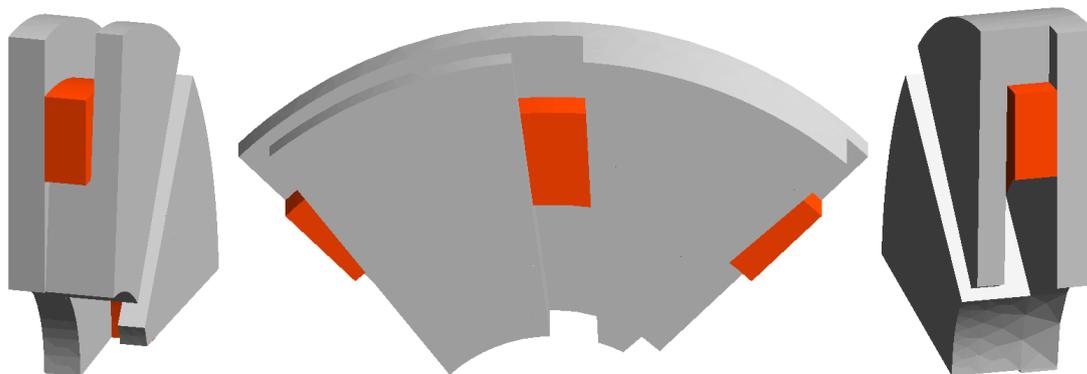


FIGURE 2.18 – Griffes non-symétriques

2.3.4.3 Choix de l'optimisation final

Cette première optimisation à permis de valider la pertinence de la méthode employée et la faisabilité du cahier des charges mais ne semble pas optimale pour un dimensionnement final. En effet, le couple voulu a été largement dépassé et la contrainte sur les pertes Joule a été atteinte. Le rendement n'est donc pas optimal ce qui n'est pas pertinent lorsque l'on sait que la plus grosse difficulté du transport automobile électrique est l'autonomie, directement liée au rendement. L'optimisation qui sera choisie pour la suite de ces travaux est donc une minimisation des pertes Joule avec comme contraintes un couple moyen minimal C_{mref} de 200N.m et une ondulation

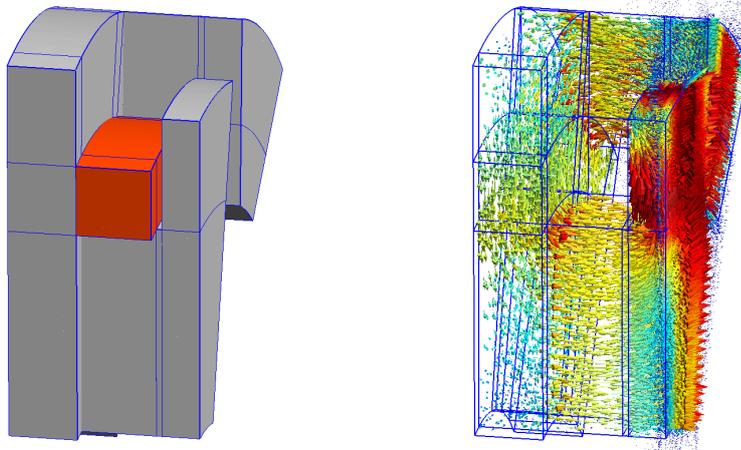


FIGURE 2.19 – Lignes de champ de b

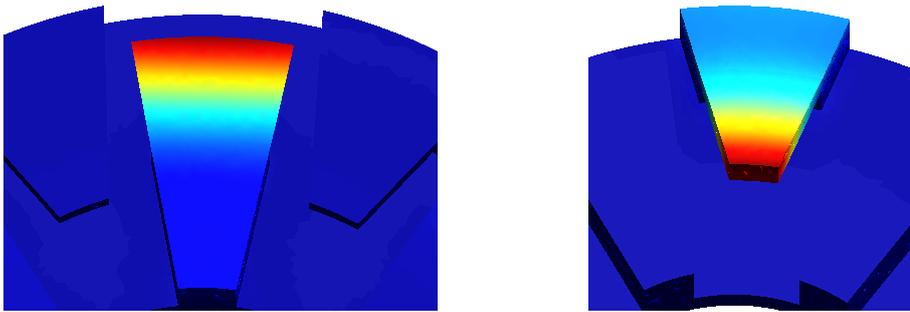


FIGURE 2.20 – Déplacement aux fréquences de 5500Hz (gauche) et 6000Hz (droite)

maximale de 30%. De plus, la minimisation des pertes Joule va naturellement limiter la valeur de la densité de courant (car $P_j = \int_{\Omega_{cuivre}} \rho j_{fil}^2 dV$) et donc en quelque sorte contrôler le comportement thermique. L'optimisation sera :

$$\begin{aligned}
 & \underset{x}{\text{minimiser}} && P_j(x) \\
 & \text{sujet à} && O_c(x) - O_{cref} \leq 0 \\
 & && C_{mref} - C_m(x) \leq 0 \\
 & \text{et} && X[i]_{min} \leq x[i] \leq X[i]_{max}, \quad i = 1, \dots, Dim.
 \end{aligned}$$

2.3.5 Bilan du chapitre

Ce chapitre a permis de présenter la modélisation éléments finis du moteur ainsi que le fonctionnement de l'API servant à la création des modèles. Ensuite, la démarche d'optimisation a été détaillée. Nous avons alors pu valider la faisabilité du cahier des charges et définir le choix de l'optimisation pour le dimensionnement du moteur. La méthode adoptée nécessite un grand nombre de calcul par la méthode des éléments finis.

Un travail sur la rapidité des modèles doit donc être réalisé.

De plus, des sources d'incertitudes de calcul par la méthode des EF (par exemple les problèmes de continuités avec le choix de l'espace fonctionnel) ont été introduites. Ces incertitudes doivent alors être analysées avant de pouvoir utiliser les résultats des modèles. En particulier lorsque l'on sait qu'une étude de vibration repose sur la connaissance des harmoniques de l'excitation magnétique de la structure.

Avant de procéder au dimensionnement final du moteur, il est primordial d'accélérer le temps de calcul tout en étudiant quelles informations sont obtenues avec une résolution éléments finis du modèle et quelle confiance il est permis d'avoir dans les grandeurs calculées.

Chapitre 3

Accélération du temps de calcul avec contrôle de la précision

Sommaire

Introduction	60
3.1 Comparaison des deux formulations avec utilisation des symétries	61
3.1.1 Utilisation des symétries	61
3.1.2 Comparaison des modèles	62
3.2 Influence du maillage et de la formulation sur les résultats	65
3.2.1 Présentation du maillage d'entrefer	65
3.2.2 Présentation de l'étude	68
3.2.3 Résultats de l'étude	68
3.2.4 Conclusion pour le modèle de la MGFA :	74
3.3 Utilisation de la technique de dilatation d'entrefer	75
3.3.1 Objectifs de la méthode	75
3.3.2 Théorie de la méthode de dilatation d'entrefer	76
3.3.3 Illustration et validation sur un exemple académique	79
3.3.4 Dilatation d'entrefer sur un modèle éléments finis 3D de mo- teur	82
3.3.5 Conclusion de la méthode	84

Introduction

La méthode des éléments finis est par définition approchée et repose sur une discrétisation spatiale du milieu continu. De ce fait, seul un maillage tendant vers l'infiniment petit se rapprocherait du milieu continu. Il va de soi qu'une diminution de la taille de maille conduirait à une augmentation du nombre d'inconnues et donc du temps de simulation ainsi que d'une augmentation de la mémoire vive. Ceci n'est pas envisageable car l'objectif est bien évidemment de choisir le maillage afin d'obtenir le modèle le plus rapide possible avec une précision raisonnable. De plus, de même que deux maillages différents donnent deux résultats différents (plusieurs travaux traitent de ce sujet, en particulier pour la mise en place de mailleurs [Lad91] [Rem96]), il a été remarqué que le résultat peut dépendre de la formulation utilisée (potentiel scalaire ou vecteur), les résultats n'étant pas strictement équivalents [Dul96] [Tar88] [Bos98] [Mar08a] [Mar08b] [Lef18].

Un modèle résolu par la MEF a donc des incertitudes venant du maillage, des approximations inhérentes à la méthode de modélisation mais aussi des paramètres géométriques d'entrées du modèle. En particulier, l'entrefer ne peut être connu avec précision d'autant plus pour une machine "low cost" avec une augmentation des tolérances et a un grand impact sur les performances de la machine. Il est donc intéressant d'encadrer les performances du moteur en considérant un intervalle de confiance sur la valeur de l'entrefer.

Les modèles résolus dans cette thèse sont lourds et demandent des ressources informatiques et du temps de calcul importants. Or, ceux-ci sont limités, en particulier dans un contexte industriel. L'ensemble des calculs éléments finis seront effectués à l'aide du solveur MUMPS [Ame00] lié à la librairie PETSc [S.B20b] [S.B20a] [Bal97] avec la station de calcul présentée par la Table 3.1. Le but de ce chapitre est alors d'accélérer au maximum le temps de calculs des modèles tout en étudiant la précision obtenue. De nombreux paramètres peuvent être source d'erreur (maillage, formulation, solveur, post-processing). L'idée est d'étudier a posteriori les résultats obtenus afin de trouver un bon compromis entre rapidité et confiance dans les résultats. Pour diminuer le temps de calcul, nous allons utiliser trois leviers.

Premièrement, les symétries du problème sont utilisées dans le but de réduire le nombre d'inconnues. Ceci est courant pour la modélisation de dispositifs magnétiques et n'entraîne normalement pas d'erreurs supplémentaires. Néanmoins, le modèle étant complexe, nous procédons à une vérification pour valider l'équivalence avec le modèle global, le tout en utilisant les deux formulations, en potentiels scalaire et vecteur.

Le deuxième levier à disposition pour accélérer le temps de calcul est de relâcher le maillage. Nous décidons alors de critères pour évaluer la cohérence des résultats en fonction du maillage. Une méthode reposant sur la comparaison des résultats provenant des deux formulations en fonction de la taille du maillage, est détaillée [Gir20b]. Le but étant d'étudier quelles grandeurs peuvent être exploitées, avec quelle confiance et de cibler le maillage et le temps de calcul satisfaisant. Pour ceci, un maillage original de

Processeur	Intel Xeon E5-2690
Cadance (GHz)	2.60
Nombre de processeurs	2
Nombre de cœurs/processeur	24
RAM (Go)	192
Type de système	64 bits
OS	CentOS 7

TABLE 3.1 – Caractéristique de la station de calcul

l'entrefers a été mis en place afin d'améliorer la qualité des résultats pour répondre à des problèmes géométriques dus à cette topologie de moteur.

Enfin, une méthode permettant de calculer rapidement les performances pour plusieurs entrefers, sans remailler, est présentée [Gir20a].

3.1 Comparaison des deux formulations avec utilisation des symétries

3.1.1 Utilisation des symétries

Comme présenté dans le chapitre précédent, la méthode choisie pour le dimensionnement du moteur est d'utiliser le modèle résolu par la MEF en tant que boîte noire dans une optimisation. Le premier modèle mis en place a été la machine complète (voir modèle 1 de la Figure 3.1). Néanmoins, le temps de calcul et la mémoire prise sont rédhibitoires pour que ce modèle soit utilisé dans l'optimisation qui doit faire un grand nombre d'appels de la boîte noire. Les symétries du problème sont donc utilisées afin de réduire la taille du système et le temps de calcul.

Nous divisons tout d'abord le nombre d'inconnues par deux en coupant axialement la machine sur son plan de symétrie pour obtenir le modèle 2 de la Figure 3.1. Ceci est rendu possible par l'absence de décalage sur le bobinage entre les deux parties. La condition à imposer est donc $\mathbf{h} \times \mathbf{n} = 0$ sur Γ_h pour obtenir des lignes champs normales à la surface comme montré sur la Figure 3.1. Nous rappelons ci-dessous les conditions, déjà exprimées dans le chapitre 2, pour les deux formulations (détaillées dans [Dul96] et [Par08]).

— **Condition pour la formulation en potentiel vecteur :**

La condition, $\mathbf{h} \times \mathbf{n} = 0$, est une condition naturelle de la formulation en potentiel

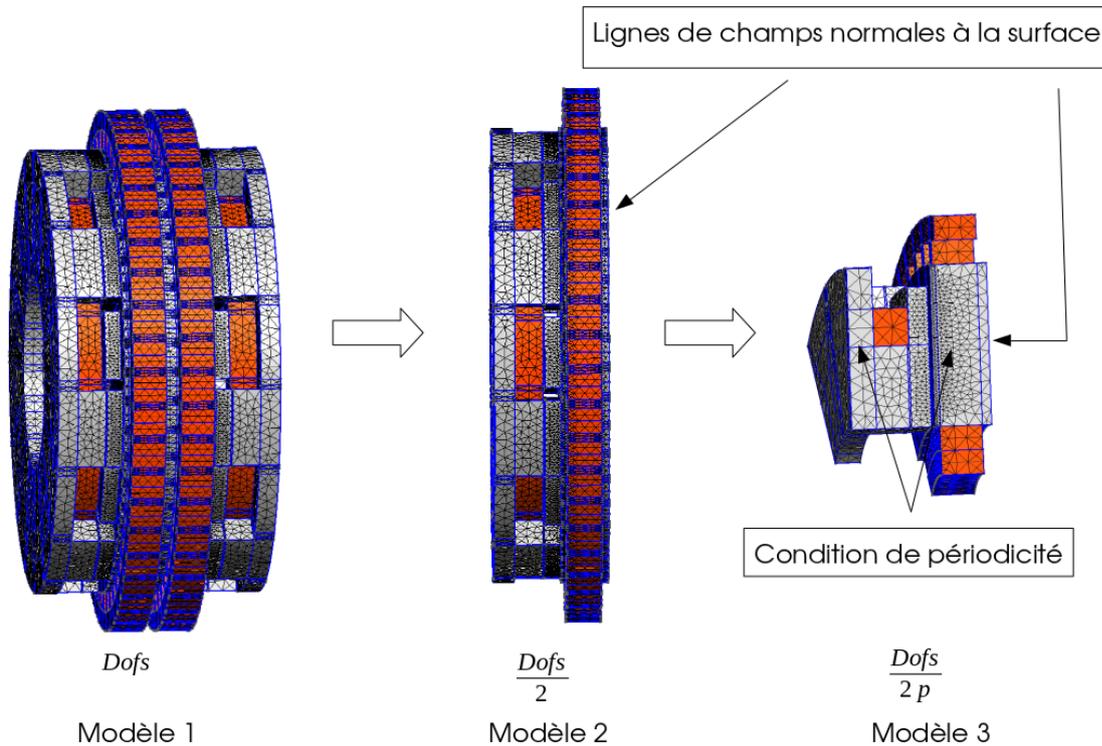


FIGURE 3.1 – Utilisation des symétries

vecteur avec l'annulation de l'intégrale surfacique $\iint_{d\Omega} (\mathbf{h} \times \mathbf{n}) \cdot \mathbf{w}_a, dS$ sur Γ_h .

— **Condition pour la formulation en potentiel scalaire :**

Pour la formulation en potentiel scalaire, l'intégrale surfacique restante est :

$$\iint_{d\Omega} (\mu(\mathbf{h}_s - \text{grad } \varphi) \cdot \mathbf{n}) w_n dS$$

Nous imposons avec une condition de Dirichlet, $w_n = 0$ sur Γ_h , ce qui permet d'imposer la condition, $\mathbf{h} \times \mathbf{n} = 0$, au sens fort.

Enfin, la machine est réduite à une paire de pôles en utilisant des conditions de périodicités pour obtenir le modèle 3 de la Figure 3.1. La réduction sur un pôle n'est pas possible sur cette topologie du fait des pôles Nord et Sud non symétriques.

3.1.2 Comparaison des modèles

Pour utiliser ces modèles, nous voulons tout d'abord valider leurs équivalences. Pour cela, nous résolvons le problème pour 32 positions sous deux pas d'encoches avec les formulations scalaire et vecteur pour nos trois modèles. Les interpolations réalisées sont d'ordre un. Les couples calculés par tenseur de Maxwell sur ces 32 positions sont comparés.

	Dofs	Temps	Couple moyen	Ondulation
Modèle 1 Scalaire	1.1 10 ⁶	50min	201.3 N.m	29.6%
Modèle 2 Scalaire	5.75 10 ⁵	18min	201.7 N.m	29.9%
Modèle 3 Scalaire	82 10 ³	1min20s	201.6 N.m	29.5%
Modèle 1 Vecteur	6.5 10 ⁶	3h40min	194.3 N.m	37.3%
Modèle 2 Vecteur	3.3 10 ⁶	1h10min	194.4 N.m	37.3%
Modèle 3 Vecteur	4.8 10 ⁵	7min	194.6 N.m	37.1%

TABLE 3.2 – Comparaison des modèles

Les maillages de ces modèles sont bien entendu semblables avec le nombre d'éléments imposé de la même manière sur toutes les lignes de la géométrie. Les résultats pour la valeur moyenne et l'ondulation du couple ainsi que les différents temps de calculs et nombre d'inconnues sont résumés dans la Table 3.2.

La réduction du nombre d'inconnues a bien évidemment entraînée une diminution du temps de calcul avec le troisième modèle 40 fois plus rapide que le premier en potentiel scalaire et 30 fois plus rapide en potentiel vecteur. Nous notons que pour ce dernier modèle et ce maillage, la formulation en potentiel scalaire est 6 fois plus rapide que la formulation en potentiel vecteur.

• **Validation du modèle périodique :**

Nous prenons comme référence le modèle 1 (modèle complet). Nous calculons les écarts relatifs sur la valeur moyenne et l'ondulation du couple des modèles 2 et 3 (voir Figure 3.1) par rapport au modèle 1. Ces écarts sont calculés indépendamment sur les deux formulations. Nous rappelons que le maillage de ces modèles est identique avec le même nombre d'éléments imposé sur les lignes de la géométrie.

- pour la formulation en potentiel scalaire, les écarts relatifs calculés entre les trois modèles sont inférieurs à 1% pour la valeur moyenne et l'ondulation du couple ;
- pour la formulation en potentiel vecteur, les écarts relatifs calculés entre les trois modèles sont inférieurs à 1% pour la valeur moyenne et l'ondulation du couple.

Nous pouvons conclure que les modèles sont strictement équivalents. En effet, pour une formulation donnée, la valeur moyenne et l'ondulation du couple sont identiques entre les modèles. Nous utiliserons donc maintenant exclusivement le modèle réduit sous une paire de pôles qui est équivalent au modèle complet tout en étant 30 à 40 fois plus rapide.

• **Différence entre les formulations :**

Cette étude a permis de noter des différences entre les deux formulations. L'allure du couple, avec des éléments d'interpolation d'ordre un, est tracée sur la Figure 3.2. Nous calculons les écarts relatifs entre les formulations pour la valeur moyenne et l'ondulation avec :

$$\text{Écart} = \frac{|\text{Scalaire} - \text{Vecteur}|}{\frac{\text{Scalaire} + \text{Vecteur}}{2}} \quad (3.1)$$

- l'écart entre les formulations est de 3.5% pour la valeur moyenne du couple ;
- l'écart entre les formulations est de 22% pour l'ondulation du couple ;
- un léger déphasage est également observé (voir Figure 3.2). Il est rappelé qu'une arche de couple correspond à un pas dentaire, l'angle de déphasage observé est donc très faible. Comme nous le verrons, ce déphasage n'apparaît pas sur d'autres structures avec des encoches à l'induit plus larges et ouvertes. Le déphasage doit alors venir de la différence d'interpolation au niveau de la fermeture des encoches de l'induit. En effet, cette fermeture correspond à une zone très fine avec changement de matériaux et est donc difficile à mailler.

Nous notons donc des écarts entre deux formulations censées modéliser un problème équivalent. Ceci vient du fait que les espaces d'approximations de la forme faible ne sont pas les mêmes. Les approximations faites lors des passages entre les domaines discrets et continus sont alors différentes comme expliqué dans la thèse de P.Dular [Dul96] et rappelé dans le chapitre 2. Plusieurs travaux portant sur des estimateurs pour évaluer la précision d'une solution numérique ont été effectués. En particulier, [Dul09] propose d'évaluer la qualité de la solution de problèmes magnétostatiques en calculant les sauts de la composante normale de \mathbf{b} ou tangentielle de \mathbf{h} sur des éléments voisins. Ces travaux permettent bien de confirmer que les solutions obtenues par la méthode des éléments finis ne permettent pas un respect rigoureux des conditions de passages. Les solutions dépendent alors des interpolations réalisées.

Nous nous intéressons maintenant aux éléments d'interpolation d'ordre deux qui devraient donc réduire les écarts entre les formulations en améliorant la précision de l'interpolation. Malheureusement, la mise en pratique de ces éléments sur un modèle en potentiel vecteur n'a pas été possible avec les moyens numériques à dispositions. En effet, le problème généré, sur un maillage plus grossier que précédemment, compte plus de deux millions d'inconnues. Même avec les ressources nécessaires il ne serait pas pertinent d'utiliser un tel modèle pour le dimensionnement de part l'augmentation drastique du temps de calcul. Le problème en potentiel scalaire a tout de même été résolu avec ces éléments afin d'observer leurs impacts sur la solution. Le nombre de Dofs est passé de 82 000 à 710 000 et le temps de calcul de 1min20s à 30min par rapport aux éléments d'interpolation d'ordre un sur ce même maillage.

Il est difficile de diminuer fortement le nombre d'éléments dans l'entrefer car un nombre minimum de positions et de mailles sont nécessaires pour respecter certaines règles de maillage présentées dans la partie suivante. Il est conclu que l'utilisation de ce type d'éléments n'est pas pertinente pour l'application. La Figure 3.2 confirme que

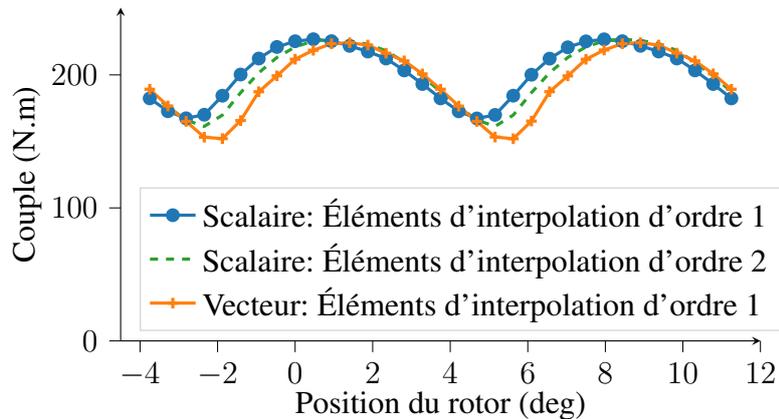


FIGURE 3.2 – Couple calculé avec les deux formulations

les écarts observés sont dus aux différences d'interpolation entre les deux formulations avec les résultats de la formulation scalaire en éléments d'interpolation d'ordre deux plus proches des résultats de la formulation vecteur que précédemment. Cette différence de résultats pose la question de la confiance qu'il est permis d'avoir dans les résultats éléments finis de la machine étudiée. Pour exploiter les résultats de ces calculs, une étude doit être faite pour analyser l'influence de paramètres comme le maillage ou le choix de formulations. Il est rappelé que les modélisations numériques effectuées par la suite utiliseront des éléments finis d'interpolation linéaire.

Cette partie a mis en lumière des différences entre les résultats provenant des deux formulations, scalaire et vecteur. Une formulation n'ayant pas plus de légitimité que l'autre, les résultats ne peuvent pas être exploités en l'état.

3.2 Influence du maillage et de la formulation sur les résultats

3.2.1 Présentation du maillage d'entrefer

Une analyse doit être réalisée afin d'estimer la confiance qu'il est possible d'avoir dans les différentes grandeurs obtenues. Avant de procéder à cette étude, nous avons veillé à obtenir un maillage de bonne qualité dans l'entrefer. En effet, il est connu que les résultats de calculs éléments finis sont fortement liés à la qualité du maillage dans cette zone. En particulier, certaines règles bien connues présentées par [Dav85] se doivent d'être appliquées pour des problèmes de machines tournantes cylindriques. Cette règle indique que les maillages du stator et du rotor sur les surfaces aux contacts de l'entrefer doivent être identiques avec un pas de maillage égal au pas de rotation comme illustré sur la Figure 3.3.

Malheureusement, ces règles de maillages ne peuvent pas être utilisées tels quels

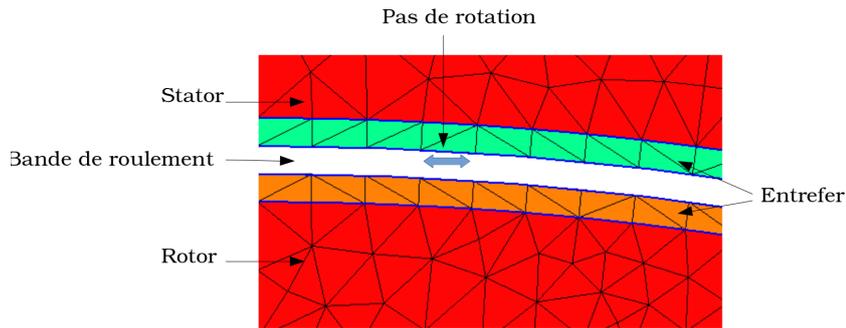


FIGURE 3.3 – Règle de maillage

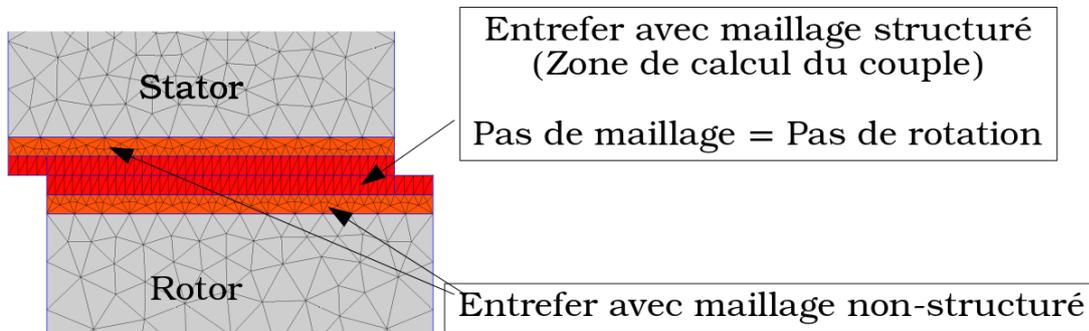


FIGURE 3.4 – Entrefer coupé en 4

pour la MGFA. En effet, la géométrie de cette machine à l'interface de l'entrefer, avec d'une part des griffes et d'autre part des encoches droites (voir Figure 3.7 et Figure 3.8), ne permet pas d'obtenir un maillage équivalent au stator et au rotor.

Nous choisissons alors de diviser l'entrefer en quatre parties afin d'améliorer la qualité de maillage comme montré sur la Figure 3.4. Le maillage dans la bande au milieu de l'entrefer est de type structuré. Ceci permet d'obtenir des maillages équivalents dans les deux zones centrales coté stator et rotor, avec un pas égal au pas de rotation. Les deux autres zones servent alors à connecter les maillages aux interfaces du stator et rotor aux maillages structurés des deux zones centrales. Bien que remaillée à chaque pas, la configuration du maillage dans la bande sera strictement équivalente à chaque position comme illustrée sur la Figure 3.4 et la Figure 3.5. Le couple est calculé uniquement dans cette bande à l'aide du tenseur de Maxwell moyenné comme présenté page 32. Le couple avec la formulation en potentiel vecteur est calculé avec le maillage proposé et un maillage plus "classique" où l'entrefer est découpé en trois zone avec un maillage non-structuré dans la zone centrale. La Figure 3.6 montre alors l'utilité du maillage d'entrefer proposé avec un couple obtenu plus stable.

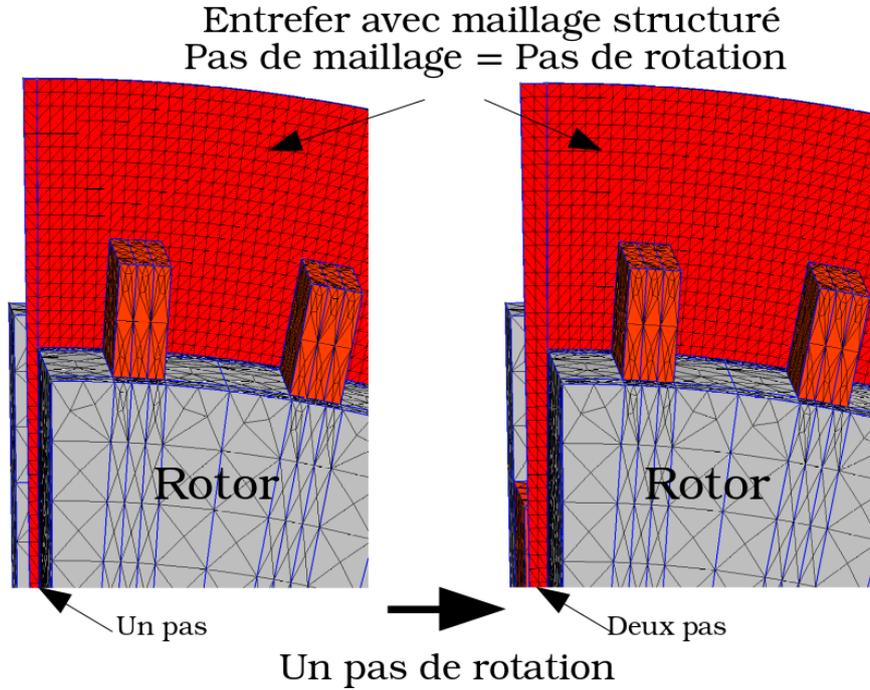


FIGURE 3.5 – Pas de maillage adapté au pas de rotation

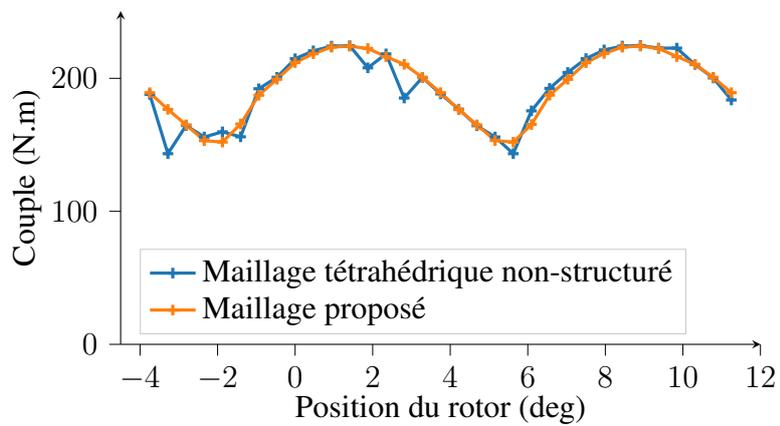


FIGURE 3.6 – Couple avec la formulation en potentiel vecteur avec le maillage d'entrefer proposé et classique

3.2.2 Présentation de l'étude

Le but de la méthode est d'étudier quelles informations sont obtenues avec un modèle résolu par la MEF, en particulier sur le calcul d'harmoniques de rang supérieur. En effet, les études vibratoires de dispositifs magnétiques, qui ont donné lieu à de nombreux travaux [Ver94] [Lan06] [Iam16] [Mbe16] [Yan19] [San00] [Kit03] [Zha04] [TK15], nécessitent le calcul d'harmoniques de hauts rangs sur les grandeurs magnétiques. Les résultats de ces grandeurs dépendent de beaucoup de paramètres et se doivent d'être étudiés avant toute utilisation dans un modèle mécanique dans lequel une erreur se propagera. En particulier, plusieurs études expérimentales [Zhu12] [Lee18] [Bec05] [Nam17] ou par la méthode des éléments finis [Zha15] [Cha08], portent sur les composantes harmoniques du couple magnétique qui peuvent produire des vibrations de torsions. La méthode présentée dans cette partie se concentre donc sur les grandeurs utiles pour le dimensionnement magnétique, fondamental du flux, valeur moyenne et ondulation du couple ainsi que sur les harmoniques de couple de rangs plus élevés. Les couples sont calculés par la méthode du tenseur de Maxwell et les flux magnétiques par circulation de \mathbf{a} (équation(2.18)) et \mathbf{a}_φ (équation(2.22)).

La méthode repose sur une comparaison des résultats des deux formulations en fonctions du maillage. Une méthode analogue est utilisée dans [Dul99a] [Dul99b] pour valider une méthode éléments finis. Pour ceci, le couple et le flux magnétique seront calculés pour 32 positions sur deux pas d'encoches. Le théorème de Shannon indique d'ores et déjà que les harmoniques de rang supérieurs à 8 ne seront pas obtenus. En revanche, cela ne donne pas d'indication sur les harmoniques de rang inférieurs qui se doivent d'être étudiés. Pour que la comparaison soit juste, les deux formulations sont enchaînées avec un même maillage. La taille de maille du modèle dépend d'une longueur de référence l_{ref} avec différents coefficients pour élargir ou affiner le maillage selon les zones. Nous rappelons que le pas de maillage dans l'entrefer est égal au pas de rotation. Les calculs sont alors effectués avec 15 maillages différents correspondants à 15 valeurs croissantes de l_{ref} . Les modèles maillés avec la valeur maximale et minimale de l_{ref} sont montrés sur la Figure 3.7 et la Figure 3.8. Une analyse spectral dépendante du temps est ensuite effectuée sur nos grandeurs en utilisant une FFT. Les modules des différents coefficients de FFT sont alors comparés.

3.2.3 Résultats de l'étude

Les Figures 3.9 et 3.10 montrent respectivement les couples et les flux magnétiques calculés sur les 32 positions avec les deux formulations pour les valeurs extrêmes de maillages. Nous retrouvons les mêmes différences vues précédemment avec entre autre un léger déphasage pour le couple. L'évolution en fonction du maillage va dans le bon sens : les différences entre les formulations sont d'autant plus faibles que la discrétisation spatiale est fine. La formulation en potentiel scalaire, trois à cinq fois plus rapide que la formulation en potentiel vecteur comme le montre la Figure 3.11, sera bien en-

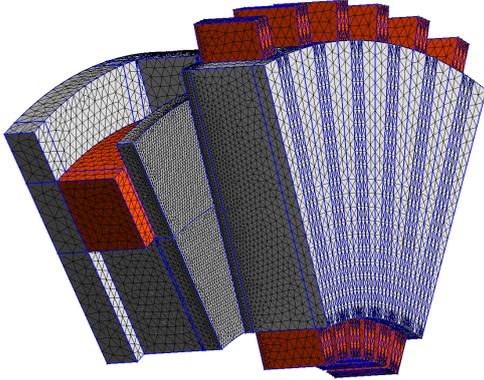


FIGURE 3.7 – Petit l_{ref}

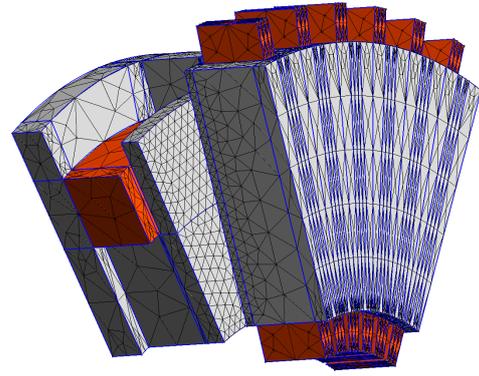


FIGURE 3.8 – Grand l_{ref}

tendu privilégiée pour être utilisée dans l'optimisation. Une FFT est appliquée au couple et au flux magnétique. La valeur moyenne et les quatre premiers harmoniques du couple ainsi que le fondamental du flux sont étudiés. Pour comparer les deux formulations, un écart relatif et une moyenne des modules des coefficients de la FFT, Co , pour chaque harmonique et chaque maillage est calculé avec :

$$\acute{E}cart(k) = \frac{Co_{Scalaire}(k) - Co_{Vecteur}(k)}{\frac{Co_{Scalaire}(k) + Co_{Vecteur}(k)}{2}} \quad (3.2)$$

et

$$Moyenne(k) = \frac{Co_{Scalaire}(k) + Co_{Vecteur}(k)}{2} \quad (3.3)$$

k étant le rang d'harmonique.

Le module des coefficients (en trait pleins bleus), la valeur moyenne (en trait segmentés bleus) et l'écart relatif (en rouge) en fonction du nombre de Dofs de la formulation scalaire sont tracés sur les figures de la Figure 3.12 à la Figure 3.17.

Nous choisissons plusieurs conditions pour juger si une grandeur est calculée avec confiance :

- la valeur moyenne entre les deux formulations doit être stabilisée avec l'augmentation du nombre de Dofs ;
- l'écart entre les deux formulations doit diminuer avec l'augmentation du nombre de Dofs ;
- si les deux conditions précédentes sont respectées, l'écart relatif entre les deux formulations donnera l'intervalle de confiance sur la valeur calculée.

• **Valeur moyenne du couple (Figure 3.12) :**

D'après nos critères, la valeur moyenne du couple est calculée avec une bonne confiance. En effet, la moyenne est stabilisée à $199N.m$ et l'écart entre les formulations

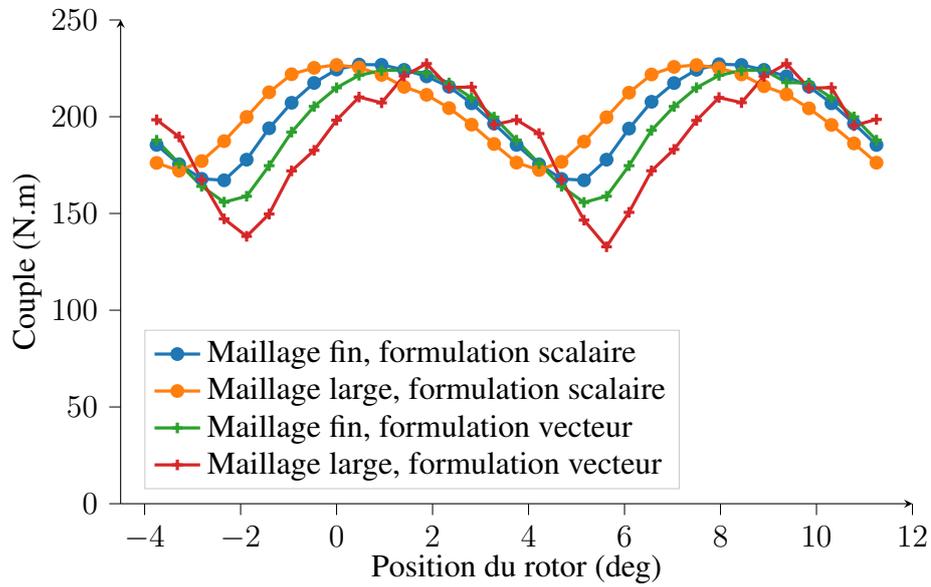


FIGURE 3.9 – Comparaison du couple en fonction du maillage

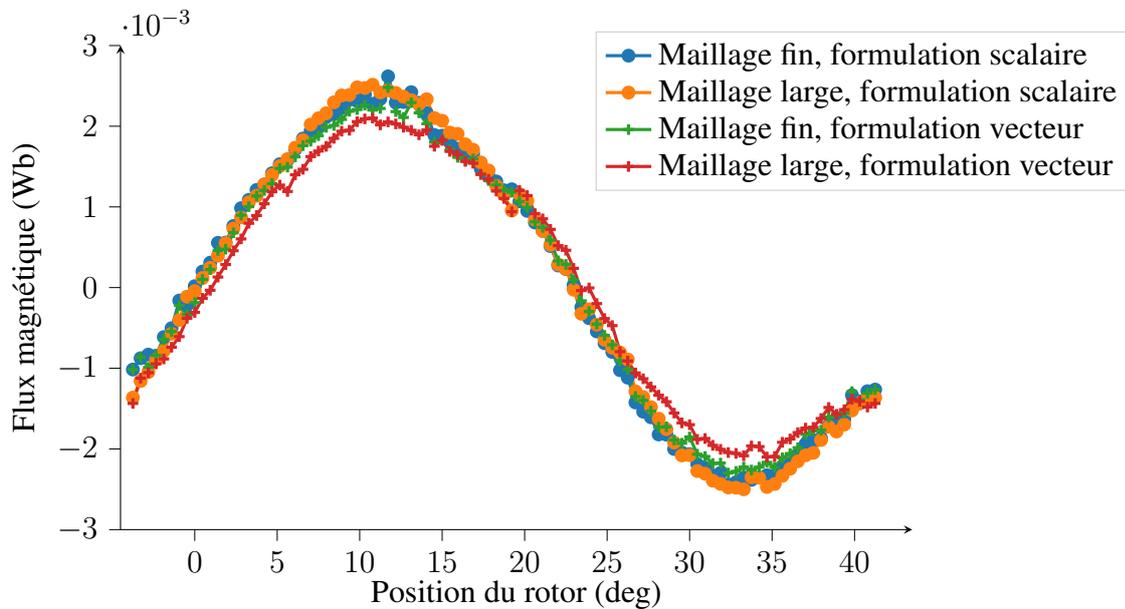


FIGURE 3.10 – Flux magnétique calculé avec les deux formulations

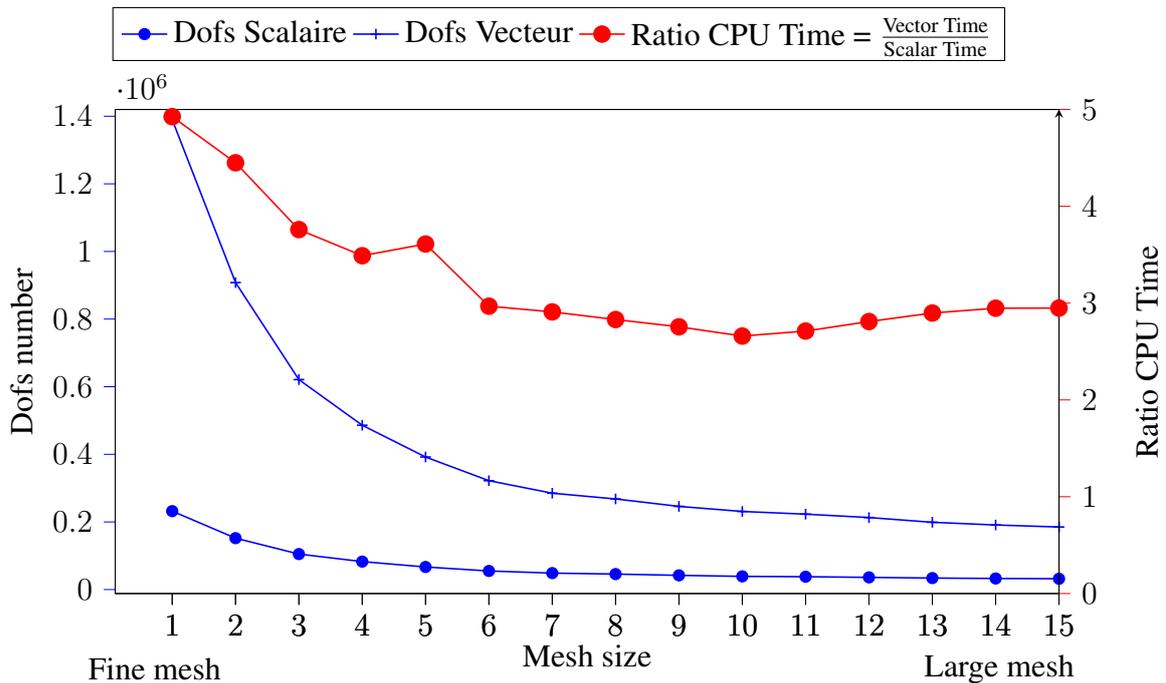


FIGURE 3.11 – Temps des formulations

décroît avec le nombre de Dofs avec une valeur inférieure à 7% même avec le maillage le plus large.

• **Premier et troisième harmoniques du couple (Figure 3.13 et Figure 3.15) :**

L'écart entre les formulations décroît avec le nombre de Dofs avec une moyenne stabilisée. Nous considérons alors qu'en utilisant une unique formulation, nous calculons le premier harmonique avec confiance à $\pm 10\%$ pour 232 000 Dofs et à $\pm 30\%$ pour 50 000 Dofs (Figure 3.13). Un compromis devra être trouvé entre précision et temps de calculs. Le troisième harmonique est calculé avec confiance à $\pm 45\%$ pour 232 000 Dofs et à $\pm 65\%$ pour 70 000 Dofs (Figure 3.15). Nous ne pouvons pas avoir une valeur précise pour cet harmonique.

• **Deuxième et quatrième harmoniques du couple (Figure 3.14 et Figure 3.16) :**

Il est plus difficile de conclure pour les harmoniques 2 et 4. En effet, l'écart entre les deux formulations ne décroît pas avec le nombre de Dofs pour l'harmonique 2 (Figure 3.14). Pour l'harmonique 4, la moyenne des coefficients n'est pas stabilisée (Figure 3.16). Nous considérons que nous n'obtenons pas d'informations claires sur ces harmoniques avec ce modèle.

• **Fondamental du flux magnétique (Figure 3.17) :**

Pour le dimensionnement magnétique du moteur, le fondamental du flux magnétique

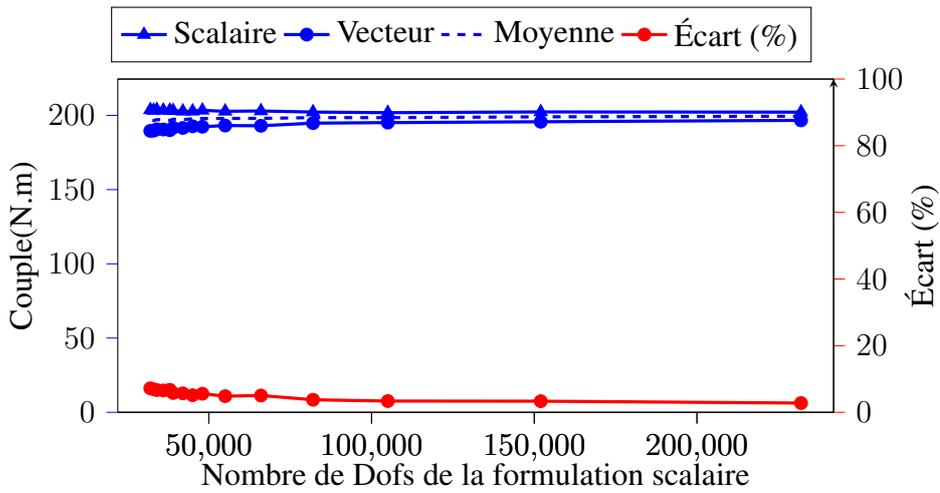


FIGURE 3.12 – Couple moyen

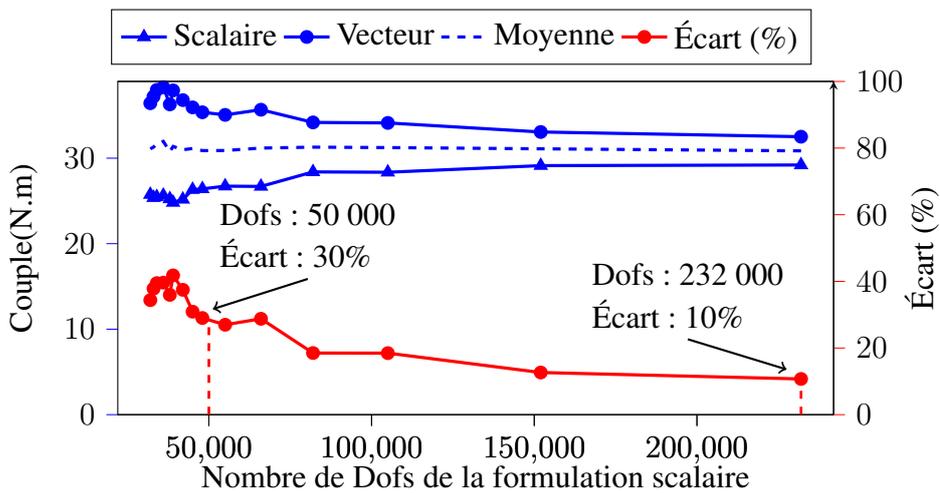


FIGURE 3.13 – Harmonique 1 du couple

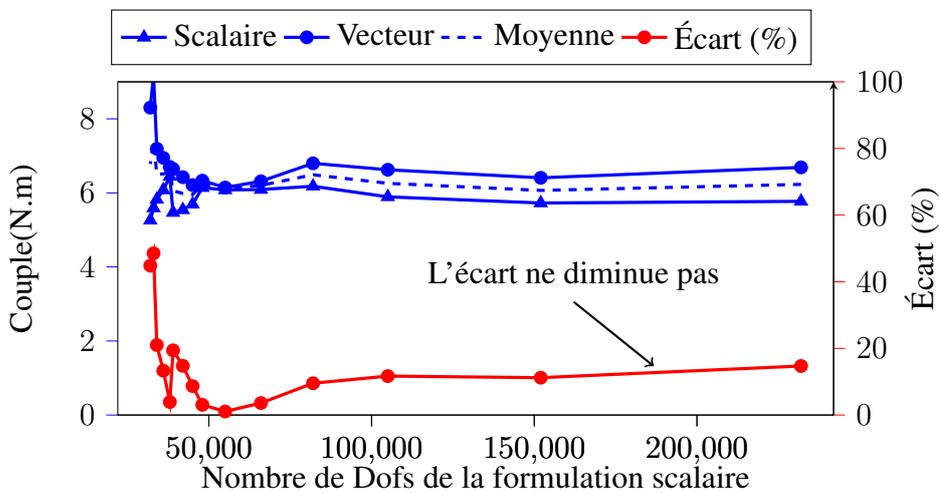


FIGURE 3.14 – Harmonique 2 du couple

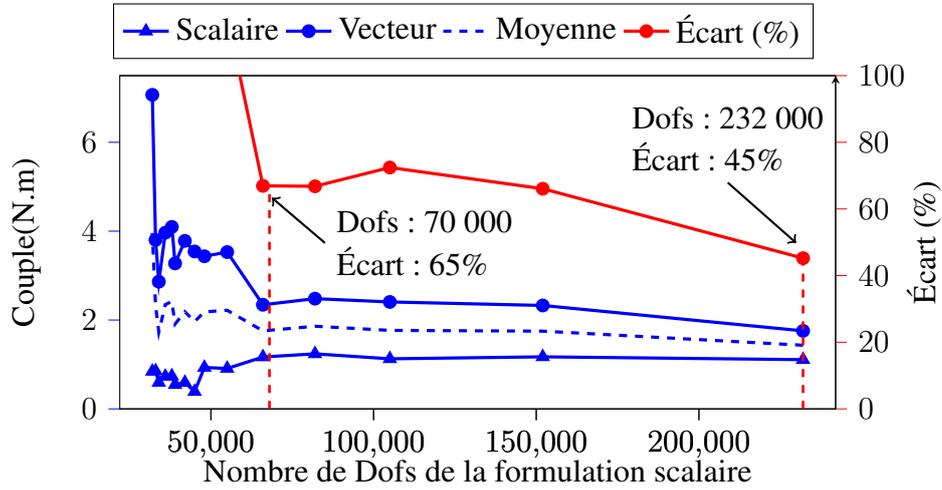


FIGURE 3.15 – Harmonique 3 du couple

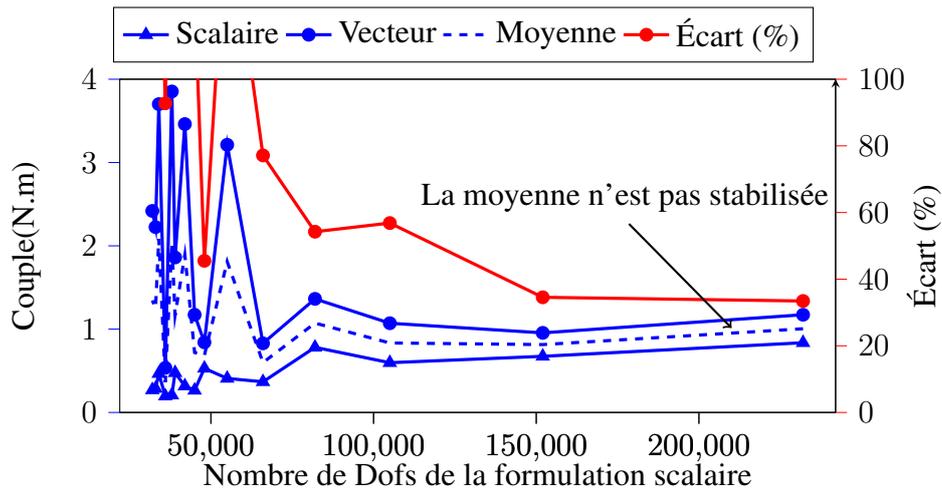


FIGURE 3.16 – Harmonique 4 du couple

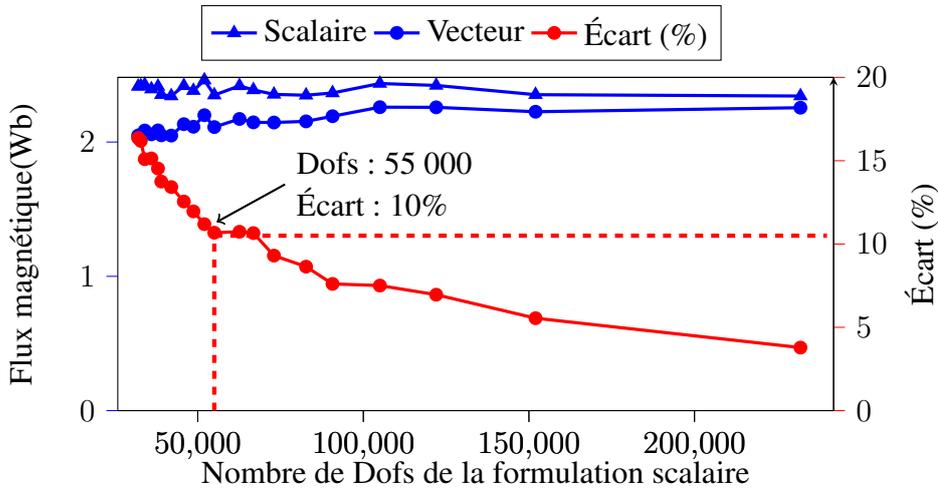


FIGURE 3.17 – Étude sur le fondamental du flux

est nécessaire. Afin de trouver un compromis entre vitesse et précision, nous voulons le modèle le plus rapide qui assure un écart entre les deux formulations de moins de 10%. Comme montré sur la Figure 3.17, le modèle qui correspond à ce critère est le modèle à 55000 Dofs. Une augmentation du nombre de Dofs améliore bien entendu la précision mais augmente de façon considérable le temps de calcul.

3.2.4 Conclusion pour le modèle de la MGFA :

D'après l'étude effectuée, les harmoniques de couple de rang supérieur à 1 ne peuvent pas être déterminés avec précision et confiance avec l'utilisation d'éléments d'interpolation d'ordre un. Les résultats pourraient éventuellement être améliorés avec l'utilisation d'éléments d'interpolation de deuxième ordre en acceptant une augmentation conséquente du temps de calcul. Il est estimé que l'utilisation de ces éléments n'est pas adaptée à ce type de modèle. En effet, la discrétisation de l'entrefer avec le respect des règles de maillage impose un grand nombre de Dofs et donc un temps de calcul trop conséquent avec l'utilisation d'éléments d'interpolation de deuxième ordre.

Une étude vibratoire en injectant des pressions magnétiques correspondant à des hauts rangs d'harmoniques dans un modèle mécanique n'est donc pas envisageable. En effet, le calcul des vibrations se fait en plusieurs étapes. En premier lieu, les forces d'excitations doivent être calculées. Dans un moteur, ces forces sont d'origines magnétiques [LB13] et nous avons vu que pour le modèle présent le contenu harmonique des grandeurs magnétiques n'est pas exploitable en l'état. Deuxièmement, une analyse modale est réalisée sur la structure. Cette étape nécessite la connaissance de plusieurs paramètres mécaniques inconnues avant réalisation d'un prototype. Ainsi, des mesures expérimentales sont primordiales pour identifier des paramètres du modèle vibratoire comme ex-

pliqué dans [PLU04] et appliqué dans la thèse de A.TAN-KIM [TK15], fruit d'une collaboration entre le laboratoire d'électromécanique de Compiègne et Valeo. Cette analyse expérimentale demande déjà un travail et une analyse rigoureuse [GAR09] [PLU04]. Une étude numérique vibratoire n'aurait alors de sens que si elle était corrélée avec une mesure expérimentale, en particulier lorsque l'on sait que le comportement vibratoire d'un système dépend du process [Pup16] [Zha04] [Mbe16] [Yan19] [San00] [Kit03] et de l'assemblage à son environnement [DUP00] [GAR09] [PLU04] [Fod15]. Une partie expérimentale n'a malheureusement pas été possible dans le cadre de cette thèse, les vibrations ne seront donc pas étudiées.

Il est rappelé que ces conclusions sont valables pour ce modèle particulier et dépendent des ressources informatiques et de temps à disposition. Elles pourraient ne pas être les mêmes avec des ressources illimitées, ce qui n'est évidemment pas le cas dans un contexte industriel où l'objectif est d'avoir des outils rapides et fiables.

Pour choisir le modèle à utiliser dans l'optimisation, nous nous concentrons donc sur la valeur moyenne du couple, sur le fondamental du flux magnétique et dans une moindre mesure au premier harmonique du couple. Nous choisissons le maillage correspondant à un modèle à 55 000 Dofs. L'écart relatif pour le premier harmonique est inférieur à 30%, celui pour le fondamental du flux inférieur à 10% tandis que la valeur moyenne du couple est dans tout les cas bien calculée. Le temps pour un point de calcul est de une minute avec la formulation en potentiel scalaire.

3.3 Utilisation de la technique de dilatation d'entrefer

3.3.1 Objectifs de la méthode

Une autre source d'incertitude dont il faut tenir compte lors de l'exploitation des résultats éléments finis est l'influence du process sur les performances du moteur. En effet, le process de fabrication induit des variations, appelées tolérances de fabrications, sur les différentes grandeurs géométriques de la machine. L'effet de ces tolérances est étudié par des méthodes statistiques sur des modèles numériques [Bal16] ou par des méthodes expérimentales [Pfi15]. Ces tolérances sont d'autant plus grandes pour une machine "low cost" ce qui justifie l'étude dans le cadre de cette thèse. Ces effets ont une incidence toute particulière sur une grandeur comme l'entrefer qui a un grand impact sur les performances de la machine et dont la valeur n'est pas connue avec précision [Pfi15]. De plus, les propriétés magnétiques du fer aux interfaces peuvent être dégradées lors de l'usinage, ce qui a pour effet d'augmenter l'entrefer magnétique de la machine. L'entrefer effectif étant défini comme un entrefer fictif agrandi, tenant compte de ces effets. Cette dégradation des propriétés magnétiques est un sujet complexe qui a été étudié dans de nombreux travaux [Kri14] [RAM12] [Sie13] [Mak00] [Leu16] [Pup16]

[Zha04]. Même sans ces effets, il est extrêmement complexe de connaître précisément les lois de comportements de matériaux (la loi $b(h)$ ici) et ce dans tous les domaines de la physique et pour tous types de matériaux, comme par exemple pour la conductivité électrique de roches [Gir19].

Il est donc intéressant de calculer les performances de la machine pour plusieurs valeurs d'entrefers et d'effectuer une étude de sensibilité à la variation de cette grandeur. Généralement, les maillages de modèles éléments finis, avec prise en compte d'un mouvement, doivent être adaptés pour chaque position, soit un remaillant totalement ou partiellement le modèle, soit en appliquant une déformation sur les éléments [WL13]. De plus, en présence de matériaux aux propriétés non-linéaires, il peut être utile d'utiliser la solution d'une position pour initialiser le processus itératif de la prochaine. Or, un changement de maillage impose une étape de projection de la solution précédente sur le nouveau maillage, ce qui engendre une perte d'information.

Deux méthodes permettant de ne pas modifier le maillage avec prise en compte d'un mouvement ont été développées au sein du laboratoire GREEN. La première, mise au point par B.Ristagno, est basée sur une projection de propriétés physiques sur le maillage. La deuxième méthode, développée dans ces travaux permet de ne pas modifier le maillage pour résoudre des problèmes éléments finis 3D avec un déplacement en translation selon un axe. Dans le cadre de cette thèse, ceci permettra de connaître les performances du moteur pour plusieurs entrefers sans remailler et ainsi pouvoir initialiser le processus itératif d'une position avec la solution de la précédente. Cette méthode est une extension sur un problème à plan axial 3D des travaux présentés dans [Fon17] et [Rä13] pour des problèmes 2D. Elle repose sur une adaptation de la formulation faible pour tenir compte du déplacement. Son principal avantage est alors sa facilité d'implémentation avec un changement de coordonnées dans un entrefer plan. Cette méthode peut être utilisée facilement dans tous logiciels de calculs éléments finis à condition d'avoir un contrôle des formulations faibles résolues. Dans un premier temps, la théorie de la méthode sera développée. Elle sera ensuite présentée à l'aide d'un exemple académique, un électro-aimant, avant d'être appliquée à la MGFA.

3.3.2 Théorie de la méthode de dilatation d'entrefer

- **Formulation :**

La méthode proposée peut être appliquée à un dispositif magnétique qui contient deux domaines (Ω_1 et Ω_2) séparés par un entrefer plan (Ω_e) comme montré sur la Figure 3.18. Ω_1 a un déplacement en translation selon l'axe-z. En utilisant cette méthode, le modèle est maillé pour une unique valeur d'entrefer e_d et le problème est résolu pour toutes les autres valeurs e_i sans changer la géométrie ni le maillage. Pour ceci un facteur de dilatation α est utilisé pour chaque position. L'entrefer constant $\Omega_d(x_d, y_d, z_d)$ est alors le résultat d'une dilatation selon l'axe-z des entrefers réels $\Omega_e(x, y, z)$ tel que : $x_d = x, y_d = y, z_d = \alpha z$ (voir la Figure 3.18).

Le jacobien J qui correspond à ce changement de coordonnées et son déterminant

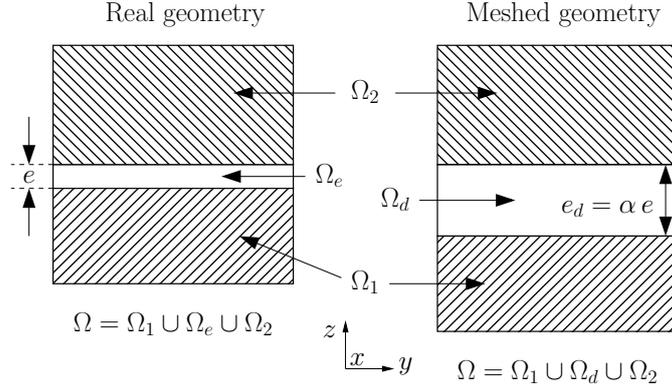


FIGURE 3.18 – Changement de repère

sont :

$$J = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{\alpha} \end{pmatrix}, |J| = \frac{1}{\alpha} \quad (3.4)$$

Nous rappelons la formulation faible du problème avec la formulation en potentiel scalaire et annulation de l'intégrale surfacique sur les bords du domaine :

$$\int_{\Omega_s} \mu_0 \mathbf{h}_s \cdot \mathbf{grad} w_n d\Omega - \int_{\Omega} \mu(|\mathbf{grad} \varphi|) \mathbf{grad} \varphi \cdot \mathbf{grad} w_n d\Omega = 0 \quad (3.5)$$

Pour résoudre une autre position (Ω_e) en gardant la géométrie maillée (Ω_d), le gradient de φ dans Ω_e doit être exprimé en fonction du gradient de φ dans Ω_d . En utilisant un tenseur symétrique d'ordre 2 nommé $\bar{\bar{\alpha}}$ dans la suite :

$$\mathbf{grad} \varphi|_{\Omega_e} = \begin{pmatrix} \frac{\partial \varphi}{\partial x} \\ \frac{\partial \varphi}{\partial y} \\ \frac{\partial \varphi}{\partial z} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{\partial \varphi}{\partial x_d} & \frac{\partial \varphi}{\partial x_d} \\ \frac{\partial \varphi}{\partial y_d} & \frac{\partial \varphi}{\partial y_d} \\ \frac{\partial \varphi}{\partial z_d} & \frac{\partial \varphi}{\partial z_d} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{\partial \varphi}{\partial x_d} \\ \frac{\partial \varphi}{\partial y_d} \\ \frac{\partial \varphi}{\partial z_d} \alpha \end{pmatrix} = \underbrace{\begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & \alpha \end{pmatrix}}_{\bar{\bar{\alpha}}} \mathbf{grad} \varphi|_{\Omega_d} \quad (3.6)$$

Seul l'entrefer, terme correspondant à la région dilatée, est modifié dans la formulation faible. En considérant l'équation (3.6) dans l'équation (3.5) il vient :

$$\int_{\Omega_s} \mu_0 \mathbf{h}_s \cdot \mathbf{grad} w_n d\Omega - \int_{\Omega_1 \cup \Omega_2} \mu(|\mathbf{grad} \varphi|) \mathbf{grad} \varphi \cdot \mathbf{grad} w_n d\Omega - \int_{\Omega_d} \mu_0 |J| \bar{\bar{\alpha}} \bar{\bar{\alpha}}^T \mathbf{grad} \varphi|_{\Omega_d} \cdot \mathbf{grad} w_n|_{\Omega_d} d\Omega = 0 \quad (3.7)$$

Pour cette méthode, seule la formulation en potentiel scalaire peut être utilisée pour les problème 3D. En effet, avec la formulation en potentiel vecteur, le rotationnel de \mathbf{a} dans Ω_e ne peut être exprimé en fonction du rotationnel de \mathbf{a} dans Ω_d du fait des termes croisés du rotationnel. En effet, α est facteur d'un seul des deux termes sur une ligne comme montré dans l'équation (3.8), ce qui empêche de retrouver le rotationnel de \mathbf{a} dans Ω_d . La dilatation pourrait éventuellement être utilisé avec ce potentiel en rentrant dans le code interne du logiciel pour modifier la définition du rotationnel. Ceci n'a pas été effectué dans cette thèse où les calculs préférentiels sont effectués avec la formulation en potentiel scalaire.

$$\mathbf{rot} \mathbf{a}|_{\Omega_e} = \begin{pmatrix} \frac{\partial a_z}{\partial y} - \frac{\partial a_y}{\partial z} \\ \frac{\partial a_x}{\partial z} - \frac{\partial a_z}{\partial x} \\ \frac{\partial a_y}{\partial x} - \frac{\partial a_x}{\partial y} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{\partial a_z}{\partial y_d} - \alpha \frac{\partial a_y}{\partial z_d} \\ \alpha \frac{\partial a_x}{\partial z_d} - \frac{\partial a_z}{\partial x_d} \\ \frac{\partial a_y}{\partial x_d} - \frac{\partial a_x}{\partial y_d} \end{pmatrix} \quad (3.8)$$

Après avoir résolu le problème, les grandeurs du post-processeur dans la région dilatée doivent être adaptées à l'aide du tenseur $\bar{\alpha}$.

• **Induction magnétique :**

— Méthode usuelle : $\mathbf{b} = -\mu_0 \mathbf{grad} \varphi$

— Dilatation : $\mathbf{b} = -\mu_0 \bar{\alpha} \mathbf{grad} \varphi|_{\Omega_d}$

Nous rappelons que $\varphi|_{\Omega_d}$ n'est pas le potentiel scalaire magnétique mais un potentiel scalaire modifié permettant d'assurer la divergence nulle de l'induction magnétique \mathbf{b} .

• **Coénergie magnétique :**

La Coénergie magnétique est une grandeur globale qui doit être intégrée. Le volume d'intégration doit donc être ajusté avec $|J| = \frac{1}{\alpha}$.

— Méthode usuelle : $W_{co} = \int_{\Omega_e} \frac{1}{2} \mu_0 |\mathbf{grad} \varphi|^2, d\Omega_e$

— Dilatation : $W_{co} = \frac{1}{\alpha} \int_{\Omega_d} \frac{1}{2} \mu_0 |\bar{\alpha} \mathbf{grad} \varphi|^2, d\Omega_d$

• **Tenseur de Maxwell :**

Le couple est calculé avec le tenseur de Maxwell moyenné dans un entrefer analogue a celui présenté dans la Figure 2.2. Il faut alors modifier l'équation (2.14) et diviser par e_d à la place de l'entrefer réel :

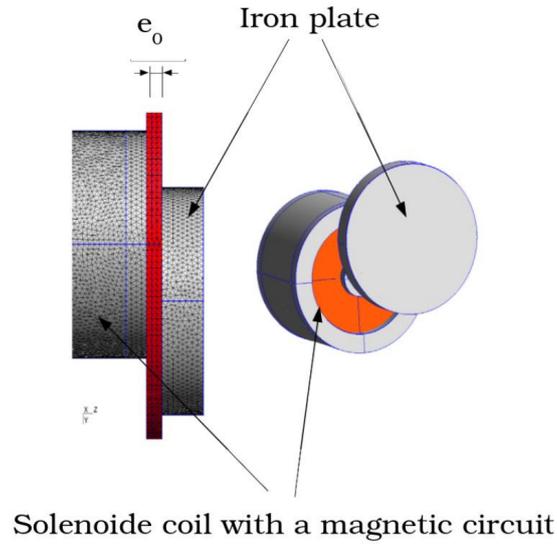


FIGURE 3.19 – Exemple pour la dilatation : Électro-aimant

$$\mathbf{Force} = \frac{1}{e_d} \int_{\Omega_f} T_m \mathbf{n} dV \quad (3.9)$$

Dans le tenseur de Maxwell, les composantes de l'induction sont calculées avec : $\mathbf{b} = -\mu_0 \bar{\alpha} \mathbf{grad} \varphi|_{\Omega_d}$.

3.3.3 Illustration et validation sur un exemple académique

La méthode est illustrée avec un problème académique, un électro-aimant avec une plaque en fer décentrée (voir la Figure 3.19). Elle est alors comparée à la méthode usuelle où toutes les positions sont remaillées. La force suivant toutes les directions s'appliquant à la plaque est calculée par les deux méthodes pour plusieurs valeurs d'entrefer.

En utilisant la méthode de dilatation, seul un maillage pour un unique entrefer e_0 est nécessaire. e_0 est alors choisi afin d'obtenir une bonne qualité de maillage sans trop augmenter le nombre d'éléments. Puis, le facteur de dilatation $\alpha = \frac{e_0}{e}$ est calculé, e étant l'entrefer réel. Ce coefficient α est utilisé dans la formulation comme expliqué dans la partie précédente. Par exemple, pour trois calculs correspondant à trois valeurs d'entrefer (voir la Figure 3.20) avec la méthode usuelle, trois maillages et trois résolutions sont nécessaires. Il vient donc : $\text{Temps}_{\text{CPU}} = 3 \text{ Temps}_{\text{Maillage}} + 3 \text{ Temps}_{\text{Résolution}}$.

Pour résoudre les mêmes problèmes avec la méthode proposée, $e_0 = 3\text{mm}$ est choisi et les trois facteurs de dilatations $\alpha_i = \frac{e_0}{e_i}$ sont calculés avec :

- $\alpha_1 = 3/1 = 3$ pour résoudre $e = 1 \text{ mm}$;
- $\alpha_2 = 3/2 = 1.5$ pour résoudre $e = 2 \text{ mm}$;

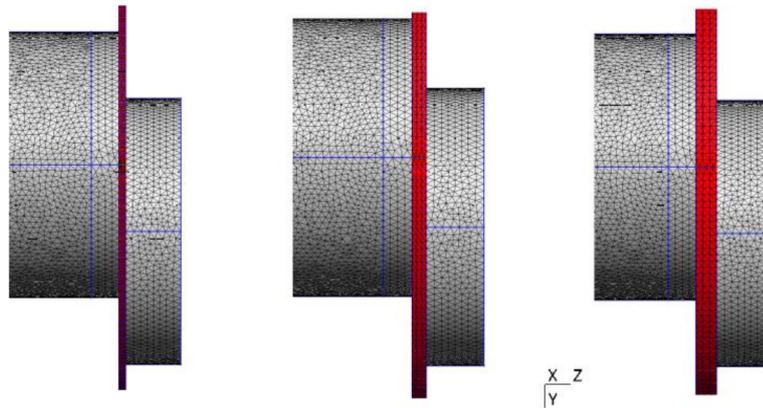


FIGURE 3.20 – Trois positions avec la méthode usuelle

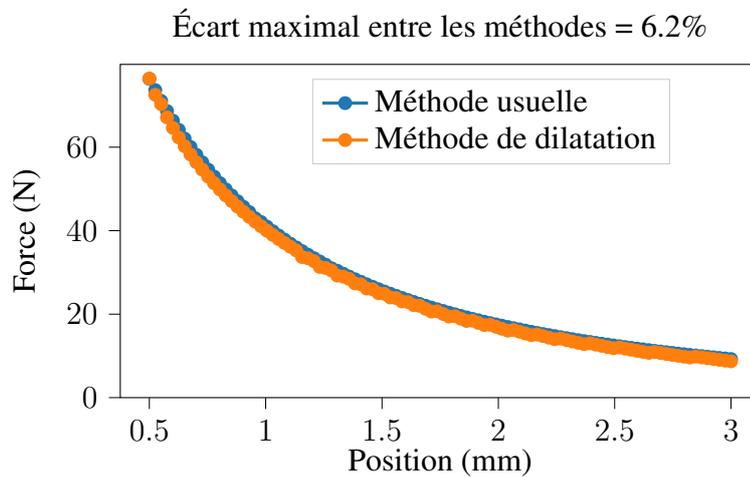


FIGURE 3.21 – Force selon l'axe Z

— $\alpha_3 = 3/3 = 1$ pour résoudre $e = 3$ mm.

Dans ce cas, $\text{Temps}_{\text{CPU}} = \text{Temps}_{\text{Maillage}} + 3 \text{ Temps}_{\text{Résolution}}$.

Le problème est résolu pour 100 valeurs d'entrefers avec une perméabilité $\mu(|\mathbf{b}|)$ linéaire puis non-linéaire dans le fer. En comparant les deux méthodes, le maximum d'écart relatif sur les trois composantes de la force et la coénergie est de 6%. Elle est inférieure à 2% pour la plupart des positions comme le montre les Figures 3.21, 3.22 et 3.23.

Les résultats pour les temps de calcul sont résumés dans la Table 3.3 avec comme unité le *per unit* qui ramène à 1 les temps maximaux de chaque ligne du tableau. Avec la méthode proposée, une seule géométrie est maillée à la place de 100 pour la méthode usuelle. Que ce soit pour le problème linéaire ou non-linéaire, le temps de maillage est donc divisé par 100 (le nombre de positions) avec la méthode de dilatation. Pour le problème linéaire, le temps de résolution est le même pour les deux méthodes. En

axe-X: Écart maximal entre les méthodes = 2.8%

axe-Y: Écart maximal entre les méthodes = 3.4%

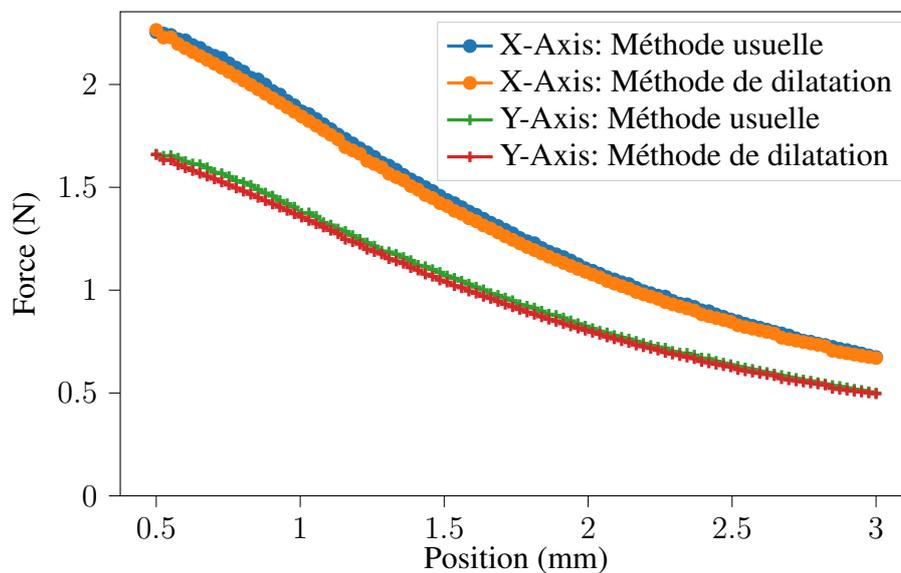


FIGURE 3.22 – Force selon l'axe X et Y

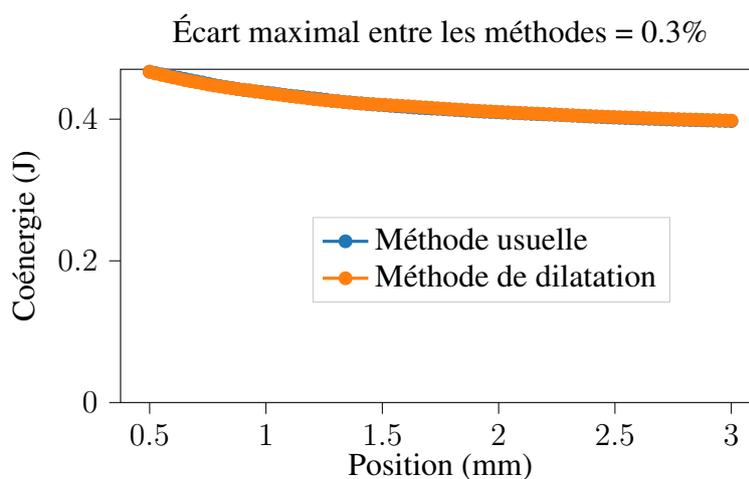


FIGURE 3.23 – Coénergie électro-aimant

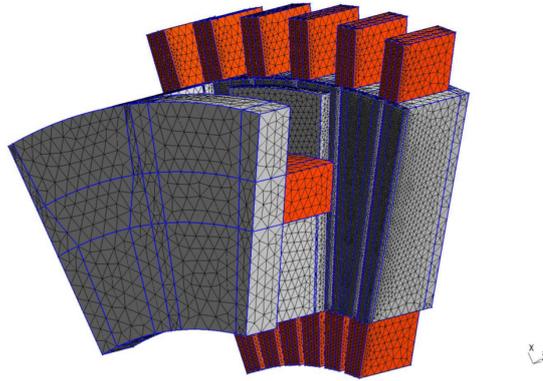


FIGURE 3.24 – Modèle utilisé pour la dilatation

revanche, avec une perméabilité non-linéaire $\mu(|\mathbf{b}|)$, le temps de résolution est fortement réduit avec la méthode de dilatation. Ceci est dû à une meilleure initialisation de la méthode du point fixe dans le processus itératif. En effet, la méthode garde le maillage inchangé entre chaque position, ce qui permet d’initialiser la résolution non-linéaire avec la solution de la position précédente. La convergence est atteinte en deux ou trois itérations à la place de 8 et le temps de résolution divisé par 7 pour ce problème (le gain de temps dépend du niveau de saturation magnétique, du nombre d’inconnues du problème, du nombre de positions).

TABLE 3.3 – Dilatation : Temps pour l’électro-aimant

Pour Nb = 100 positions	Méthode usuelle	Méthode de dilatation
Problème linéaire :		
Temps de maillage (per unit)	1	1/Nb
Temps de résolution (per unit)	1	1
Problème non-linéaire :		
Temps de maillage (per unit)	1	1/Nb
Temps de résolution (per unit)	1	1/7

3.3.4 Dilatation d’entrefer sur un modèle éléments finis 3D de moteur

La méthode est maintenant appliquée au modèle périodique de la MGFA (Figure 3.24). L’objectif est de calculer le couple développé par la machine pour plusieurs valeurs d’entrefers. Avec la méthode de dilatation, pour une position angulaire donnée,

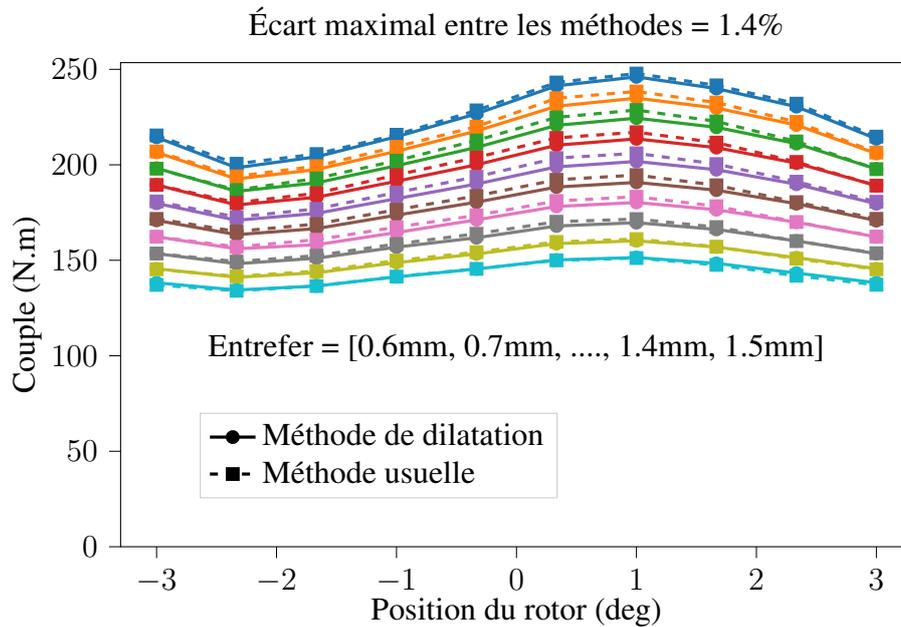


FIGURE 3.25 – Couple en utilisant la dilatation

un maillage seulement est effectué en utilisant une valeur constante d'entrefer e_d . Pour cette position angulaire, le couple est alors calculé pour toutes les valeurs d'entrefer en appliquant différents facteurs de dilatation. La résolution non-linéaire est alors initialisée avec la solution de l'entrefer précédent. La méthode est comparée à la méthode usuelle pour laquelle toutes les positions angulaires et valeurs d'entrefer sont maillées. Le problème est résolu pour 10 positions angulaires et 10 valeurs d'entrefers de 0.6mm à 1.5mm. Pour la méthode de dilatation, la géométrie est maillée pour $e_d = 1.5mm$ et les facteurs de dilatations sont donc compris entre 1 et 2.5. Le maximum d'écart relatif sur la moyenne du couple est inférieur à 2% comme le montre la Figure 3.25.

Le temps de maillage est divisé par 10 (correspondant au nombre d'entrefers) et le temps de résolution par 1.8 grâce à une meilleure initialisation du processus itératif. En effet, le critère de convergence est atteint en deux fois moins d'itérations environ. La comparaison des différents temps est résumée dans Table 3.3.

La méthode nous a également servi à calculer les forces axiales s'exerçant sur la partie centrale en fonction d'un décentrage. Ceci peut servir à dimensionner les parties mécaniques (paliers, roulements) lors de la conception du moteur. Pour effectuer ceci, le modèle utilisé est le modèle complet sur deux entrefers, la symétrie n'étant plus effective avec un décentrage. Un coefficient de dilatation est alors appliqué dans les deux entrefers de façon à décaler la partie centrale sans modifier le maillage. La somme des deux entrefers est bien sûr gardée constante. Les résultats sont présentés sur la Figure 3.26. Les valeurs limites $\alpha = 0$ et $\alpha = 2$ correspondent aux collages des pièces extérieures sur la partie centrale, elles ne sont donc pas calculées. La force est calculée par la méthode

TABLE 3.4 – Dilatation : Temps pour la MGFA

$N_{bp} = 10$ positions	Méthode usuelle	Méthode de dilatation
$N_{ba} = 10$ entrefers		
Temps de maillage :	$N_{bp}N_{ba} \cdot 17s = 28min$	$N_{bp} \cdot 17s = 2min50s$
Temps de résolution	1h37min	54min
Temps CPU	2h 5min	57min

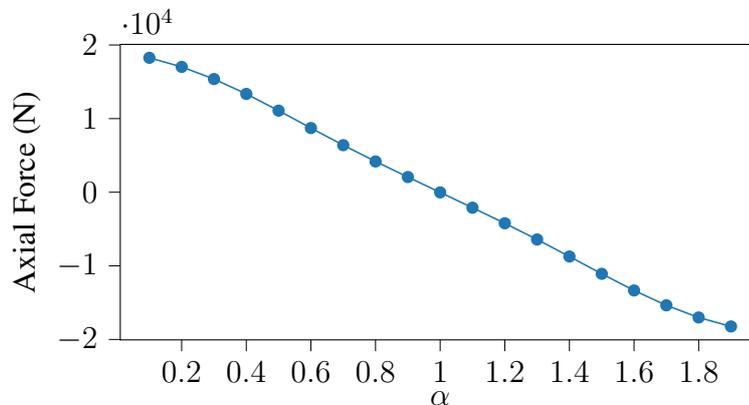


FIGURE 3.26 – Force axiale en fonction du décentrage

du tenseur de Maxwell.

3.3.5 Conclusion de la méthode

La méthode permet de résoudre le problème pour plusieurs valeurs d'entrefer avec un simple ajustement de la formulation. Son principal avantage est alors sa facilité d'implémentation. Pour ce modèle d'étude, une réduction non négligeable du temps CPU a été obtenue tout en conservant une précision équivalente avec un écart relatif maximum entre les méthodes de 6%. Les performances du moteur peuvent donc être encadrées avec les performances de plusieurs entrefers. Nous rappelons que le gain de temps dépend du niveau de saturation magnétique, du nombre d'inconnues du problème et du nombre de positions calculées. Un unique entrefer est maillé et doit être choisi. Ce choix dépend du problème à résoudre mais quelques règles de bon sens doivent être respectées. Si e_d est trop grand, le nombre d'inconnues augmentera ainsi que le temps CPU ce qui fera perdre le bénéfice de la méthode. De plus, il a été observé qu'une valeur trop élevée de α ne donne pas des résultats satisfaisants. Pour appliquer cette méthode à d'autres problèmes, il faudra à minima valider les points extrêmes (valeurs minimales et maximales d'entrefer) en les comparant à la méthode usuelle. Il est probable que cette méthode soit adaptée à une formulation dynamique pour laquelle l'entrefer est fonction

du temps. Nous n'avons pas eu le temps de la valider pour ce type de problème dans le cadre de ces travaux.

Chapitre 4

Dimensionnement de machines à griffes à flux axial

Sommaire

Introduction	88
4.1 Limites des simulations réalisées	88
4.2 MGFA avec bobinage à pas entier	91
4.2.1 Dimensionnement magnétique	91
4.2.2 Démarche de dimensionnement du moteur	92
4.2.3 Performances du moteur dimensionné	96
4.3 MGFA avec bobinage à pas fractionnaire	99
4.3.1 Bobinage à pas fractionnaire	99
4.3.1.1 Définition et caractéristiques	99
4.3.1.2 Construction du bobinage à pas fractionnaire	100
4.3.2 Machine à griffes trapèzes	103

Introduction

Suite à l'analyse sur les grandeurs calculées par le modèle éléments finis de la MGFA, la méthode présentée au chapitre 2 est maintenant utilisée pour dimensionner des moteurs remplissant le cahier des charges détaillé dans le chapitre 1. En effet, il est considéré que les grandeurs utiles au dimensionnement (moyenne et ondulation de couple et fondamental du flux magnétique) sont calculées avec assez de confiance pour être utilisées dans l'optimisation. Le but est maintenant de dimensionner des moteurs répondant aux performances souhaitées en prenant en compte les différentes contraintes industrielles afin de réduire les coûts de production. En outre, l'application étant de la traction automobile, une attention toute particulière sera portée au respect de l'encombrement maximal autorisé, au comportement thermique (via les densités de courant) et au rendement du moteur. Ces dimensionnements se feront donc à l'aide de la méthodologie et de la dernière optimisation retenue dans le chapitre 2.

Dans un premier temps, les limites des modèles utilisés pour ces dimensionnements sont rappelées afin de comprendre et d'exploiter pertinemment les résultats obtenus. Ceci permettra une prise de recul primordiale sur les simulations réalisées ainsi que sur les attentes et les précautions à avoir dans le cadre d'un hypothétique prototypage.

Ensuite, la méthode de dimensionnement est appliquée à une machine avec bobinage à pas entier, correspondant à la machine initiale proposée par Valeo. Nous pourrons alors voir l'influence des contraintes industrielles avec une modification de la machine dans le but de simplifier le process. De plus, le fait que le fonctionnement optimal du moteur ne soit pas celui du système sera pris en compte. Même si le convertisseur n'est pas simulé, un ajustement sera réalisé afin de se rapprocher d'un compromis pour obtenir un meilleur rendement du système onduleur/machine. Cette partie permettra de valider la pertinence du choix d'optimisation. Néanmoins, la machine obtenue ne sera pas idéale d'un point de vue process, ce qui amènera à une réflexion sur la structure et le bobinage de l'induit.

Après cette première utilisation, la méthode de dimensionnement est appliquée à une autre classe de machine ayant un bobinage dit à *pas fractionnaire*. Ce type de bobinage, avec ses avantages et inconvénients, sera dans un premier temps détaillé avant d'être mis en place sur les modèles de l'induit.

4.1 Limites des simulations réalisées

Comme explicité précédemment, en particulier dans le chapitre 3, la méthode des éléments finis ne peut donner qu'une image approchée des phénomènes réels. Ceci est dû d'une part à la discrétisation discrète du problème mais aussi et surtout au fait que

certaines phénomènes ou grandeurs ne peuvent être calculés ou connus avec précision. La cause peut être une connaissance imprécise des propriétés des matériaux, de l'influence du process ou du fait que le moteur fait partie d'un système incluant d'autres organes. L'intégration de ces organes mécaniques (roulements, paliers..), thermiques (système de refroidissement) ou d'alimentations (onduleur) va perturber le fonctionnement du moteur ou induire des phénomènes couplés qui ne sont généralement pas pris en compte dans les simulations même si des travaux actuels [Par08] traitent tout de même des couplages entre formulations magnétiques et thermiques ou mécaniques. Une liste non-exhaustive de ces phénomènes ou grandeurs dans le cadre des moteurs électriques est dressée ci-dessous dans le but de prendre du recul sur les résultats qui seront obtenus.

A) Propriétés des matériaux :

Les propriétés magnétiques, mécaniques, thermiques des matériaux ne sont généralement pas connues parfaitement dans les dispositifs magnétiques.

- la perméabilité magnétique $\mu(|\mathbf{b}|)$ dépend de l'usinage des différentes pièces [Sie13] [Mak00] [Leu16] [RAM12], ce qui n'est pas considéré lors de la caractérisation des matériaux. De plus, comme dans la plupart des modèles, le cycle d'hystérésis de la loi de comportement et l'influence de la température ne sont également pas pris en compte. Il est considéré dans le modèle que la perméabilité ne dépend que de la norme de l'induction magnétique ;
- les coefficients de transfert et la conductivité thermique sont également difficilement estimables avec précision. En effet, le process comme par exemple le feuilletage des tôles ou simplement la configuration des spires dans la bobine doivent être pris en compte afin d'estimer des coefficients de transferts globaux par région, ce qui est extrêmement difficile voir impossible sans mesures expérimentales [Sta10] [Bog06] [Val08]. La température exacte du système ne pourra pas être connue, ce qui impactera l'estimation d'autres grandeurs dépendant de la température ;
- les coefficients mécaniques, module de Young et coefficient de Poisson ne sont en général pas connus avant la réalisation d'un prototype. Nous pourrions prendre comme exemple l'influence du process comme le feuilletage des tôles qui induit une anisotropie dans les propriétés mécaniques [Pup16] [Zha04].

B) Pertes Joule :

Les pertes Joule sont calculées à l'aide de la résistivité qui dépend fortement de la température. Or, la connaissance imprécise des coefficients de transfert thermique ainsi que la difficulté de prendre en compte les systèmes de refroidissements font que celle-ci n'est pas connue parfaitement. De plus, les têtes de bobines ne sont pas modélisées dans le modèle, les pertes Joule seront donc seulement approchées. Enfin, les effets de proximités des spires n'est pas pris en compte. Nous notons que des travaux permettent de prendre en compte ces effets en évitant de dessiner

toutes les spires une à une, ce qui augmenterait le temps de résolution [Gys07]. La vitesse de la machine est lente et ces effets seront vraisemblablement négligeables.

C) Pertes fer :

Ils n'existent pas de formules universelles pour le calcul des pertes fer. Les différents travaux effectués [Egg12] [Bar04] [Xue18] [Bou05] [Gim11] [Bog03] (le plus répandu étant le modèle de A. Boglietti [Bog03] s'inspirant des travaux de G. Bertotti [Ber88]) n'autorisent pas d'estimation précise de ces pertes mais permettent tout de même de rendre compte des tendances en fonction de la fréquence ou du carré de la fréquence ainsi que de la température [Kri13]. Ces modèles contiennent des coefficients d'ajustement qui permettent de minimiser les écarts entre la formule et les mesures réalisées sur les matériaux bruts. L'influence du process ne peut être pris en compte lors de l'estimation des ces pertes qui restent à ce jour l'une des principales difficultés du domaine.

D) Entrefer :

Comme détaillé précédemment, l'entrefer est une grandeur d'importance majeure qui influe sur les performances de la machine et n'est pas connue avec précision [Pfi15].

E) Pertes mécaniques :

Les pertes mécaniques ne sont pas pris en compte dans le modèle. Elles dépendent des différents composants mécaniques (comme le type de roulement) et de l'assemblage de ces éléments [Ego16]. Ces pertes sont difficilement estimables avant la création d'un prototype. Le rendement du système en sera donc impacté.

F) Vibration :

Comme explicité précédemment, les vibrations de moteurs électriques sont un sujet d'une grande complexité et s'appuient en grande partie sur des résultats expérimentaux [Pup16] [Zha04] [Ver94] [Lan06] [Iam16] [DUP00] [GAR09] [PLU04] [TK15] [Zhu12] [Lee18] [Bec05] [Nam17] qui n'ont pas été possibles dans cette thèse. Au mieux pourrions nous connaître l'ordre de grandeur des fréquences propres du système. Pour les sources d'excitations, les études par la méthodes des éléments finis nécessitent le calcul d'harmoniques de hauts rangs sur les grandeurs magnétiques qui ne peuvent être déterminées avec ce modèle. Ces vibrations ne seront donc pas pris en compte. Les ondulations du couple seront néanmoins un facteur primordial lors du dimensionnement.

G) Pertes du convertisseur :

Le convertisseur n'est pas modélisé pour le dimensionnement de ce moteur. Pourtant, sa prise en compte est essentielle pour garantir un fonctionnement satisfaisant du système. En effet, une MLI associée à une commande permet de fonctionner à couple maximal de la machine en imposant un déphasage nul entre le courant statorique et la force électromotrice induite. Néanmoins, cette stratégie conduirait à un mauvais facteur de puissance au niveau du stator qui dégraderait fortement le rendement du convertisseur. Nous rappelons que le facteur de

puissance correspond au cosinus de l'angle de déphasage ϕ entre les courants et tensions. Les pertes dans l'onduleur ont tendance à être minimal, lorsque le facteur de puissance est maximal (car cela minimise le courant commuté par l'onduleur) [Mul10]. Nous veillerons donc à maintenir un facteur de puissance acceptable pour les points de fonctionnement.

Le modèle ne prendra donc pas en compte les pertes mécaniques, les pertes fer et sera sujet à des incertitudes sur la valeur de l'entrefer, les pertes Joule et les vibrations. Les performances calculées seront donc sûrement surestimées par rapport à une machine réelle. Néanmoins, les modèles résolus par la méthode des éléments finis permettent d'obtenir un ordre de grandeur des performances du moteur. De plus, le plus grand intérêt de la méthode pour ce type de dimensionnement est de comparer plusieurs machines évaluées dans un même cadre. Par exemple, il semble acceptable d'estimer que si les pertes Joule calculées sur une machine sont plus faibles que pour une autre, dimensionnée dans le même cadre et avec les mêmes hypothèses, la tendance sera la même dans la réalité. Le même raisonnement peut être appliqué pour les autres grandeurs (valeur moyenne et ondulation du couple...). Les modèles serviront alors à comparer plusieurs machines dimensionnées dans le même cadre, en particulier lors des optimisations, et ainsi pouvoir converger vers les moteurs répondant le mieux aux attentes.

4.2 MGFA avec bobinage à pas entier

Nous présentons dans cette partie le dimensionnement de la structure initiale proposée. Comme nous le verrons, cette structure sera modifiée, ce qui donnera lieu à d'autres optimisations et dimensionnements.

4.2.1 Dimensionnement magnétique

Nous rappelons brièvement le cahier des charges du moteur.

- deux points critiques à 4kW sont à considérer. Ces points correspondent à des couples et vitesses de : $(190N.m / 200tr.min^{-1})$ et $(77N.m / 500tr.min^{-1})$;
- le diamètre extérieur maximal autorisé est de 30cm et la longueur axiale de 15cm ;
- la batterie d'alimentation délivre une tension de 48V ;
- le courant maximal supporté par les composants de l'onduleur est de 300A.

L'optimisation réalisée a pour objectif le dimensionnement magnétique, correspondant à la géométrie du moteur. L'encombrement d'une machine étant lié au couple maximal ciblé, seul le point à 190N.m sera étudié. Cette première optimisation porte sur la structure initiale présentée dans le chapitre 2. Elle est composée de deux inducteurs à griffes de formes trapèzes disposés de part et d'autre d'un induit symétrique à encoches semi-fermées. Le modèle utilisé est un modèle périodique similaire à celui qui a servi pour

les études du chapitre 3. Ces études ont en outre permis de choisir le modèle avec le maillage et le temps de calcul satisfaisant (1min pour un point non-linéaire avec la formulation scalaire). Le bobinage de l'induit est un bobinage réparti à pas entier classique comme présenté par la Figure 2.11. Un bobinage à pas entier signifie simplement que le nombre d'encoches par pôle et par phase est un entier.

Il est rappelé que l'optimisation choisie dans le chapitre 2 est la minimisation des pertes Joule à encombrement maximal autorisé avec comme contraintes un couple moyen minimal C_{mref} de $200N.m$ (nous choisissons $200N.m$ pour avoir une marge car la formulation scalaire a tendance à surestimer le couple) et une ondulation maximale de 30%. L'autonomie, directement liée au rendement du moteur, étant la principale difficulté des véhicules électriques, ce choix semble pertinent. De plus, la minimisation des pertes Joule va naturellement limiter les densités de courant et le comportement thermique. Les variables de l'optimisation sont :

- 13 variables géométriques continues ;
- les densités de courant stator et rotor (bornées à $9A.mm^{-2}$) ;
- le nombre de paires de pôles.

L'optimisation est :

$$\begin{aligned} & \underset{x}{\text{minimiser}} && Pj(x) \\ & \text{sujet à} && O_c(x) - O_{cref} \leq 0 \\ & && C_{mref} - C_m(x) \leq 0 \\ & \text{et} && X[i]_{min} \leq x[i] \leq X[i]_{max}, \quad i = 1, \dots, Dim. \end{aligned}$$

Cette optimisation a convergé et permis de trouver le moteur représenté sur la Figure 4.1. Les pertes Joule sont de $1100W$, le couple moyen vaut $201N.m$ et l'ondulation 30%. Le couple sur deux pas dentaires de cette machine est tracé sur la Figure 4.2. La machine atteint les performances souhaitées et valide le choix d'optimisation. L'inducteur obtenu est non-intuitif avec des griffes fortement dissymétriques selon les pôles. Néanmoins, le bobinage de ce type d'encoches semi-fermées, qui plus est sur une structure à flux axial, s'est révélé difficile à réaliser après échange avec l'entreprise Valeo.

Pour faciliter le process de bobinage, les encoches ont été ouvertes pour obtenir l'induit de la Figure 4.3. Malheureusement, l'ouverture des encoches a provoqué une nette augmentation de l'ondulation de couple. Pour pallier ce problème, les encoches ont été vrillées, ce qui a donné l'induit illustré sur la Figure 4.4. L'angle de vrillage a bien sur été choisi après une étude pour garantir des ondulations acceptables sans trop dégrader le rendement. Les performances de la machine obtenue sont présentées dans la Table 4.1.

4.2.2 Démarche de dimensionnement du moteur

L'optimisation a donc permis de trouver un dimensionnement magnétique de la structure qui permet d'obtenir un couple moyen de $195N.m$ avec des pertes Joule ac-

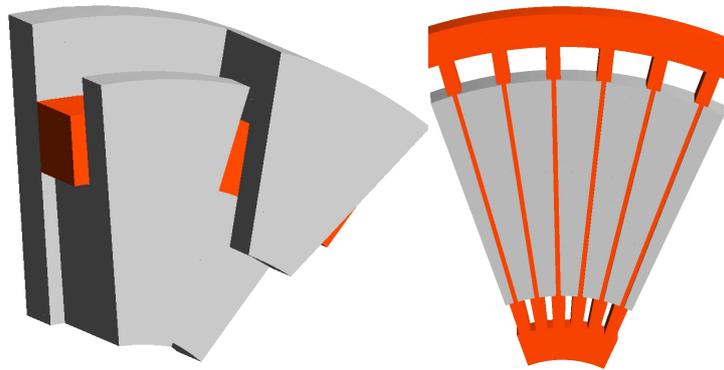


FIGURE 4.1 – Inducteur et induit après la première optimisation

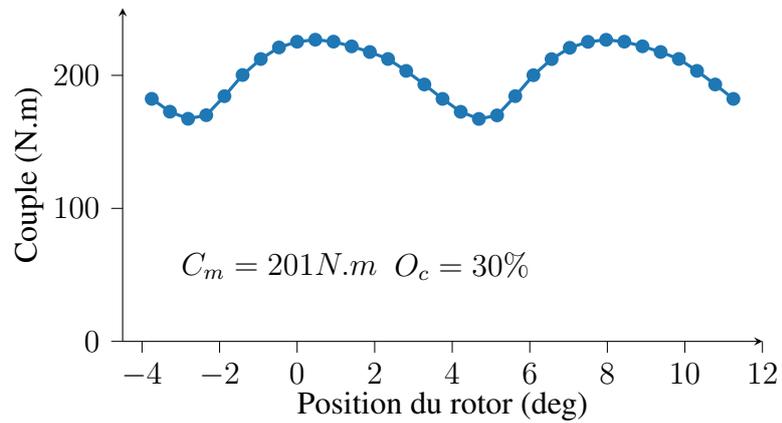


FIGURE 4.2 – Couple après la première optimisation

Type inducteur	Griffes trapèzes
Type induit	Encoches ouvertes vrillées (voir Figure 4.4)
Nombre d'encoches	48
Nombre de paire de pôles	8
Couple moyen	195 $N.m$
Ondulation de couple	38%
Pertes Joule	1150 W

TABLE 4.1 – Performances de la machine à encoches vrillées



FIGURE 4.3 – Encoches ouvertes

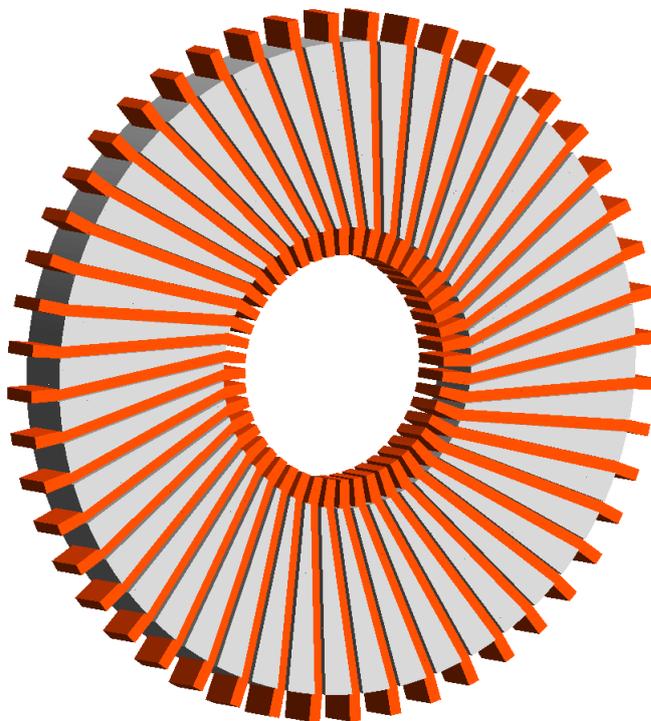


FIGURE 4.4 – Encoches ouvertes vrillées

ceptables. Pour le dimensionnement final du moteur, nous nous concentrons sur les deux points critiques à $(190N.m / 200tr.min^{-1})$ et $(77N.m / 500tr.min^{-1})$. Si le moteur peut atteindre ces points critiques, il pourra fonctionner sur toute la plage désirée. La difficulté est la tenue en vitesse (notée Ω) au point à $500tr.min^{-1}$. Pour ceci, il est possible d'utiliser un défluxage de la machine, c'est à dire une baisse du flux inducteur, afin d'atteindre les vitesses désirées. Il faudra alors cibler un courant inducteur adéquat pour ce point à plus haute vitesse. De plus, le choix du nombre de spires à l'induit N_s , qui fixera le courant statorique I_s , doit être choisi afin de respecter les contraintes en courant et tension maximale délivrée par la batterie.

Avec une batterie de 48V et une MLI associée à une commande vectorielle, la tension efficace autorisée en sortie d'onduleur pour les phases couplées en étoiles est de $\frac{48}{\sqrt{2}\sqrt{3}} = 20V$ [Ret08]. Pour avoir une marge dans notre dimensionnement, nous prenons $V_{b_{max}} = 17V$, qui est alors la tension limite pour MLI avec commande intersective ($V_{max} = \frac{48}{2\sqrt{2}}$). Le courant maximal autorisé dans une phase ($I_{b_{max}}$) est de 300A, courant correspondant au courant limite que peut passer les composants de l'onduleur. Les deux bobinages d'induit étant mis en parallèle, le courant limite devient 150A.

Le but est donc de trouver d'une part un couple (N_s / I_s) et d'autres part des valeurs des courants inducteurs pour le défluxage permettant de vérifier pour les deux points ciblés :

$$\begin{cases} R_s I_s + \frac{d\Phi_s}{dt} \leq V_{b_{max}} \\ I_s \leq I_{b_{max}} \end{cases} \quad (4.1)$$

Nous rappelons que les courant statoriques commutent à position de couple maximal. Ceci est rendu possible car l'alimentation choisie est une alimentation par onduleur avec MLI (modulation de largeur d'impulsions) associée à une commande vectorielle. Les courants sont alors considérés sinusoïdaux et l'angle ψ , correspondant au déphasage entre I_s et la force électromotrice E créée par l'inducteur, peut être contrôlé. Ces différentes grandeurs sont représentées par un diagramme de Fresnel sur la Figure 4.5, L_s étant l'inductance cyclique de l'induit. Une alimentation par MLI, sous réserve d'avoir les capteurs de positions et de courants adéquats, permet de fonctionner à couple maximal, c'est à dire pour $\psi = 0$ [Mul10], et d'obtenir des courants quasi-sinusoïdaux. La machine pourra fonctionner à couple maximal, ce qui revient à mieux utiliser le moteur thermiquement, avec un couple relativement lisse. Les courants imposés à l'induit lors de l'optimisation sont alors tels que $\psi = 0$.

Néanmoins, le rendement de l'onduleur est directement lié au facteur de puissance qui correspond au cosinus de l'angle de déphasage (ϕ) entre I_s et V_s . Ce rendement a tendance à être maximal lorsque le facteur de puissance est maximal, ce qui n'est pas obtenu pour $\psi = 0$. Une fois l'optimisation réalisée, la machine pourra alors être légèrement "déclassée", c'est à dire ne plus fonctionner à $\psi = 0$, dans le but d'augmenter le facteur de puissance et le rendement de l'onduleur. Pour ce faire, les courants statoriques peuvent être légèrement déphasés afin de diminuer l'angle ϕ . Le rendement du moteur diminuera. Afin de prendre en compte le système machine/onduleur dans son

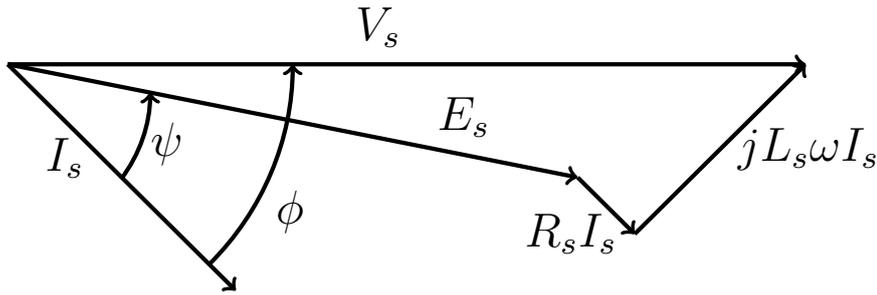


FIGURE 4.5 – Diagramme de Fresnel de la machine synchrone

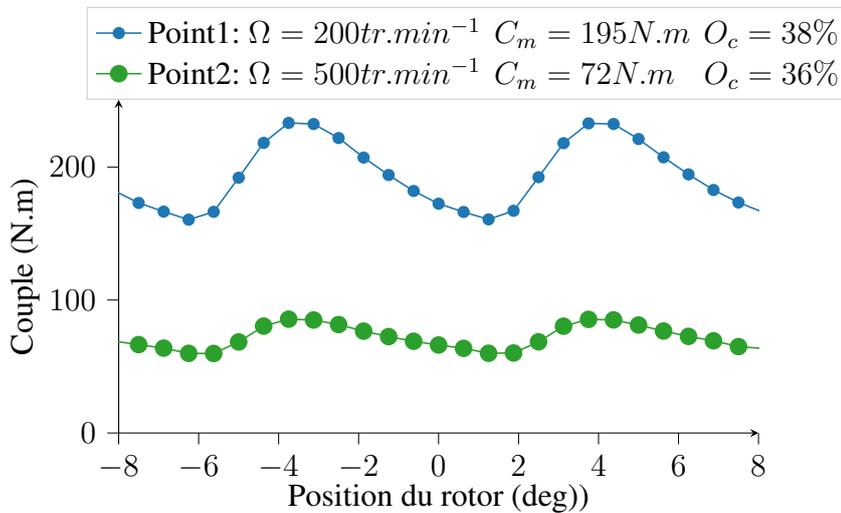


FIGURE 4.6 – Couples obtenus avec induit vrillé pour les deux points de fonctionnement

ensemble, le produit $\eta \cos \phi$ sera maximisé, η étant le rendement du moteur.

Pour résumer, nous voulons atteindre les performances des deux points à 4kw sans dépasser les courants et tensions maximales admissibles tout en maximisant le produit $\eta \cos \phi$ en jouant sur les trois leviers suivant :

- le choix du nombre de spires par phases (N_s) au stator ;
- le choix du courant inducteur permettant le défluxage au point (77N.m / 500tr.min⁻¹) ;
- le choix de l'angle ψ et de la valeur des courants statoriques afin de maximiser le produit $\eta \cos \phi$ et ainsi prendre en compte l'organe d'alimentation.

4.2.3 Performances du moteur dimensionné

En tenant compte de ces précédents points, nous avons alors convergé vers un moteur dont les caractéristiques sont données dans la Table 4.2. Le moteur peut fonctionner aux deux points de fonctionnement désirés avec un rendement (calculé avec les seules pertes

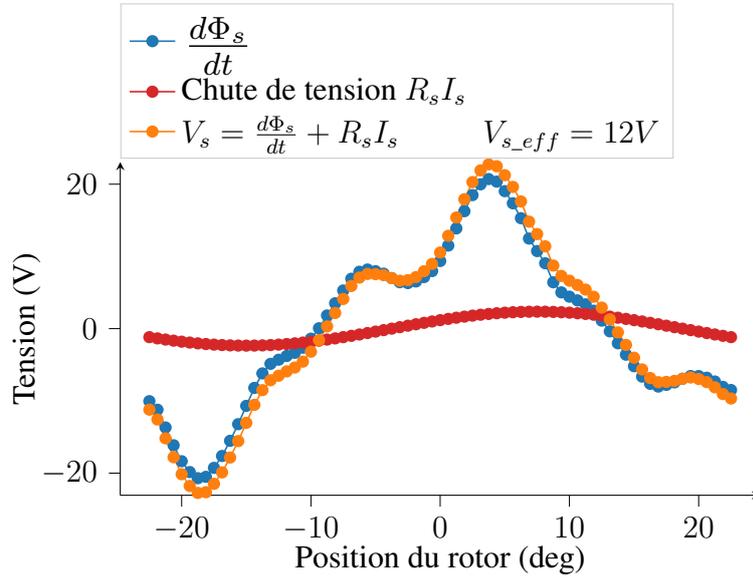


FIGURE 4.7 – Caractéristiques électriques pour le point (190N.m / 200tr.min⁻¹)

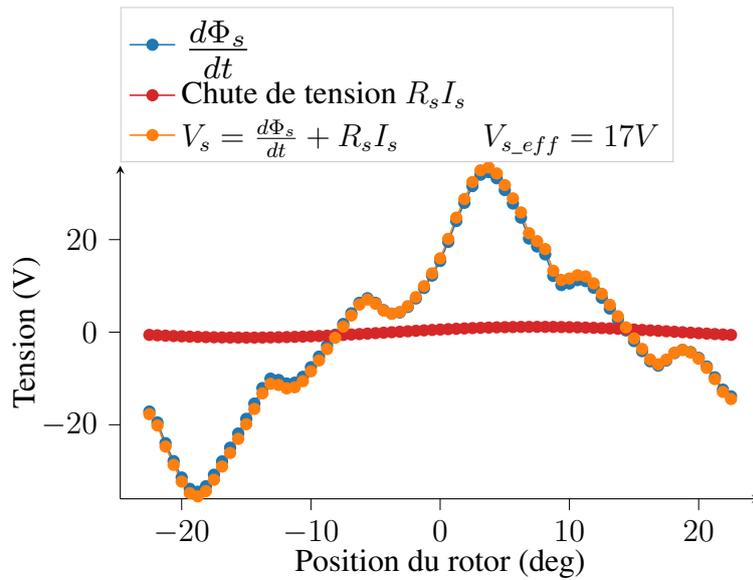


FIGURE 4.8 – Caractéristiques électriques pour le point (77N.m / 500tr.min⁻¹)

-	Point 1	Point 2		
$\Omega(tr.min^{-1})$	200	500	Induit : $J_{max}(A.mm^{-2})$	7.1
$C_m(N.m)$	195	71	Inducteur : $J_{max}(A.mm^{-2})$	6.33
$O_c(\%)$	37	36	Masse Cu (kg)	14.3
$\eta(\%)$	0.78	0.90	Masse Fer (kg)	41
$\cos \phi$	0.81	0.89	Nb Pôles	16
$\eta \cos \phi$	0.62	0.80	Nb Encoches	48
$V_{s_eff}(V)$	12	17	Ns Induit	6
$I_{s_eff}(A)$	90	44	Ns Inducteur	190
			Lz / Rext (cm)	15 / 15

TABLE 4.2 – Performances de la machine à inducteur à griffes trapèzes et induit à encoches vrillées

Joule) supérieur à 80%. Il est rappelé, que les deux points de fonctionnement détaillés sont des points limites, le moteur évoluera la majorité du temps à des points moins contraints permettant un meilleur rendement. Nous notons que l'optimisation réalisée en amont a bien contrôlé naturellement le comportement thermique avec des densités de courant sur fil inférieures à $7A.mm^{-2}$. Les couples des deux points de fonctionnement sont tracés sur la Figure 4.6. Les différentes tensions aux vitesses respectivement de $200tr.min^{-1}$ et $500tr.min^{-1}$ sont tracées sur la Figure 4.7 et la Figure 4.8. V_{s_eff} est alors égale à l'amplitude du fondamental de V_s (obtenu par application d'une FFT) divisé par $\sqrt{2}$. L'alimentation devrait permettre d'obtenir une tension avec un fondamental de même amplitude et phase. Néanmoins, le signal comportera des harmoniques hautes fréquences qui seront répercutés sur le courant, ce qui pourra impacter le couple.

Cette première investigation est encourageante car elle a permis le dimensionnement d'un moteur répondant au cahier des charges. Néanmoins, la fabrication et le bobinage d'un induit de machine à flux axial de 48 encoches vrillées restent compliqués. De plus, les ondulations de couple sont relativement élevées. Les chapitres précédents ont permis de présenter des outils et une méthodologie facilement applicables à de nouvelles structures et permettant de faire face à des changements de cahier des charges "dans un contexte industriel". Pour améliorer les performances du moteur, j'ai utilisé une technique éprouvée pour la réduction des ondulations, le bobinage à pas fractionnaire.

4.3 MGFA avec bobinage à pas fractionnaire

L'attention est désormais portée sur les bobinages à pas fractionnaire, largement utilisés de nos jours, qui permettent une diminution du nombre d'encoches et de l'ondulation de couple. Tout d'abord, une présentation de ce type de bobinage est effectuée. Ensuite, plusieurs machines avec différents inducteurs seront dimensionnées.

Le principe de dimensionnement reste le même et ne sera plus précisé par la suite. De même, les courbes des grandeurs électriques ne seront plus tracées, l'allure étant similaire pour toutes les machines.

4.3.1 Bobinage à pas fractionnaire

4.3.1.1 Définition et caractéristiques

Un bobinage à pas fractionnaire est un bobinage dont le nombre d'encoches par pôle et par phase, q , n'est pas un nombre entier :

$$q = \frac{Q_s}{2pN_{ph}} \quad (4.2)$$

Avec Q_s le nombre d'encoches stator, p le nombre de paires de pôles et N_{ph} le nombre de phases.

Il est précisé que pour un système triphasé Q_s est un multiple de 6 afin de conserver un équilibre des phases. Ce type de bobinage est largement étudié [Bia06] [Sal04] et utilisé de nos jours, principalement en adoptant un bobinage sur dents. En particulier, ce type de bobinage est attractif pour les moteurs destinés à des applications à faibles vitesses qui ont souvent un nombre de paires de pôles élevé [Pop15]. Ce bobinage autorise une réduction du nombre d'encoches, de la longueur des têtes de bobines et donc de la masse de cuivre de la machine. De plus, il permet de réduire fortement les ondulations de couple comparé à un bobinage à pas entier. Ceci s'explique par la suppression de la symétrie entre les pôles du rotor et les dents du stator qui est responsable du couple de détente. En effet, avec un bobinage à pas entier, toutes les griffes rotoriques sont dans une même configuration par rapport aux dents statoriques. L'effet de denture sera alors fortement marqué car répercuté sur chaque pôle. En revanche, avec un bobinage à pas fractionnaire, lorsqu'une griffe arrive en vis à vis d'une dent, les autres griffes ne le seront pas forcément, ce qui permet de lisser le couple. En contre partie, le couple aura des harmoniques de plus basses fréquences dites "sub-harmoniques" qui peuvent se révéler problématiques pour les vibrations. Le fondamental de la force magnétomotrice créé, et donc le couple moyen, seront quand à eux diminués. Les courants seront ajustés pour rattraper cette perte de couple. Cependant, les avantages cités précédemment font que ce type de bobinage reste très attractif pour une application à faible vitesse comme la traction automobile en attaque direct.

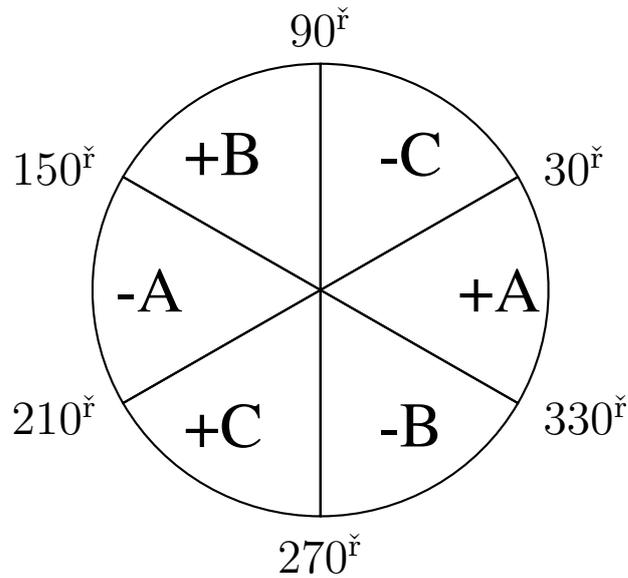


FIGURE 4.9 – Diagramme représentant l'enchaînement des phases

4.3.1.2 Construction du bobinage à pas fractionnaire

La construction de ce type de bobinage n'est pas aussi directe que pour les bobinages à pas entier. Pour créer un champ tournant respectant le nombre de pôles de la machine, une méthode bien précise doit être appliquée. Premièrement, nous représentons sur un diagramme les secteurs correspondant à l'enchaînement de phases d'un bobinage classique sur 360 degrés électriques (une paire de pôle mécanique). Pour une machine triphasée, ce diagramme est représenté sur la Figure 4.9.

Ensuite, la position électrique de chacune des dents est calculée en prenant comme référence la position 0° pour la première dent. La position électrique équivaut à la position mécanique multipliée par le nombre de paires de pôles. Les dents seront distantes d'un angle α tel que :

$$\alpha = \frac{2\pi * p}{Q_s} \quad (4.3)$$

Le secteur d'appartenance donnera alors le bobinage à appliquer autour de la dent pour créer le champ tournant correspondant à ces nombres de phases et de pôles. Prenons l'exemple d'une configuration à 8 paires de pôles et 18 dents. Le nombre d'encoches par pôles et par phases est alors : $q = \frac{Q_s}{2pN_{ph}} = 0.375$. En comparaison, un bobinage à pas entier avec $q = 1$ et $p = 8$ comporte 48 encoches. Le bobinage que nous présentons en exemple permet donc de réduire de 30 le nombre d'encoches. Le principe de la méthode est détaillé ci-dessous et illustré sur la Figure 4.10.

— Dent 1 :

La position est : 0° . Elle est donc bobinée avec la phase A.

— Dent 2 :

La position est : $0^\circ + \alpha = 160^\circ$. Elle est donc bobinée avec la phase -A (le "-")

Dent	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18
Phase	+A	-A	-B	+B	-B	-C	+C	-C	-A	+A	-A	-B	+B	-B	-C	+C	-C	-A

TABLE 4.3 – Bobinage triphasé pour 18 dents et 8 paires de pôles

signifie que le sens de bobinage est contraire par rapport à la première dent).

— Dent 3 :

La position est : $0^{\check{r}} + 2\alpha = 320^{\check{r}}$. Elle est donc bobinée avec la phase -B.

— Dent 4 :

La position est : $0^{\check{r}} + 3\alpha \bmod 360 = 120^{\check{r}}$. Elle est donc bobinée avec la phase B.

— ...

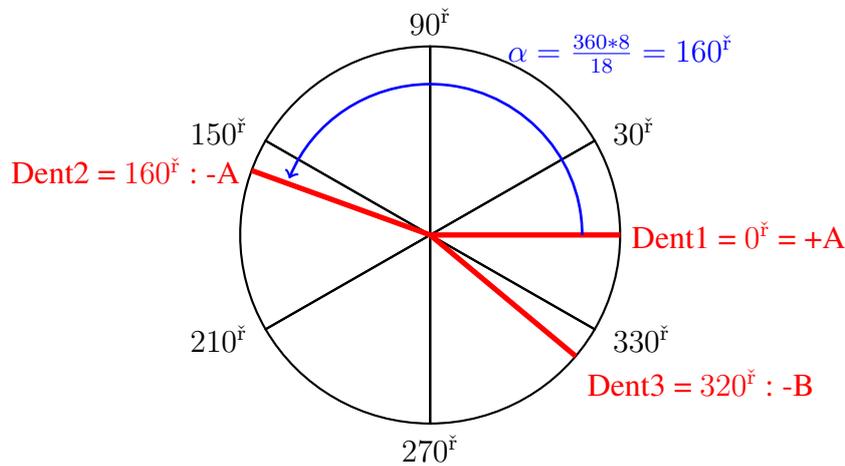


FIGURE 4.10 – Méthode permettant de déterminer un bobinage à pas fractionnaire

Un bobinage de ce type est alors appliqué à un induit à encoches ouvertes. Après le test de plusieurs configurations et la comparaison des couples obtenus, le nombre de paires de pôles est fixé à 8 et le nombre d'encoches à 18. Le bobinage correspondant à 18 dents et 8 paires de pôles est donné par la Table 4.3. L'induit obtenu est représenté sur la Figure 4.11 et restera fixe dans la suite de ces travaux. Il est noté que l'utilisation d'un modèle périodique pour les calculs par la méthode des éléments finis n'est plus possible, les pôles n'étant plus symétriques. De plus, la couronne de court circuit n'est plus utilisée, le bobinage étant sur dents. Nous procédons désormais à une résolution électrocinétique par bobine comme illustrée sur la Figure 4.12.

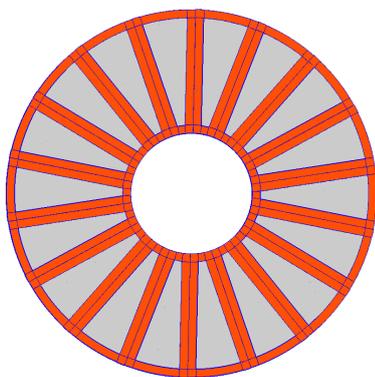


FIGURE 4.11 – Induit de 18 encoches avec bobinage à pas fractionnaire

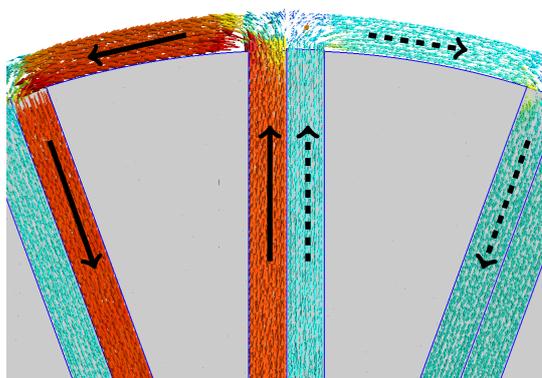


FIGURE 4.12 – Résolution électrocinétique avec un bobinage sur dents

4.3.2 Machine à griffes trapèzes

Une machine est alors dimensionnée en appliquant la méthode précédente. L'inducteur est en tout point identique à celui de la machine déjà dimensionnée et illustrée sur la Figure 4.1. Comme présenté dans la partie précédente, l'induit est à 18 encoches avec un bobinage sur dents à pas fractionnaire. Il est rappelé que les structures présentées dans ces travaux sont tous à double entrefers avec deux inducteurs de part et d'autre de l'induit. De plus, nous rappelons que seule la formulation en potentiel scalaire est utilisée lors des optimisations puis que les dimensionnements sont validés avec les deux formulations.

La machine obtenue est représentée sur la Figure 4.13. Les caractéristiques et résultats de cette machine sont présentés dans la Table 4.4. Les rendements calculés pour ce moteur sont très proches de ceux de la machine précédente. Les couples des deux points obtenus sont tracés sur la Figure 4.14. Nous remarquons la présence d'un harmonique de couple de période trois fois plus élevées que précédemment (Figure 4.14). La densité de courant sur fil maximum est maintenant de $9A.mm^{-2}$ à l'inducteur. Cette densité reste raisonnable surtout en prenant en compte le fait qu'elle concerne un point critique qui ne sera que très rarement atteint. Nous notons tout de même plusieurs avantages marqués par rapport à la machine à bobinage à pas entier :

- les ondulations de couple ont été drastiquement diminuées, passant de plus de 35% à moins de 10%. Ce phénomène a été expliqué précédemment par l'absence de symétrie entre les pôles ;
- ce bobinage a permis un gain de cuivre de $3.3kg$ soit environ 30% ;
- le nombre d'encoches est passé de 48 à 18, facilitant ainsi le process de bobinage.

Cette machine remplit les performances voulues en permettant un gain de cuivre et en facilitant le process de bobinage. Elle est donc plus adaptée pour l'application ciblée et devient notre référence. Dans cette partie, nous nous sommes intéressés à l'induit. Il est donc naturel de nous interroger maintenant sur l'inducteur de la machine. Le prochain chapitre proposera alors le dimensionnement de machines à inducteurs non-conventionnels.

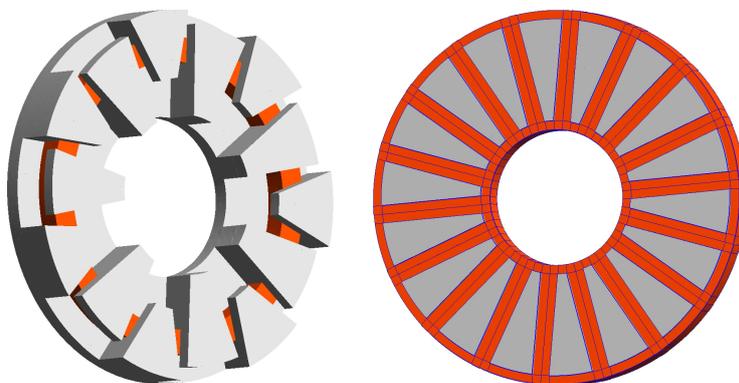


FIGURE 4.13 – Inducteur à griffes trapèzes et induit avec bobinage à pas fractionnaire

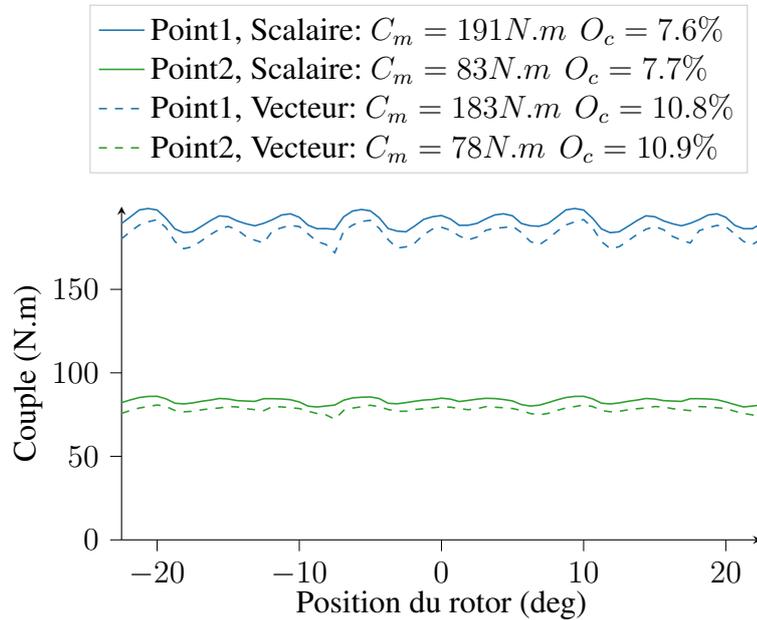


FIGURE 4.14 – Couples obtenus avec inducteur à griffes trapèzes et induit avec bobinage à pas fractionnaire pour les deux points de fonctionnement

-	Point 1	Point 2
$\Omega(tr.min^{-1})$	200	500
$C_m(N.m)$	187	80
$O_c(\%)$	9.2	9.3
$\eta(\%)$	0.76	0.90
$\cos \phi$	0.86	0.85
$\eta \cos \phi$	0.65	0.76
$V_{s_eff}(V)$	9	15
$I_{s_eff}(A)$	109	64

Induit : $J_{max}(A.mm^{-2})$	6.5
Inducteur : $J_{max}(A.mm^{-2})$	9.0
Masse Cu (kg)	11
Masse Fer (kg)	41
Nb Pôles	16
Nb Encoches	18
Ns Induit	6
Ns Inducteur	190
Lz / Rext (cm)	15 / 15

TABLE 4.4 – Performances de la machine à inducteur à griffes trapèzes et induit à 18 encoches

Chapitre 5

Machines à griffes à flux axial non-conventionnelles

Sommaire

Introduction	106
5.1 Machine à griffes avec bobinage à pas fractionnaire	106
5.1.1 Machine à griffes crampons	106
5.1.2 Machine avec chevauchement total de pôles	110
5.2 Synthèse	112
5.2.1 Comparaison des points critiques	112
5.2.2 Utilisation de méthodes graphiques	114
5.3 Machine à flux axial biphasée	117
5.3.1 Présentation	117
5.3.2 Performances de la machine	118

Introduction

Ce chapitre présente le dimensionnement de machines à inducteur à flux axial non-usuel. Plusieurs types d'inducteurs, correspondant à plusieurs types de griffes sont tout d'abord étudiés et comparés. Le but sera de discuter du compromis entre performance et simplification du process pour ces inducteurs.

Ensuite, une machine innovante ne remplissant pas entièrement le cahier des charges mais qui semble intéressante pour d'autres applications low cost sera présentée.

5.1 Machine à griffes avec bobinage à pas fractionnaire

5.1.1 Machine à griffes crampons

Une optimisation appliquée à une machine à griffes trapèzes, qui n'a finalement pas été retenue, a tout de même permis d'aboutir au cas limite où l'épaisseur du bec de la griffe tend vers zéro comme illustré par la Figure 5.1. Lors de l'optimisation, l'inducteur s'est donc dirigé vers la suppression de cette partie qui est généralement très saturée (voir Figure 5.2) et ainsi libérer de la place pour la bobine. En supprimant ce bec, l'inducteur obtenu est plus simple et sans doute moins cher à produire. Même si ce changement risque d'entraîner une diminution du couple du fait de la réduction de la surface d'échange, nous décidons d'étudier un moteur de ce type. Ces résultats justifient une nouvelle fois la méthode de dimensionnement par optimisation avec l'obtention de résultats non-intuitifs qui entraîne une réflexion sur la faisabilité et la pertinence de moteurs non-conventionnels.

Pour ce dimensionnement, l'induit est gardé tel quel avec un bobinage à pas fractionnaire et les griffes n'ont maintenant plus de becs. L'inducteur obtenu après optimisation est présenté sur la Figure 5.3 [Lab20]. Une nouvelle fois, les griffes sont très différentes selon les pôles. Cet inducteur semble plus simple et moins cher à réaliser que le précédent avec par contre l'obligation de rajouter un élément afin de fixer la bobine qui était

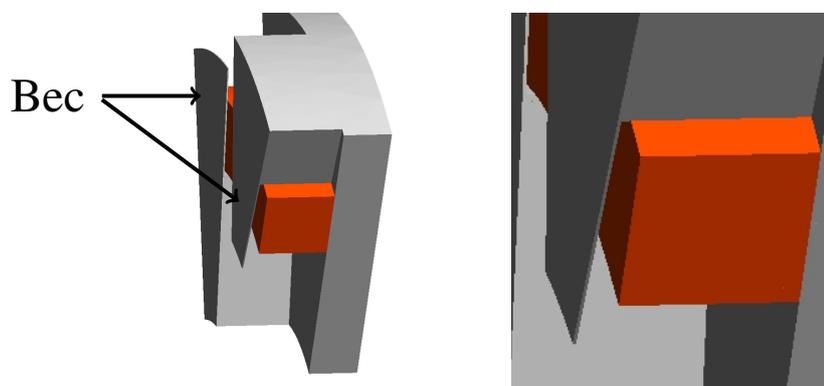


FIGURE 5.1 – Inducteur avec l'épaisseur du bec de la griffe trapèze tendant vers zéro

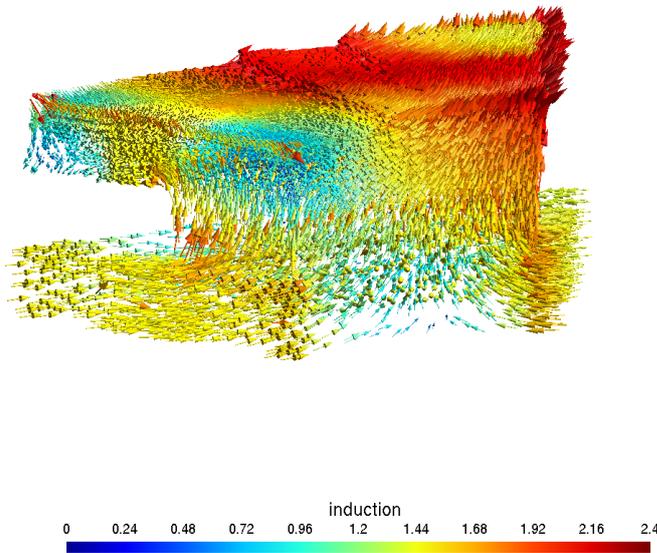


FIGURE 5.2 – Saturation des griffes

précédemment naturellement cadrée par les becs des griffes. Nous décidons de nommer ce type de griffes, "griffes crampons". Il semble approprié de conserver le terme griffe car le fonctionnement reste identique même si la forme caractéristique qui a donné son nom à ce type d'inducteur n'est plus présente. En effet, un inducteur à griffes habituel est un inducteur qui permet de créer des pôles à partir d'une bobine concentrique en agencant les griffes de part et d'autre de cette bobine. Même si le bec (et donc la forme de griffe) est supprimé, les pôles sont toujours créés de la même manière comme le montre la Figure 5.4.

Les performances et caractéristiques de cette machine sont présentées dans la Table 5.1 et les couples tracés sur la Figure 5.5. Une nouvelle fois, la machine respecte le cahier des charges avec toutefois de moins bonnes performances que la machine avec griffes trapèzes. La surface d'échange perdue a entraîné une augmentation de la masse de cuivre ainsi qu'une légère diminution du rendement. Ce sera alors à l'industriel de choisir le compromis entre simplicité/coût de process et performances.

Comme nous l'avons vu, les pôles de cette machine sont créés avec l'agencement des griffes d'un coté ou de l'autre de la bobine concentrique. La forme de ces griffes se rapprochant de "plots", nous nous intéressons maintenant à la possibilité de créer les pôles avec une bobine venant onduler autour de plots.

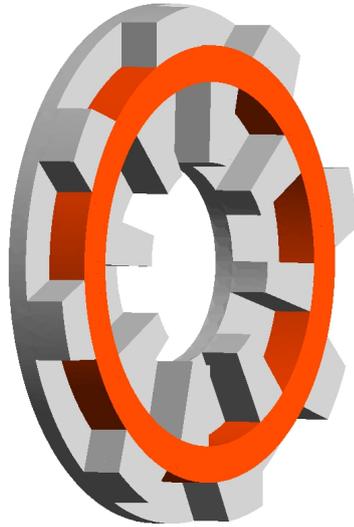


FIGURE 5.3 – Inducteur à griffes crampons

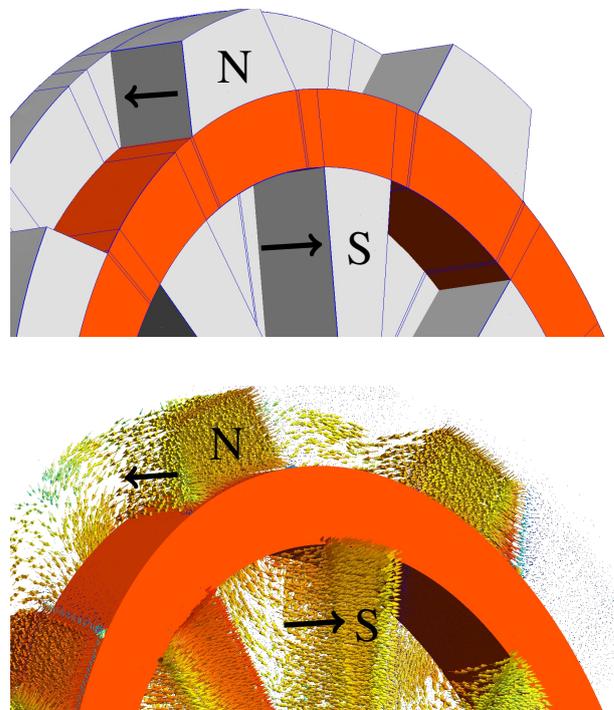


FIGURE 5.4 – Pôles créés par l'inducteur à griffes crampons

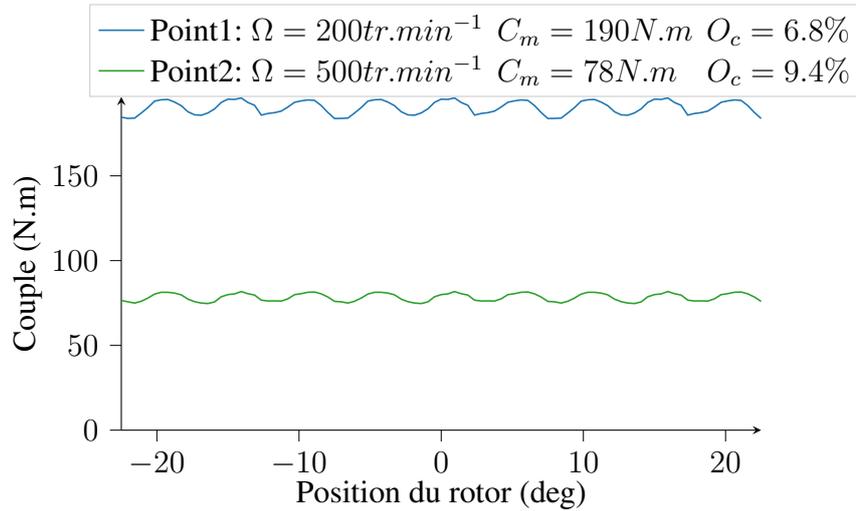


FIGURE 5.5 – Couples obtenus avec inducteur à griffes crampons et induit avec bobinage à pas fractionnaire pour les deux points de fonctionnement

-	Point 1	Point 2
$\Omega(\text{tr.min}^{-1})$	200	500
$C_m(\text{N.m})$	190	78
$O_c(\%)$	6.8	9.4
$\eta(\%)$	0.70	0.86
$\cos \phi$	0.82	0.78
$\eta \cos \phi$	0.57	0.67
$V_{s_eff}(V)$	8	15
$I_{s_eff}(A)$	132	75

Induit : $J_{max}(\text{A.mm}^{-2})$	6.3
Inducteur : $J_{max}(\text{A.mm}^{-2})$	9.0
Masse Cu (kg)	14.4
Masse Fer (kg)	41
Nb Pôles	16
Nb Encoches	18
Ns Induit	6
Ns Inducteur	190
Lz / Rext (cm)	15 / 15

TABLE 5.1 – Performances de la machine à inducteur à griffes crampons et induit à 18 encoches

5.1.2 Machine avec chevauchement total de pôles

Une nouvelle fois l'induit de la machine à 18 encoches est conservé. L'inducteur, montré sur la Figure 5.6 (nommé **inducteur plot** par la suite), comporte une bobine venant onduler autour de plots pour créer les pôles Nord et Sud qui sont maintenant symétriques [Lab20]. Cette structure et ce bobinage se rapproche d'un inducteur à griffes à pôles chevauchés étudié dans [Baz17], avec dans ce cas un chevauchement total des pôles. Ceci permet de considérablement augmenter la surface d'échange pour la création de couple. Comme aperçu sur la Figure 5.6 l'optimisation s'est dirigée vers une machine à 14 pôles. Une résolution électro-cinétique est réalisée afin d'imposer les courants dans la bobine inducteur comme montré sur la Figure 5.7. L'induit reste à 18 encoches mais le bobinage à pas fractionnaire est adapté afin de respecter ce nombre de pôles (voir Table 5.2).

Les performances et caractéristiques sont résumées dans la Table 5.3. Comme attendu, la masse de cuivre a augmenté de 10% par rapport à la machine précédente. Ceci induit une augmentation des pertes Joule, ce qui explique la diminution de rendement par rapport à la machine à griffes trapèzes. Les performances globales sont en revanche très proches de la machine à griffes crampons. Une nouvelle fois, le bobinage à pas fractionnaire permet d'obtenir très peu d'ondulations sur les couples comme le montre la Figure 5.8.

En addition de la structure avec bobinage à pas entier, trois machines cohérentes ont été obtenues. Le choix final devra se faire par rapport aux contraintes industrielles notamment pour les prix de production des machines. Nous présentons alors une synthèse de ces quatre machines dans la partie suivante.

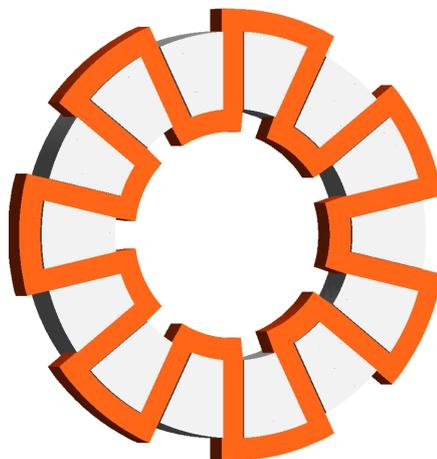


FIGURE 5.6 – Inducteur plot

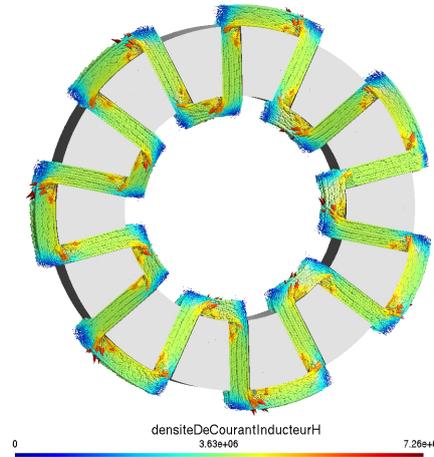


FIGURE 5.7 – Résolution électro-cinétique sur la bobine ondulée

Dent	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18
Phase	+A	+B	-B	-C	-A	+A	+B	+C	-C	-A	-B	+B	+C	+A	-A	-B	-C	C

TABLE 5.2 – Bobinage triphasé pour 18 dents et 7 paires de pôles

-	Point 1	Point 2	Induit : $J_{max}(A.mm^{-2})$	5.36
$\Omega(tr.min^{-1})$	200	500	Inducteur : $J_{max}(A.mm^{-2})$	6.5
$C_m(N.m)$	191	80	Masse Cu (kg)	16.0
$O_c(\%)$	7.6	9.2	Masse Fer (kg)	34.6
$\eta(\%)$	0.77	0.88	Nb Pôles	14
$\cos \phi$	0.74	0.70	Nb Encoches	18
$\eta \cos \phi$	0.57	0.62	Ns Induit	6
$V_{s_eff}(V)$	8	15	Ns Inducteur	190
$I_{s_eff}(A)$	132	78	Lz / Rext (cm)	15 / 15

TABLE 5.3 – Performances de la machine à inducteurs plots

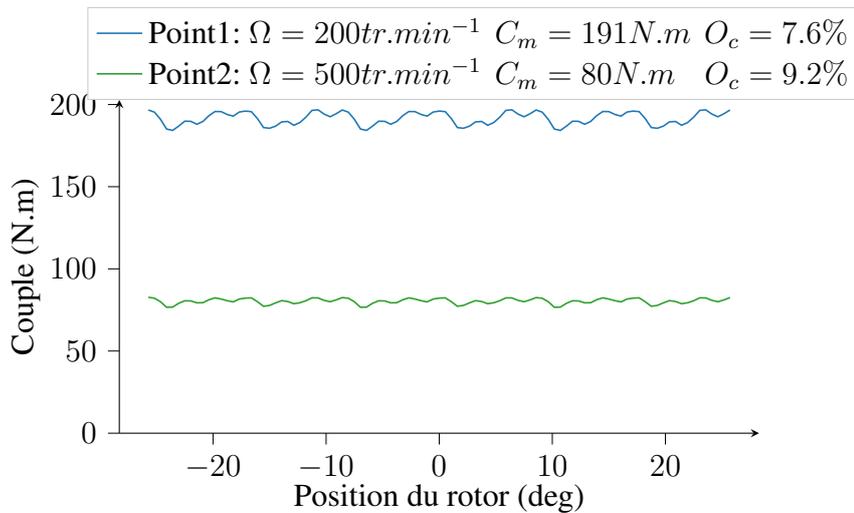


FIGURE 5.8 – Couples obtenus avec inducteurs plots et induit avec bobinage à pas fractionnaire pour les deux points de fonctionnement

5.2 Synthèse

Quatre machines remplissant le cahier des charges ont été dimensionnées :

- **Machine 1** : 16 pôles avec un inducteur à griffes trapèzes et un induit de 48 encoches ouvertes et vrillées avec bobinage à pas entier (voir Figure 4.1 et Figure 4.4)
- **Machine 2** : 16 pôles avec un inducteur à griffes trapèzes et un induit de 18 encoches avec bobinage à pas fractionnaire (voir Figure 4.13)
- **Machine 3** : 16 pôles avec un inducteur à griffes crampons et un induit de 18 encoches avec bobinage à pas fractionnaire (voir Figure 5.3)
- **Machine 4** : 14 pôles avec inducteurs plots et un induit de 18 encoches avec bobinage à pas fractionnaire (voir Figure 5.6)

5.2.1 Comparaison des points critiques

La **Machine 1** est jugée moins adaptée que les autres du fait de son grand nombre d'encoches à l'induit et de son ondulation de couple importante. Les **Machines 2, 3, 4** possèdent les avantages d'un bobinage à pas fractionnaire avec un induit à 18 encoches et très peu d'ondulation de couple. Parmi ces trois machines, la **Machine 2** développe les meilleures performances, l'inducteur à griffes trapèzes permettant des rendements et facteurs de puissances légèrement supérieurs aux deux autres machines. De plus cette machine a l'avantage d'utiliser moins de cuivre. Néanmoins, les **Machines 3, 4** peuvent être intéressantes de part la facilité de réalisation de leurs inducteurs qui devraient permettre une baisse des coûts de production. Le choix de la machine finale doit donc être fait par l'entreprise en prenant en compte les contraintes industrielles.

	Avantages	Inconvénients
Machine 1	<ul style="list-style-type: none"> • $\eta \cos \phi$ élevé 	<ul style="list-style-type: none"> • Process de l'induit \Rightarrow rédhibitoire • Forte ondulation de couple
Machine 2	<ul style="list-style-type: none"> • $\eta \cos \phi$ élevé • Faible utilisation de cuivre • Process de l'induit 	<ul style="list-style-type: none"> • Process des griffes trapèzes plus complexe que pour la Machine 3 et la Machine 4
Machine 3	<ul style="list-style-type: none"> • Process inducteur • Process de l'induit 	<ul style="list-style-type: none"> • Masse de cuivre $>$ Machine 2 • $\eta \cos \phi <$ Machine 2
Machine 4	<ul style="list-style-type: none"> • Process inducteur • Process de l'induit 	<ul style="list-style-type: none"> • Masse de cuivre $>$ Machine 2 • $\eta \cos \phi <$ Machine 2

TABLE 5.4 – Synthèse

Les avantages et inconvénients permettant de distinguer ces machines sont résumés dans la Table 5.4.

Une diminution de l'encombrement peut être souhaitable pour l'application mais s'accompagnera forcément d'une diminution significative des performances. A titre d'exemple, nous avons dimensionné la **Machine 2** (qui présente les meilleures performances) pour un rayon extérieur et une longueur axiale de 12cm. Afin d'être moins contraint, nous prenons $V_{b_{max}} = 20V$, la limite de tension pour une commande vectorielle. Pour atteindre les performances souhaitées, les densités de courant inducteur et induit sont de $22A.mm^{-2}$ et $18A.mm^{-2}$ pour le point 1 et aux alentours de $10A.mm^{-2}$ pour le point 2. Le refroidissement de la machine sera donc autrement plus complexe. Les rendements ont significativement diminués pour les deux points et sont de 48% et 80%. De plus, afin de respecter les contraintes en courant et tension, la machine ne peut atteindre que $460tr.min^{-1}$ pour un couple de $77N.m$. Le moteur pourra évoluer à $500tr.min^{-1}$ mais à une puissance inférieure. Pour atteindre les performances souhaitées en ce point, il faudrait diminuer le couple maximal demandé ($190N.m$). De plus, nous rappelons que la tension maximale a été choisie à 20V et demande donc une commande vectorielle. Nous n'avons plus de marge sur le cahier des charges pour cet encombrement, surtout quand on sait que les performances sont sans doute surestimées par le modèle.

5.2.2 Utilisation de méthodes graphiques

La méthode d'optimisation mise en œuvre a permis un dimensionnement magnétique de la machine par rapport aux points critiques à couple et vitesse maximales. Ce dimensionnement permet d'assurer que la machine peut fonctionner en tous les points moins contraints. Il est intéressant maintenant de comparer les machines obtenues, non pas seulement sur ces points critiques mais sur toute la plage de fonctionnement du véhicule. Ceci permettra d'avoir une vision plus globale des performances et ainsi d'obtenir des informations plus complètes pour aider à la décision dans le choix des machines.

Les méthodes graphiques par cartographie sont particulièrement adaptées dans cette optique "d'aide à la décision" avec une simple visualisation des performances. Cette partie porte alors sur la présentation d'une méthodologie permettant l'obtention de ces graphiques. Nous nous concentrons sur les **Machines 2 et 3**, la méthode présentée est néanmoins applicable aux autres machines.

Premièrement, une cartographie des machines est réalisée. Pour ceci, les performances sont calculées pour plusieurs valeurs de courant inducteur et courant induit. Les points retenus pour ces graphiques sont ceux ayant le rendement maximal. Pour les deux machines retenues, nous pouvons visualiser par le biais d'un code couleur le rendement des machines sur la plage de fonctionnement comme présenté par la Figure 5.9 pour la machine à griffes trapèzes et par la Figure 5.10 pour la machine à griffes crampons. Pour comparer ces machines, nous décidons alors de visualiser sur la Figure 5.11 la différence de rendement $\Delta\eta$ pour tous ces points : $\Delta\eta = \eta_{Machine2} - \eta_{Machine3}$. Nous pouvons alors voir que les deux machines se comportent de la même manière pour les points à plus hautes vitesses avec une différence de rendement inférieur à 3% pour tous les points de 300 à 500 $tr.min^{-1}$. La machine à griffes trapèzes permet un gain maximal de l'ordre de 7% sur le rendement pour les points à plus fort couple. Ces graphiques, avec la connaissance d'un cycle de fonctionnement classique du type de véhicule visé, permettent donc de mieux appréhender les performances globales des moteurs et ainsi aider à la décision.

Les méthodes graphiques permettent également une simple visualisation de la commande à appliquer sur les sources. Par exemple, les Figure 5.12 et Figure 5.13 montrent la tension d'une phase de l'induit et la densité de courant inducteur à appliquer pour obtenir les points à rendement maximal. Comme remarqué sur la Figure 5.12, il est noté que la précision de ces graphiques dépend bien entendu de la finesse de discrétisation sur les densités de courant lors de la cartographie.

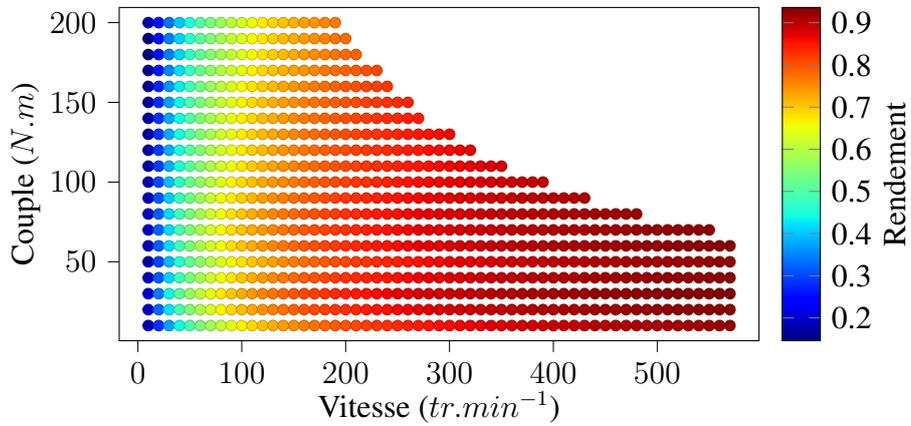


FIGURE 5.9 – Rendement de la machine à griffes trapèzes

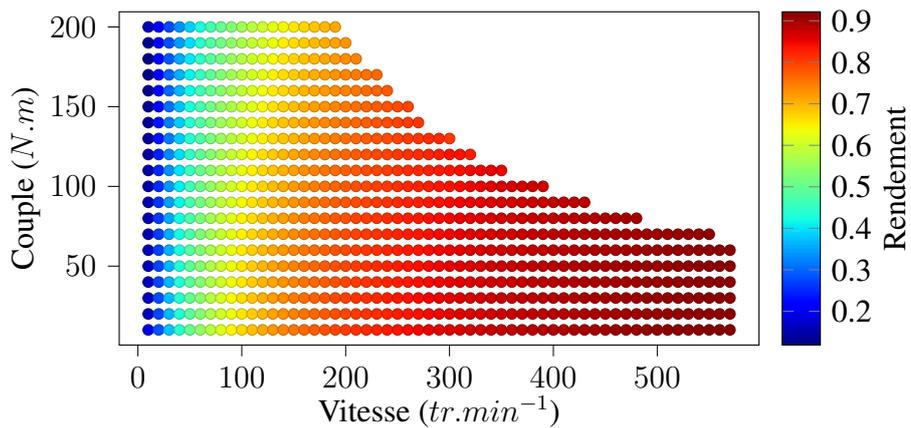


FIGURE 5.10 – Rendement de la machine à griffes crampons

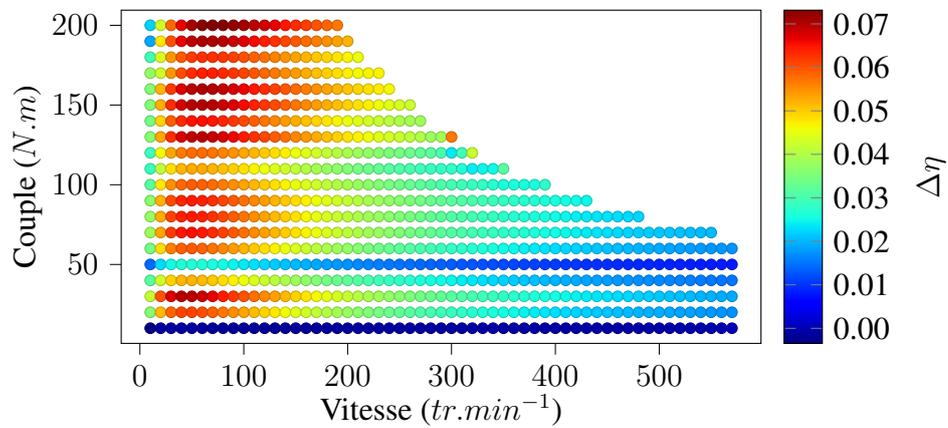


FIGURE 5.11 – Différences de rendement des deux machines

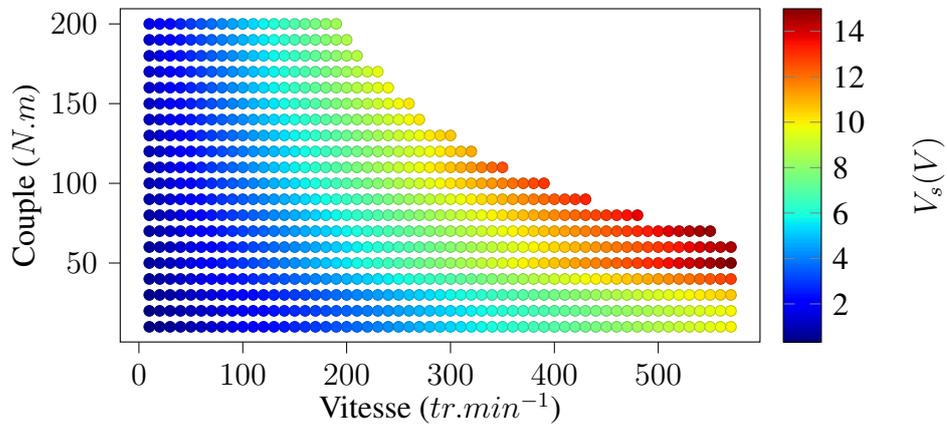


FIGURE 5.12 – Tension d’une phase de l’induit sur la plage de fonctionnement

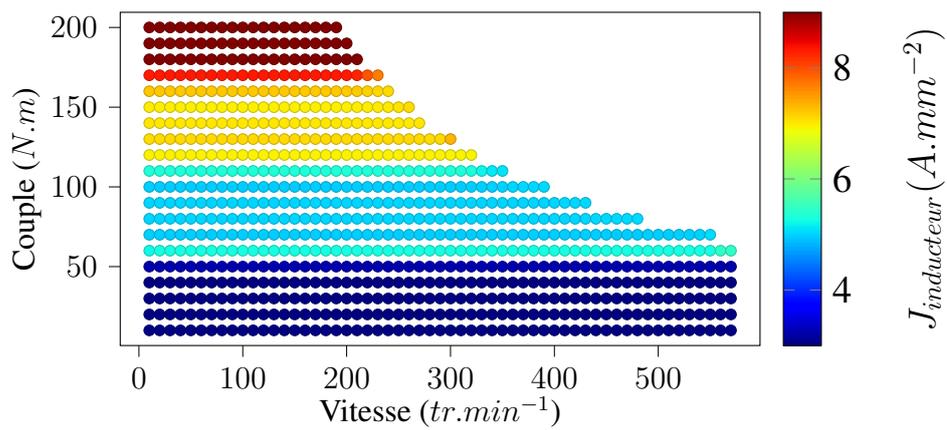


FIGURE 5.13 – Densité de courant inducteur sur la plage de fonctionnement

5.3 Machine à flux axial biphasée

5.3.1 Présentation

Une machine à griffes permet la création de nombreux pôles avec une unique bobine. Ceci simplifie le process de bobinage et permet de réduire la quantité de cuivre dans la machine. L'**inducteur plot**, pourrait être utilisé pour obtenir une machine comportant uniquement des bobines ondulées similaires à celle représentée sur la Figure 5.6.

La machine proposée est une machine biphasée à double entrefer, correspondant en fait à l'assemblage de deux machines monophasées, déphasées entre elles d'un demi pas polaire. Les machines monophasées sont constituées uniquement de deux inducteurs plots à 16 pôles comme le montre la Figure 5.14.

Lorsque les pôles des deux parties se font face, la machine monophasée est bloquée en une position d'équilibre stable ou instable. Si les deux pôles sont de même nature, la position d'équilibre est stable. Si les pôles sont de natures différentes, les symétries de la machine font que les forces suivant les deux sens de rotation se compensent et la machine est en position d'équilibre instable.

Le principe de la machine proposée est d'accoler deux machines monophasées de telle sorte que la machine biphasée ne comporte plus de position de "blocage". Une fois les deux machines assemblées, nous obtenons deux parties fixes disposées de part et d'autres d'une partie mobile symétrique sur deux entrefers comme le montre la Figure 5.15. Les deux parties fixes sont alors déphasées d'un demi pas polaire. Pour présenter simplement cette machine et illustrer l'absence de position "bloquée", nous choisissons de détailler des séquences correspondant à un régime pas à pas. La partie centrale est alimentée avec un courant constant tandis que seule une des deux parties fixes est alimentée avec un courant pouvant être négatif ou positif.

Les séquences représentées sur la Figure 5.16 sont détaillées ci-dessous.

- lors de la séquence 1, la partie droite de la machine est en position d'équilibre. La partie gauche est déphasée d'un demi-pas polaire et est alimentée afin de créer une force selon le sens trigonométrique. Il y a rotation de la machine d'un demi-pas polaire jusqu'à équilibre de la partie gauche ;

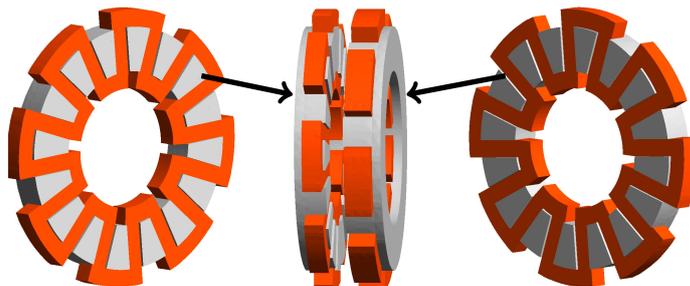


FIGURE 5.14 – Machine monophasé avec inducteurs plots

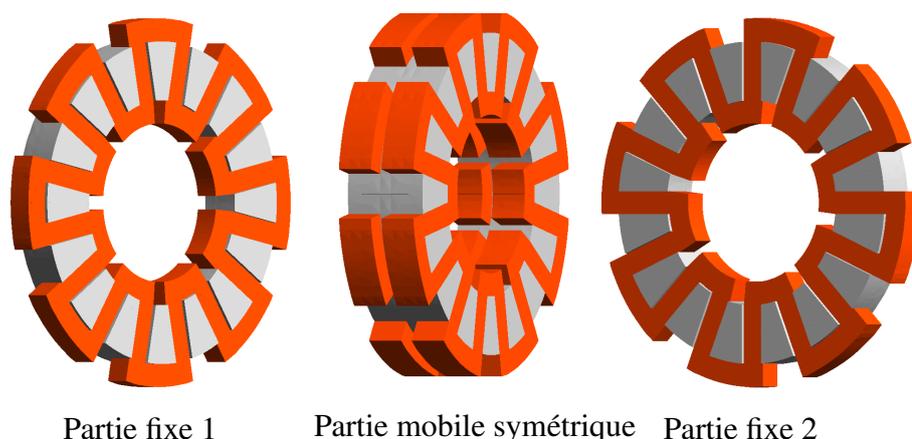


FIGURE 5.15 – Machine à flux axial biphasée

- inversement, lors de la séquence 2, la partie gauche est en position d'équilibre et la partie droite est alimentée afin de créer une force dans le sens trigonométrique. Il y a rotation de la machine d'un demi-pas polaire jusqu'à équilibre de la partie droite ;
- les séquences 3 et 4 sont analogues aux deux premières en veillant à inverser le sens des courants et donc les pôles dans les parties fixes.

La machine n'a donc pas de position de blocage, une force pouvant être créée pour toute les positions sur l'une ou l'autre des deux parties mobiles.

5.3.2 Performances de la machine

Nous décidons maintenant d'alimenter la machine en fonctionnement synchrone. La partie centrale jouera le rôle d'inducteur et sera alimentée par des courants continus constants. Les deux parties extérieures seront les induits et seront alimentés par des courants sinusoïdaux déphasés d'un demi-pas polaire. Comme précédemment, une MLI associée à une commande permettra d'obtenir des courants sinus en contrôlant le déphasage entre FEM et tension.

Une optimisation visant à minimiser les pertes joules à encombrement maximal autorisé avec comme contraintes un couple moyen minimal C_{mref} de $195N.m$ et une ondulation maximale de 30% est appliquée sur un modèle périodique sous une paire de pôle de ce moteur (voir Figure 5.17). Malheureusement, la structure de la machine induit naturellement des ondulations importantes de couples difficiles à éviter. Afin de trouver des points satisfaisants, les ondulations maximales admissibles sont ajustées à 40%. La méthode de dimensionnement présentée dans ce chapitre est une nouvelle fois appliquée. Contrairement aux machines précédentes qui avaient besoin d'un unique onduleur triphasé (les deux induits étant mis en parallèle), cette machine avec cette alimentation particulière nécessite deux onduleurs monophasés car les courants des deux induits ne sont plus en phase. Les induits n'étant plus mis en parallèle, le courant

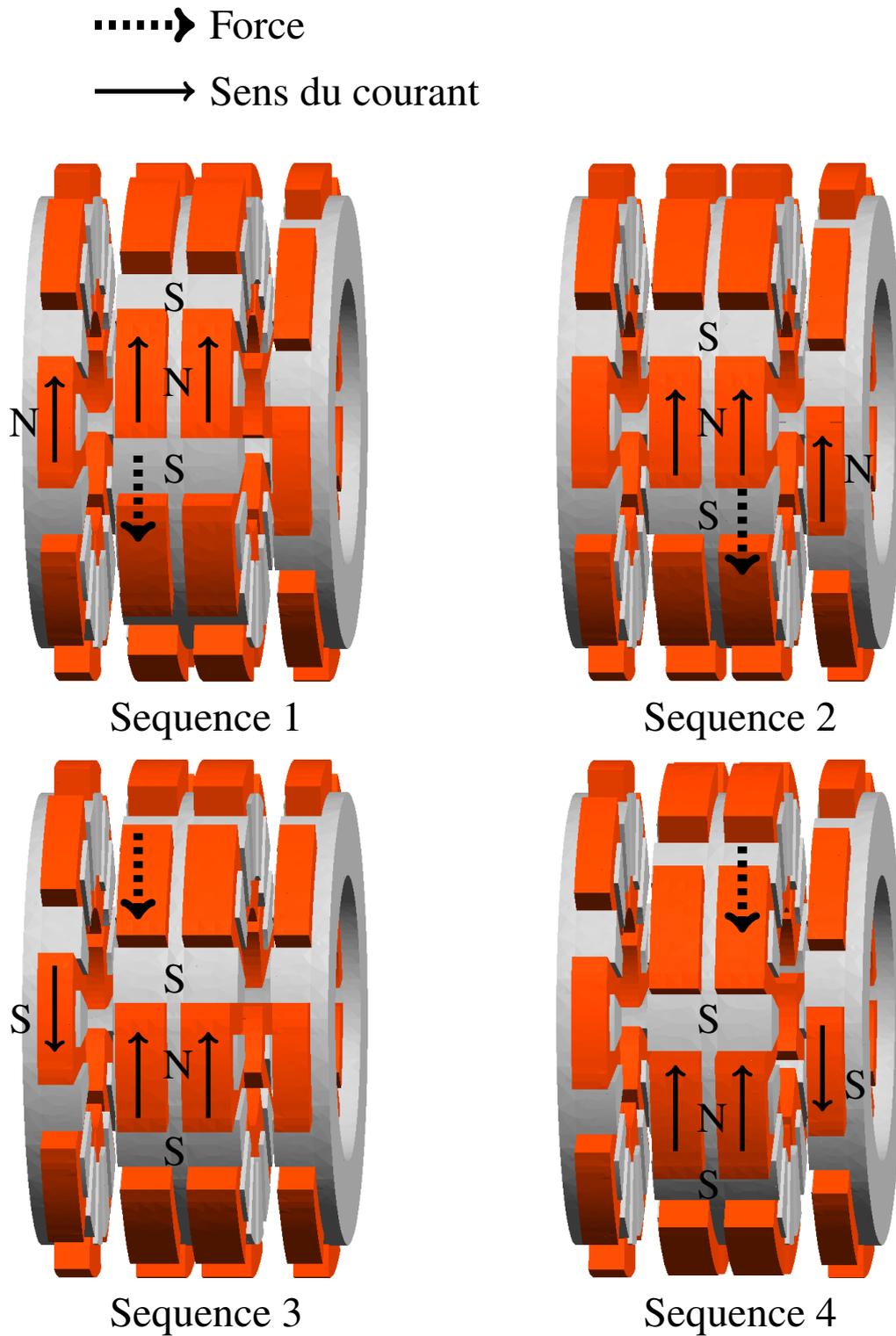


FIGURE 5.16 – Séquence de la machine à flux axial biphasée

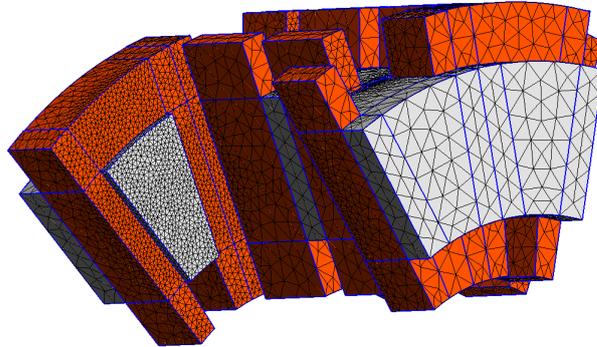


FIGURE 5.17 – Modèle périodique de la machine axiale biphasée

maximal autorisé par phase est donc de 300A contrairement aux 150A des machines précédentes. Nous avons le choix entre des onduleurs monophasés à demi-ponts, ne nécessitant que deux transistors et deux diodes, et des onduleurs monophasés à ponts complets nécessitant le double de composants. Les valeurs des tensions efficaces en sorties seraient alors respectivement de 17V et 34V [Rah08]. Pour la structure à pont complet, la tension efficace en sortie de l'onduleur peut même atteindre $43V = \frac{4 \times 48}{\pi \sqrt{2}}$ en procédant à une sur-modulation, qui dégradera néanmoins le contenu harmonique du signal. Nous choisissons d'utiliser un onduleur à pont complet et ainsi avoir plus de libertés sur les tensions d'induits disponibles. Les couples obtenus pour les deux points de fonctionnement, et validés par les deux formulations, sont présentés sur la Figure 5.18. Les ondulations de couples sont importantes, de l'ordre de 40%, mais sont dues à la topologie du moteur et donc malheureusement difficiles à réduire. Les performances et caractéristiques de la machine sont détaillées dans la Table 5.5.

Cette machine remplit le cahier des charges avec des rendements équivalents aux machines précédentes. Cependant ces résultats sont à relativiser. L'alimentation de la machine utilise deux transistors et deux diodes de plus que précédemment avec l'onduleur triphasé. La quantité de cuivre utilisée a nettement augmenté. Les densités de courant étant faibles, cette quantité peut être diminuée en augmentant les densités de courant et donc les pertes Joule. Le rendement serait donc dégradé. De plus, le couple de cette machine présente des ondulations importantes alors même que l'alimentation, avec la mise en place de courants sinusoïdaux, est la plus favorable pour ces ondulations.

Pour ces raisons, nous pensons que cette machine n'est pas adaptée à la traction automobile. Néanmoins la simplicité de sa structure qui devrait faciliter sa mise en œuvre et alléger les coûts de production est un avantage indéniable. Ce moteur pourrait être adapté pour les applications où l'encombrement et les ondulations de couples ne sont pas primordiaux. Nous pensons à des moteurs de petites puissances fonctionnant en régime transitoire. Il serait alors possible de fortement diminuer la quantité de cuivre en

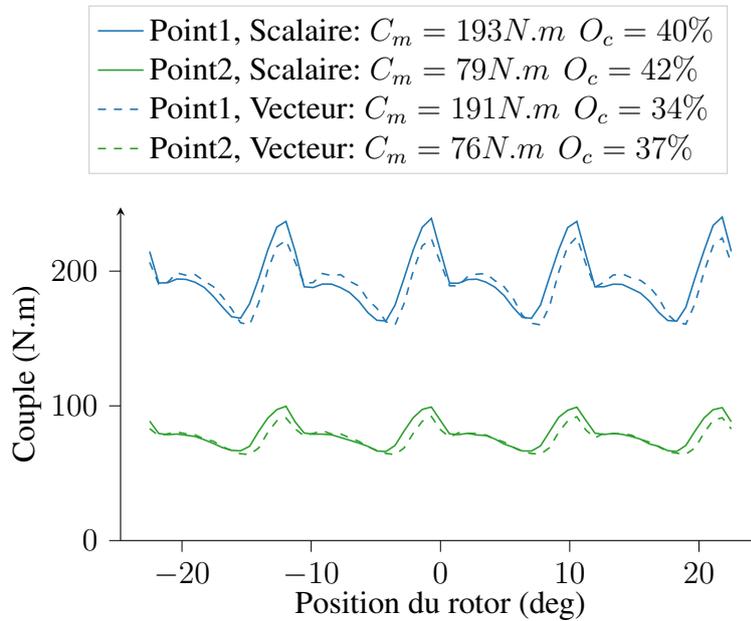


FIGURE 5.18 – Couples obtenus avec la machine axiale biphasée pour les deux points de fonctionnement

-	Point 1	Point 2
$\Omega(tr.min^{-1})$	200	500
$C_m(N.m)$	192	78
$O_c(\%)$	37	40
$\eta(\%)$	0.77	0.88
$\cos \phi$	0.84	0.81
$\eta \cos \phi$	0.64	0.71
$V_{s_eff}(V)$	18	32
$I_{s_eff}(A)$	210	123

Induit : $J_{max}(A.mm^{-2})$	6.0
Inducteur : $J_{max}(A.mm^{-2})$	6.0
Masse Cu (kg)	18.1
Masse Fer (kg)	24.5
Nb Pôles	16
Nb Encoches	18
Ns Induit	7
Ns Inducteur	50
Lz / Rext (cm)	15 / 15

TABLE 5.5 – Performances de la machine biphasée

augmentant les densités de courant. De plus, pour réduire les coûts du système d'alimentation, il pourrait être intéressant d'inverser la structure pour obtenir une machine à courant continu. L'alimentation de l'induit se ferait alors via un collecteur mécanique qui présente des avantages et inconvénients.

Conclusion générale

Les travaux présentés dans ce manuscrit portent sur la modélisation par la méthode des éléments finis, l'optimisation et le dimensionnement de dispositifs magnétiques complexes. Le dispositif non-conventionnel étudié dans cette thèse est une machine à griffes à flux axial. Cette topologie comporte des phénomènes fortement 3D, complexes et non-intuitifs sur lesquels nous n'avons pas suffisamment de recul. La méthode choisie pour le dimensionnement de ce moteur est l'utilisation d'un modèle résolu par la méthode des éléments finis dans un processus d'optimisation.

Le choix des logiciels s'est orienté sur des logiciels libres et ouverts pour avoir un grand contrôle du problème résolu. Ainsi, les logiciels Gmsh et GetDP ont été utilisés pour la partie éléments finis et Nomad pour l'optimisation. Ces outils ont prouvé leur efficacité au cours de ces travaux. L'utilisation de Gmsh/GetDP a permis la mise en place de modèles rapides résolus par la méthode des éléments finis avec un temps inférieur à 1min pour un calcul non-linéaire 3D du moteur. L'optimisation réalisée avec Nomad a de son côté abouti à des dimensionnements de structures non-intuitives, ce qui valide la pertinence de la méthode employée. L'aspect ouvert de Gmsh/GetDP autorise la définition des formulations variationnelles et facilite ainsi la mise en place de techniques de modélisations avancées, dans le but de simplifier ou d'accélérer les calculs. Ainsi, grâce à l'utilisation de résolutions électrocinétiques et la mise en place de couronnes de court-circuits, les têtes de bobines n'ont pas été modélisées. Ceci facilite la modélisation du moteur et rend la géométrie plus modulable avec une bonne approximation des pertes Joule. Une méthode pour le calcul du flux magnétique avec la formulation en potentiel scalaire a également été proposée en s'inspirant du calcul habituellement fait avec la circulation du potentiel vecteur. L'avantage de la méthode est alors sa simplicité d'utilisation pour toutes formes de bobines. Enfin, la technique de dilatation d'entrefer a été adaptée aux problèmes 3D et permet de gagner du temps de calcul pour des dispositifs à entrefers plans en évitant un remaillage entre plusieurs positions.

Une optimisation utilisant un modèle résolu par la méthode des éléments finis est efficace si ce dernier est rapide et fiable. Un travail a donc été réalisé dans le but d'accélérer le temps de calcul et d'estimer quelles grandeurs peuvent être exploitées et avec quelles précisions pour aboutir à un compromis satisfaisant entre rapidité et précision. Plusieurs paramètres peuvent être sources d'erreurs avec une résolution par la méthode des éléments finis et la complexité de la structure étudiée fait que les résultats se doivent

d'être analysés de manière approfondie. En particulier, la différence de nature des espaces fonctionnels utilisés pour les potentiels vecteurs et scalaires, avec la différence des méthodes d'interpolations, font que les conditions de passage ne sont pas respectées de la même manière suivant la formulation utilisée, ce qui peut expliquer des écarts. Une méthodologie reposant sur une comparaison des deux formulations a alors été mise en place dans le but d'analyser les informations obtenues après calcul sur le couple et le flux magnétiques. Nous sommes arrivés à la conclusion que les harmoniques de couple supérieurs à un ne peuvent pas être calculées et exploitées avec le modèle en l'état de la MGFA. Cette méthodologie a également permis de cibler le maillage et de trouver le compromis entre rapidité et précision pour utiliser le modèle efficacement dans une optimisation.

Enfin, ces travaux ont abouti au dimensionnement de plusieurs moteurs aux topologies innovantes respectant le cahier des charges et pouvant induire une réduction des coûts de production. Des inducteurs non-conventionnels ont été étudiés et ont donné des résultats satisfaisants. En effet, cette thèse a permis d'aboutir à un inducteur à flux axial avec une bobine concentrique autour de griffes en forme de crampons ainsi qu'à un inducteur avec une bobine venant onduler autour de plots pour former les pôles. Dans les deux cas, ces structures peuvent permettre de simplifier les process de fabrication et de bobinage de l'inducteur et ainsi de réduire les coûts. L'utilisation d'un bobinage à pas fractionnaire a en outre amélioré significativement les performances des moteurs en facilitant le process de fabrication et de bobinage de l'induit. Enfin, une machine biphasée composée uniquement de bobines concentriques venant onduler autour de plots a été proposée. Le process de bobinage et la fabrication de cette machine (avec quatre parties semblables) sont fortement simplifiés. Après l'étude des performances, il est estimé que cette machine n'est pas adaptée à la traction automobile mais peut être avantageuse pour d'autres applications. Cette machine n'est qu'une ébauche, il serait intéressant de continuer l'étude de cette structure pour l'améliorer.

Cette thèse a abouti à la mise en place de méthodes et d'outils efficaces en vue du dimensionnement de machines à griffes à flux axial. Ces outils et les machines obtenues peuvent bien entendu être améliorés avec des études complémentaires. Comme nous l'avons vu, l'utilisation de logiciels ouverts permet d'adapter spécifiquement les modèles et problèmes résolus à l'application ciblées. Cette thèse a alors montré que des améliorations avec la mise en place de techniques permettant de simplifier ou d'accélérer les calculs sont toujours possibles. De plus, plusieurs phénomènes n'ont pas été pris en compte dans ces travaux. Maintenant qu'un premier dimensionnement magnétique a été réalisé, il peut être intéressant d'étudier les pertes fer, le comportement thermique et les vibrations du moteur. Enfin, avec l'amélioration des moyens numériques, des techniques statistiques et de traitement de données, il n'est pas interdit d'envisager dans les années à venir de pouvoir utiliser des modèles statistiques pour le dimensionnement de moteurs avec par exemple l'estimation de phénomènes comme les pertes fer à condition d'avoir suffisamment de données à exploiter.

Bibliographie

- [Abr] M. Abramson, C. Audet, G. Couture, J. Dennis, Jr., S. Le Digabel et C. Tribes, « The NOMAD project », Software available at <https://www.gerad.ca/nomad/>.
- [Alb04] L. Albert, *Modeling and optimization of automotive claw-pole alternator*, Thèse de doctorat, 07 2004.
- [All08] J.-M. Allenbach, P. Chapas, M. Comte et R. Kaller, *Traction électrique*, vol. 1, PPUR presses polytechniques, 2008.
- [Ame00] P. Amestoy, I. Duff et J.-Y. L'Excellent, « Multifrontal parallel distributed symmetric and unsymmetric solvers », *Computer Methods in Applied Mechanics and Engineering*, vol. 184, pp. 501–520, 05 2000.
- [Aud06] C. Audet et J. Dennis, Jr., « Mesh adaptive direct search algorithms for constrained optimization », *SIAM Journal on Optimization*, vol. 17, n° 1, pp. 188–217, 2006.
- [Bal97] S. Balay, W. D. Gropp, L. C. McInnes et B. F. Smith, *Efficient Management of Parallelism in Object-Oriented Numerical Software Libraries*, pp. 163–202, Birkhäuser Boston, Boston, MA, 1997.
- [Bal16] M. Balluff, H. Naumoski et K. Hameyer, « Sensitivity analysis on tolerance induced torque fluctuation of a synchronous machine », dans *2016 6th International Electric Drives Production Conference (EDPC)*, pp. 128–134, Nov 2016.
- [Bar23] P. Barlow, *An essay on magnetic attractions*, 1823.
- [Bar04] E. Barbisio, F. Fiorillo et C. Ragusa, « Predicting loss in magnetic steels under arbitrary induction waveform and with minor hysteresis loops », *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 40, n° 4, pp. 1810–1819, July 2004.
- [Baz17] S. Bazhar, *Modeling, optimization for the design of new claw pole starter structure for "micro-hybrid" vehicles*, Theses, Université de Lorraine, juillet 2017.
- [Bec05] P. Beccue, J. Neely, S. Pekarek et D. Stutts, « Measurement and control of torque ripple-induced frame torsional vibration in a surface mount permanent magnet machine », *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 20, n° 1, pp. 182–191, 2005.

- [Ber88] G. Bertotti, « General properties of power losses in soft ferromagnetic materials », *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 24, n° 1, pp. 621–630, 1988.
- [Bia06] N. Bianchi, S. Bolognani, M. D. Pre et G. Grezzani, « Design considerations for fractional-slot winding configurations of synchronous machines », *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 42, n° 4, pp. 997–1006, July 2006.
- [Bog03] A. Boglietti, A. Cavagnino, M. Lazzari et M. Pastorelli, « Predicting iron losses in soft magnetic materials with arbitrary voltage supply : an engineering approach », *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 39, n° 2, pp. 981–989, Mar 2003.
- [Bog06] A. Boglietti, A. Cavagnino, M. Parvis et A. Vallan, « Evaluation of radiation thermal resistances in industrial motors », *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 42, n° 3, pp. 688–693, 2006.
- [Bom09] E. Bommé, *Modélisation et Optimisation des Machines Electriques Discoïdes à Double Entrefer*, Theses, Institut National Polytechnique de Grenoble - INPG, décembre 2009.
- [Bos88] A. Bossavit, « A rationale for 'edge-elements' in 3-d fields computations », *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 24, n° 1, pp. 74–79, Jan 1988.
- [Bos98] A. Bossavit, « How weak is the weak solution in finite elements methods? », *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. MAG-34, pp. 2429 – 2432, 10 1998.
- [Bou05] L. Bouarroudj, *Contribution à l'étude de l'alternateur à griffes : application au domaine automobile*, Thèse de doctorat, 2005, thèse de doctorat dirigée par Foggia, Albert et Mipo, Jean-Claude Génie électrique Grenoble INPG 2005.
- [Bou18] T. Boussey, *Design and optimization of Axial flux machine for hybrid vehicle*, Theses, Université Grenoble Alpes, mars 2018.
- [Cha08] M. Chaieb, S. Tounsi, R. Neji et F. Sellami, « Optimum geometry for torque ripple minimization of permanent magnet motor by the finite element method », dans *MELECON 2008 - The 14th IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference*, pp. 459–464, 2008.
- [Cle81] A. Clerc, *Physique et chimie populaires*, Jules Rouff et cie, 1881, source gallica.bnf.fr / Bibliothèque nationale de France.
- [Com75] U. S. C. S. G. O. Committee, *Oversight of Energy, Conservation : Hearings Before ..., 94-1, April 16, 17 and 18, 1975*, 1975.
- [Dav85] B. Davat, Z. Ren et M. Lajoie-Mazenc, « The movement in field modeling », *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 21, n° 6, pp. 2296–2298, November 1985.
- [Dev17] G. Devornique, *Modélisation et optimisation d'un alterno-démarrateur synchrone à griffes pour l'application « mild-hybrid »*, Thèse de doctorat, 2017,

- thèse de doctorat dirigée par Takorabet, Noureddine et Fontchastagner, Julien Génie électrique Université de Lorraine 2017.
- [Dev18] G. Devornique, J. Fontchastagner, D. Netter et N. Takorabet, « Three dimensional pole shape optimization of claw pole machines based on a hybrid model », *International Journal of Applied Electromagnetics and Mechanics*, vol. 57, pp. 1–9, 03 2018.
- [Dul96] P. Dular et U. de Liège. Faculté des sciences appliquées, *Modélisation du champ magnétique et des courants induits dans des systèmes tridimensionnels non lineaires*, Thèse de doctorat, 1996.
- [Dul99a] P. Dular, C. Geuzaine et W. Legros, « A natural method for coupling magnetodynamic h-formulations and circuit equations », *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 35, n° 3, pp. 1626–1629, May 1999.
- [Dul99b] P. Dular, F. Henrotte et W. Legros, « A general and natural method to define circuit relations associated with magnetic vector potential formulations », *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 35, n° 3, pp. 1630–1633, May 1999.
- [Dul09] P. Dular, « A posteriori error estimation of finite element solutions via the direct use of higher order hierarchal test functions », *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 45, n° 3, pp. 1360–1363, March 2009.
- [Dul20] P. Dular et C. Geuzaine, « GetDP reference manual : the documentation for GetDP, a general environment for the treatment of discrete problems », 07 2020, <http://getdp.info>.
- [DUP00] P.-E. DUPUIS, « Essais de vibrations mesures et exploitation des résultats », *Techniques de l'ingénieur Vibrations en milieu industriel, mesures, surveillance et contrôle*, vol. base documentaire : TIB424DUO., n° ref. article : bm5160, 2000.
- [Egg12] D. Eggers, S. Steentjes et K. Hameyer, « Advanced iron-loss estimation for nonlinear material behavior », *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 48, n° 11, pp. 3021–3024, 2012.
- [Ego16] A. Egorov, K. Kozlov et V. Belogusev, « Experimental identification of bearing mechanical losses with the use of additional inertia », *Procedia Engineering*, vol. 150, pp. 674 – 682, 2016, 2nd International Conference on Industrial Engineering (ICIE-2016).
- [Eng] L. Engineering, « Brushless dc motor, how it works ? », "<https://www.youtube.com/watch?v=bCEiOnuODac>".
- [Far01] M. Faraday et H. J. Fisher, *Faraday's Experimental researches in electricity*, 2001.
- [Fod15] D. Fodorean, A. Popp, O. Birte, C. Martis, M. Sarrazin et H. Van der Auweraer, « Noise and vibration behavior and analysis conditions of a 45kw induction motor », pp. 2147–2152, 07 2015.

- [Fon15] J. Fontchastagner, T. Lubin, F. Messine et S. Mezani, « Efficient design using successive analytical subproblems method : Application to axial magnetic couplings », *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 51, n° 3, pp. 1–4, 2015.
- [Fon17] J. Fontchastagner, G. Devornique, S. Bazhar, B. Ristagno, D. Netter et N. Takorabet, « Dilated subregions for solving fem problems with thin air-gaps : First step, 2d magnetostatic cases," isem2017 », *ISEM2017, 18th International Symposium on Applied Electromagnetics and Mechanics, Chamonix Mont-Blanc, France, 3-6 Sept. 2017.*, 2017.
- [Fre20] FreqProprePoutre, « Cours espci », 2020, "<https://cours.espci.fr/site.php?id=314&fileid=1263>".
- [GAR09] B. GARNIER, « Vibrations des structures industrielles notions de physique des vibrations », *Techniques de l'ingénieur Vibrations en milieu industriel, mesures, surveillance et contrôle*, vol. base documentaire : TIB424DUO., n° ref. article : r6190, 2009.
- [Geu09] C. Geuzaine et J.-F. Remacle, « Gmsh : A three-dimensional finite element mesh generator with built-in pre-and post-processing facilities », *International Journal for Numerical Methods in Engineering*, vol. 79, pp. 1309–1331, 11 2009.
- [Gim11] A. Gimeno, *Contribution à l'étude d'alternateurs automobiles : caractérisation des pertes en vue d'un dimensionnement optimal*, Thèse de doctorat, 2011, thèse de doctorat dirigée par Friedrich, Guy et Vivier, Stéphane Technologies de l'information et des systèmes Compiègne 2011.
- [Gir19] A. Giraud, I. Sevostianov, V. Kushch, P. Cosenza, D. Prêt, J.-F. Barthélémy et A. Trofimov, « Effective electrical conductivity of transversely isotropic rocks with arbitrarily oriented ellipsoidal inclusions », *Mechanics of Materials*, vol. 133, 03 2019.
- [Gir20a] D. Giraud, B. Ristagno, J. Fontchastagner, D. Netter, N. Labbe, V. Lanfranchi et N. Takorabet, « Simple method to reduce computation time in planar air-gap 3-d fem non-linear problems », *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. PP, pp. 1–1, 01 2020.
- [Gir20b] D. Giraud, B. Ristagno, D. Netter, J. Fontchastagner, N. Labbe et V. Lanfranchi, « Axial claw pole motor : harmonic torque estimation using finite element method », *COMPEL - The international journal for computation and mathematics in electrical and electronic engineering*, vol. ahead-of-print, 07 2020.
- [Gys07] J. Gyselinck, R. V. Sabariego et P. Dular, « Time-domain homogenization of windings in 2-d finite element models », *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 43, n° 4, pp. 1297–1300, 2007.
- [Iam16] B. Iamamura, M. Rossi, M. Hecquet, V. Lanfranchi, S. Recorbet et F. Tridon, « Vibration and acoustic noise of industrial inductors associated to converters

- in the railway domain : Design and material impacts », *COMPEL - The international journal for computation and mathematics in electrical and electronic engineering*, vol. 35, pp. 1900–1909, 11 2016.
- [IEA19] IEA, « Global ev outlook 2019 », 2019, "<https://www.iea.org/reports/global-ev-outlook-2019>".
- [Jac35] M. H. Jacobi, *Mémoire sur l'application de l'électro-magnétisme au mouvement des machines*, 1835.
- [Kar] Karlsruhe Institute of Technology (KIT), « Jacobi's motor », Lecture of Institute of Electrical Engineering "<https://www.eti.kit.edu/english/1382.php>".
- [Kit03] M. Kitamura, Y. Enomoto, J. Kaneda et M. Komuro, « Cogging torque due to roundness errors of the inner stator core surface », *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 39, n° 3, pp. 1622–1625, 2003.
- [Kri13] A. Krings, A. Mousavi, O. Wallmark et J. Soulard, « Temperature influence of nife steel laminations on the characteristics of small slotless permanent magnet machines », *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 49, pp. 4064–4067, 07 2013.
- [Kri14] A. Krings, S. Nategh, O. Wallmark et J. Soulard, « Influence of the welding process on the performance of slotless pm motors with sife and nife stator laminations », *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 50, pp. 296–306, 01 2014.
- [Lab17] N. Labbe et O. Savinois, « Flux switching rotating electrical machine for traction for a motor vehicle », 2017.
- [Lab20] N. Labbe, D. Giraud, G. Devornique, D. Netter, J. Fontchastagner et N. Takorabet, « Brevet : Inducteur à flux axial pour machine Électrique tournante de traction », 2020.
- [Lad91] P. LadeVeZe, J.-P. Pelle et P. Rougeot, « Error estimation and mesh optimization for classical finite elements », *Engineering Computations*, 1991.
- [Lan06] V. Lanfranchi, G. Friedrich, J. Le Besnerais et M. Hecquet, « Spread spectrum strategies study for induction motor vibratory and acoustic bahevior », dans *IECON 2006 - 32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics*, pp. 1423–1428, Nov 2006.
- [LB13] J. LE BESNERAIS, P. PELLEREY, V. LANFRANCHI et M. HECQUET, « Bruit acoustique d'origine magnétique dans les machines synchrones », *Techniques de l'ingénieur Machines électriques tournantes : conception, construction et commande*, vol. base documentaire : TIB252DUO., n° ref. article : d3581, 2013, fre.
- [LD11] S. Le Digabel, « Algorithm 909 : Nomad : Nonlinear optimization with the mads algorithm », *ACM Trans. Math. Softw.*, vol. 37, n° 4, février 2011.

- [Lee18] J. Lee et J. Ha, « Harmonic torque reduction using adaptive sector-based torque feedforward method for pmsm », dans *2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 5473–5478, 2018.
- [Lef18] Y. Lefevre, C. Henaux et J. F. Llibre, « Magnetic field continuity conditions in finite-element analysis », *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 54, n° 3, pp. 1–4, 2018.
- [Leu16] N. Leuning, S. Steentjes, M. Schulte, W. Bleck et K. Hameyer, « Effect of elastic and plastic tensile mechanical loading on the magnetic properties of ngo electrical steel », *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, vol. 417, pp. 42–48, 2016.
- [Lut12] J. Lutun, *Modélisation thermique des alternateurs automobiles*, Theses, Université de Grenoble, janvier 2012.
- [Mak00] J. Makar et B. Tanner, « Effect of plastic deformation and residual stress on the permeability and magnetostriction of steels », *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, vol. 222, pp. 291–304, 12 2000.
- [Mar08a] N. Martinez et Y. Lefevre, « Formulation faible et calcul de force magnétique », *Revue internationale de génie électrique*, vol. 10, pp. 231–250, 06 2008.
- [Mar08b] N. Martinez, Y. Lefevre et B. Nogarede, « Strong formulation using fds, weak formulation using fem and experimental data », 09 2008.
- [Mbe16] S. Mbengue, N. Buiron et V. Lanfranchi, « An anisotropic model for magnetostriction and magnetization computing for noise generation in electric devices », *Sensors*, vol. 16, p. 553, 04 2016.
- [Mul10] B. Multon, « LES MACHINES SYNCHRONES AUTOPILOTÉES », octobre 2010, lecture.
- [Nal10] G. Nalbone, « Pollution par les particules atmosphériques fines et ultrafines et risque cardiovasculaire », *Médecine & Longévité*, vol. 2, n° 1, pp. 22 – 39, 2010.
- [Nam17] M. J. Nam, J. hyun Kim, K.-Y. Cho, H.-W. Kim et Y. Cho, « Torque ripple reduction of an interior pm synchronous motor by compensating harmonic currents based on flux linkage harmonics », 2017.
- [Nan11] M. d. Nansouty, « Les merveilles de la science. chemins de fer automobiles », *Livres*, 1911, source gallica.bnf.fr / Bibliothèque nationale de France, département Sciences et techniques, 4-V-6755 (5).
- [Not20] NotionsStructure, « Cours de structure », 2020, "<https://www.notionsstructures.be/les-notions/calcul-du-b%C3%A9ton/application-poutre-els/>".
- [Nun17] A. S. Nunes, O. Chadebec, P. Kuo-Peng, P. Dular et G. Meunier, « A coupling between the facet finite element and reluctance network methods in 3-d », *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 53, n° 10, pp. 1–10, 2017.

- [OER20] M. C. OERSTED, « Expériences sur l'effet du conflit électrique sur l'aiguille aimantée (1820) », dans *Annales de Chimie et de Physique*, vol. 14, pp. 417–425, 1820.
- [Par08] G. Parent, *Mise en œuvre d'une technique de projection de grandeurs discrètes : applications aux couplages magnétothermique et magnétomécanique*, Thèse de doctorat, 2008, thèse de doctorat dirigée par Dular, Patrick et Piriou, Francis Génie électrique Lille 1 2008.
- [Pas16] M. Pascal, P. de Crouy Chanel, V. Wagner, M. Corso, C. Tillier, M. Bentayeb et al, « Analyse des gains en santé de plusieurs scénarios d'amélioration de la qualité de l'air en France continentale. », *Bull Epidemiol Hebd.* 2016;(26-27) :430-7., 2016, "http://invs.santepubliquefrance.fr/beh/2016/26-27/2016_26-27_1.html".
- [Per13] S. Perez, *Contribution au Dimensionnement Optimal d'Alternateur à Griffes Sans Aimant - Apport des alliages FeCo*, Thèse de doctorat, 2013, thèse de doctorat dirigée par Kedous-Lebouc, Afef et Foggia, Albert Sciences et technologie industrielles Grenoble 2013.
- [Pfi15] G. V. Pflingsten, M. Hombitzer et K. Hameyer, « Influence of production uncertainties and operational conditions on torque characteristic of an induction machine », dans *2015 5th International Electric Drives Production Conference (EDPC)*, pp. 1–5, Sep. 2015.
- [PLU04] J. PLUSQUELLEC, « Vibrations », *Techniques de l'ingénieur Notions fondamentales en acoustique et vibrations*, vol. base documentaire : TIB522DUO., n° ref. article : br200, 2004.
- [Poe] J. Poetzscher, « No₂ maps based on esa satellite readings. credit : Esa / eeb / james poetzscher », .
- [Pop15] M. Popescu, I. Foley, D. Staton et J. Goss, « Multi-physics analysis of a high torque density motor for electric racing cars », pp. 6537–6544, 09 2015.
- [Pup16] R. Pupadubsin, A. Steven, J. D. Widmer et B. C. Mecrow, « Mechanical material properties for structural simulation model of switched reluctance machines », dans *2016 XXII International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, pp. 2293–2299, 2016.
- [Rä13] V. Räisänen, S. Kurz, S. Suuriniemi, T. Tarhasaari et L. Kettunen, « How can we deal with moving objects on a fixed mesh? », *Journal of Computational and Applied Mathematics*, vol. 246, pp. 260 – 268, 2013, fifth International Conference on Advanced Computational Methods in ENgineering (ACOMEN 2011).
- [Rah08] F. Rahman, « ELEC4614 - Power Electronics », 2008, lecture of University of New South Wales-School of Electrical Engineering and Telecommunications.

- [Rak96] M. Rakotovao, *Un modèle opérationnel complet pour l'alternateur à griffes dans le domaine automobile*, Thèse de doctorat, 1996, thèse de doctorat dirigée par Desesquelles, Pierre-François Génie électrique Cachan, Ecole normale supérieure 1996.
- [RAM12] R. RAMAROTAFIKA, A. Benabou et S. Clenet, « Experimental characterization of the iron losses variability in stators of electrical machines », *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 48, n° 4, pp. 1629–1632, avril 2012, version éditeur disponible à l'adresse suivante : <http://ieeexplore.ieee.org/xpl/articleDetails.jsp?arnumber=6172417>.
- [Rem96] J. . Remacle, P. Dular, A. Genon et W. Legros, « A posteriori error estimation and adaptive meshing using error in constitutive relation », *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 32, n° 3, pp. 1369–1372, May 1996.
- [Ret08] J.-M. Retif, « Commande vectorielle des machines asynchrones et synchrones », 2008, cours INSA Lyon.
- [Sal04] P. Salminen, M. Niemela, J. Pyhonen et J. Mantere, « Performance analysis of fractional slot wound pm-motors for low speed applications », dans *Conference Record of the 2004 IEEE Industry Applications Conference, 2004. 39th IAS Annual Meeting.*, vol. 2, pp. 1032–1037 vol.2, Oct 2004.
- [San00] Sang-Moon Hwang, Kyungtae Kim, Weui-Bong Jeong, Yoong-Ho Jung et Beom-Soo Kang, « Comparison of vibration sources between symmetric and asymmetric hdd spindle motors with rotor eccentricity », vol. 1, pp. 186–189 vol.1, 2000.
- [S.B20a] S.Balay, S.Abhyankar, M.Adams, J.Brown, P.Brune, K.Buschelman, L.Dalcin, V.Eijkhout, W.Gropp, D.Kaushik, M.Knepley, L.Curfman McInnes, K.Rupp, B.Smith, S.Zampini et H.Zhang, « Petsc users manual. », 2020.
- [S.B20b] S.Balay, S.Abhyankar, M.Adams, J.Brown, P.Brune, K.Buschelman, L.Dalcin, V.Eijkhout, W.Gropp, D.Kaushik, M.Knepley, L.Curfman McInnes, K.Rupp, B.Smith, S.Zampini et H.Zhang, « Petsc web page », 2020.
- [Sie] Siemens, "<https://new.siemens.com/global/en/company/about/history/news/speed-world-record-1903.html>".
- [Sie13] R. Siebert, J. Schneider et E. Beyer, « Laser cutting and mechanical cutting of electrical steels and its effect on the magnetic properties », *IEEE Transactions on Magnetics*, 09 2013.
- [Sta10] D. Staton, M. Popescu, D. Hawkins, A. Boglietti et A. Cavagnino, « Influence of different end region cooling arrangements on end-winding heat transfer coefficients in electrical machines », pp. 1298 – 1305, 10 2010.

- [Tah07] W. Tahil, « The trouble with lithium », *Implications of Future PHEV Production for Lithium Demand. Martainville : Meridian International Research*, 2007.
- [Tam08] Y. Tamto, *Détermination des Paramètres d'une machine à Griffes. Application au domaine automobile*, Theses, Institut National Polytechnique de Grenoble - INPG, décembre 2008.
- [Tar88] T. Tarnhuvud et K. Reichert, « Accuracy problems of force and torque calculation in fe-systems », *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 24, n° 1, pp. 443–446, 1988.
- [Tes87] N. Tesla, « Electro-magnetic motor », 1 1887, uS Patent 381,968.
- [TK15] A. Tan-Kim, *Contribution à l'étude du bruit acoustique d'origine magnétique en vue de la conception optimale de machines synchrones à griffes pour application automobile*, Thèse de doctorat, 2015, thèse de doctorat dirigée par Lanfranchi, Vincent Génie Électrique : Unité de Recherche Laboratoire d'Électromécanique de Compiègne (LEC - EA 1006) Compiègne 2015.
- [Ton99] E. Tonti, « On the geometrical structure of electromagnetism », 05 1999.
- [Val08] M. A. Valenzuela et J. A. Tapia, « Heat transfer and thermal design of finned frames for tefc variable-speed motors », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, n° 10, pp. 3500–3508, 2008.
- [Val18] Valeo, « Le prototype de véhicule 48v 100% électrique », 2018, "<https://www.valeo.com/fr/prototype-de-vehicule-48v-100-electrique/>".
- [Ver94] S. P. Verma et A. Balan, « Determination of radial-forces in relation to noise and vibration problems of squirrel-cage induction motors », *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 9, n° 2, pp. 404–412, June 1994.
- [WL13] Z. C. Weixin Li, Zhensheng Yuan, « Adaptive mesh morphing method for numerical analysis of electromagneto-mechanical coupling using lagrangian approach », *19th International Conference on the Computation of Electromagnetic Fields COMPUMAG 2013.*, 2013.
- [Xue18] S. Xue, J. Feng, S. Guo, J. Peng, W. Q. Chu et Z. Q. Zhu, « A new iron loss model for temperature dependencies of hysteresis and eddy current losses in electrical machines », *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 54, n° 1, pp. 1–10, Jan 2018.
- [Yan19] K. Yang, K. Akatsu, Y. Miyama et K. Okazaki, « A method to suppress vibration due to fabrication tolerance by using triple three-phase winding motor », pp. 1863–1868, 2019.
- [Zha04] Zhangjun Tang, P. Pillay, A. M. Omekanda, Chen Li et C. Cetinkaya, « Young's modulus for laminated machine structures with particular reference to switched reluctance motor vibrations », *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 40, n° 3, pp. 748–754, 2004.

- [Zha15] W. Zhao, T. A. Lipo et B. Kwon, « Torque pulsation minimization in spoke-type interior permanent magnet motors with skewing and sinusoidal permanent magnet configurations », *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 51, n° 11, pp. 1–4, 2015.
- [Zhu12] Z. Q. Zhu et J. H. Leong, « Analysis and mitigation of torsional vibration of pm brushless ac/dc drives with direct torque controller », *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 48, n° 4, pp. 1296–1306, 2012.

Annexe A

Modélisation éléments finis mécanique

Formulation faible mécanique

Nous présentons dans cette section la formulation faible utilisée pour calculer les déformations et fréquences propres des griffes dans le chapitre 2. Dans cette annexe, les vecteurs sont soulignés une fois et les tenseurs d'ordre 2, deux fois. Nous nous plaçons dans le cas de matériaux linéaires isotropes. La loi de Hooke, reliant le tenseur de déplacements $\underline{\underline{\epsilon}}$ au tenseur des contraintes de Cauchy $\underline{\underline{\sigma}}$ s'écrit :

$$\underline{\underline{\sigma}} = \lambda \text{Tr}(\underline{\underline{\epsilon}}) + 2G\underline{\underline{\epsilon}} \quad (\text{A.1})$$

Avec λ et G les coefficients d'élasticités de Lamé tels que :

$$\lambda = \frac{\nu E}{(1 + \nu)(1 - 2\nu)} \quad (\text{A.2})$$

$$G = \frac{E}{2(1 + \nu)} \quad (\text{A.3})$$

Avec E le module d'Young du matériau et ν le coefficient de Poisson du matériau.

L'équation d'équilibre de la mécanique s'écrit :

$$\text{div}(\underline{\underline{\sigma}}) + \underline{\underline{f}}_v = \rho \underline{\underline{u}} \quad (\text{A.4})$$

Avec $\underline{\underline{f}}_v$ la force volumique d'efforts extérieurs, ρ la masse volumique et $\underline{\underline{u}}$ l'accélération, $\underline{\underline{u}}$ étant le déplacement.

Nous prenons une fonction $\underline{\underline{u}}'$ ayant les mêmes propriétés que le vecteur déplacement $\underline{\underline{u}}$ et nous intégrons l'équation (A.4) :

$$\iiint_{\Omega} (\rho \underline{\underline{u}} - \text{div}(\underline{\underline{\sigma}}) - \underline{\underline{f}}_v) \cdot \underline{\underline{u}}', d\Omega = 0 \quad (\text{A.5})$$

Nous utilisons maintenant la relation :

$$\underline{\underline{\sigma}} : \underline{\underline{\text{grad}}}(\underline{\underline{u}}') = \text{div}(\underline{\underline{\sigma}} \cdot \underline{\underline{u}}') - \underline{\underline{u}}' \cdot \text{div}(\underline{\underline{\sigma}}) \quad (\text{A.6})$$

L'équation (A.5) devient :

$$\iiint_{\Omega} \underline{u}' \cdot \rho \underline{\ddot{u}} - \underline{u}' \cdot \underline{f}_v - \underline{\text{div}}(\underline{\sigma} \cdot \underline{u}') + \underline{\sigma} : \underline{\text{grad}}(\underline{u}'), d\Omega = 0 \quad (\text{A.7})$$

Puis avec Green-Ostrogradski :

$$\iiint_{\Omega} \underline{u}' \cdot \rho \underline{\ddot{u}} - \underline{u}' \cdot \underline{f}_v + \underline{\sigma} : \underline{\text{grad}}(\underline{u}'), d\Omega - \iint_{d\Omega} \underline{u}' \cdot \underline{\sigma} \cdot \underline{n}, dS = 0 \quad (\text{A.8})$$

En prenant $\underline{u}' = \begin{pmatrix} u'_x \\ u'_y \\ u'_z \end{pmatrix}$ et $\underline{du}'_i = \begin{pmatrix} \frac{du'_i}{dx} \\ \frac{du'_i}{dy} \\ \frac{du'_i}{dz} \end{pmatrix}$

Nous pouvons écrire :

$$\underline{\sigma} : \underline{\text{grad}}(\underline{u}') = \begin{pmatrix} \sigma_{xx} \\ \sigma_{yx} \\ \sigma_{zx} \end{pmatrix} \underline{du}'_x + \begin{pmatrix} \sigma_{xy} \\ \sigma_{yy} \\ \sigma_{zy} \end{pmatrix} \underline{du}'_y + \begin{pmatrix} \sigma_{xz} \\ \sigma_{yz} \\ \sigma_{zz} \end{pmatrix} \underline{du}'_z \quad (\text{A.9})$$

D'après la loi de Hooke (équation (A.1)) :

$$\begin{aligned} \sigma_{xx} &= \lambda \left(\frac{\partial u_x}{\partial x} + \frac{\partial u_y}{\partial y} + \frac{\partial u_z}{\partial z} \right) + 2G \frac{\partial u_x}{\partial x} \\ \sigma_{yy} &= \lambda \left(\frac{\partial u_x}{\partial x} + \frac{\partial u_y}{\partial y} + \frac{\partial u_z}{\partial z} \right) + 2G \frac{\partial u_y}{\partial y} \\ \sigma_{zz} &= \lambda \left(\frac{\partial u_x}{\partial x} + \frac{\partial u_y}{\partial y} + \frac{\partial u_z}{\partial z} \right) + 2G \frac{\partial u_z}{\partial z} \\ \sigma_{xy} &= G \left(\frac{\partial u_y}{\partial x} + \frac{\partial u_x}{\partial y} \right) \\ \sigma_{xz} &= G \left(\frac{\partial u_z}{\partial x} + \frac{\partial u_x}{\partial z} \right) \\ \sigma_{yz} &= G \left(\frac{\partial u_y}{\partial z} + \frac{\partial u_z}{\partial y} \right) \end{aligned} \quad (\text{A.10})$$

En utilisant l'équation (A.10) dans l'équation (A.9) en prenant $\underline{du}'_i = \begin{pmatrix} \frac{du_i}{dx} \\ \frac{du_i}{dy} \\ \frac{du_i}{dz} \end{pmatrix}$ nous

avons :

$$\begin{aligned} \underline{\sigma} : \underline{\text{grad}}(\underline{u}') &= (\underline{C}_{xx} \cdot \underline{du}_x + \underline{C}_{xy} \cdot \underline{du}_y + \underline{C}_{xz} \cdot \underline{du}_z) \cdot \underline{du}'_x \\ &\quad + (\underline{C}_{yy} \cdot \underline{du}_y + \underline{C}_{yx} \cdot \underline{du}_x + \underline{C}_{yz} \cdot \underline{du}_z) \cdot \underline{du}'_y \\ &\quad + (\underline{C}_{zz} \cdot \underline{du}_z + \underline{C}_{zx} \cdot \underline{du}_x + \underline{C}_{zy} \cdot \underline{du}_y) \cdot \underline{du}'_z \end{aligned}$$

Avec :

$$\begin{aligned}
 \underline{[C_{xx}]} &= \begin{pmatrix} \lambda + 2G & 0 & 0 \\ 0 & G & 0 \\ 0 & 0 & G \end{pmatrix}, \underline{[C_{yy}]} = \begin{pmatrix} G & 0 & 0 \\ 0 & \lambda + 2G & 0 \\ 0 & 0 & G \end{pmatrix}, \underline{[C_{zz}]} = \begin{pmatrix} G & 0 & 0 \\ 0 & G & 0 \\ 0 & 0 & \lambda + 2G \end{pmatrix} \\
 \underline{[C_{xy}]} &= \begin{pmatrix} 0 & \lambda & 0 \\ G & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}, \underline{[C_{yx}]} = \begin{pmatrix} 0 & G & 0 \\ \lambda & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}, \underline{[C_{zx}]} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & G \\ 0 & 0 & 0 \\ \lambda & 0 & 0 \end{pmatrix} \\
 \underline{[C_{xz}]} &= \begin{pmatrix} 0 & 0 & \lambda \\ 0 & 0 & 0 \\ G & 0 & 0 \end{pmatrix}, \underline{[C_{yz}]} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \lambda \\ 0 & G & 0 \end{pmatrix}, \underline{[C_{zy}]} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & G \\ 0 & \lambda & 0 \end{pmatrix}
 \end{aligned}$$

La formulation faible avec pour inconnues les trois composantes de déplacements (u_x, u_y, u_z) associées aux fonctions tests (u_x', u_y', u_z') s'écrit à partir de l'équation (A.8) :

$$\begin{aligned}
 & \iiint_{\Omega} \begin{pmatrix} u'_x \\ u'_y \\ u'_z \end{pmatrix} \cdot \rho \begin{pmatrix} \frac{d^2 u_x}{dt^2} \\ \frac{d^2 u_y}{dt^2} \\ \frac{d^2 u_z}{dt^2} \end{pmatrix}, d\Omega - \iiint_{\Omega} \begin{pmatrix} u'_x \\ u'_y \\ u'_z \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} f_x \\ f_y \\ f_z \end{pmatrix}, d\Omega \\
 & + \iiint_{\Omega} (\underline{[C_{xx}]} \cdot \underline{du}_x + \underline{[C_{xy}]} \cdot \underline{du}_y + \underline{[C_{xz}]} \cdot \underline{du}_z) \cdot \underline{du}'_x, d\Omega \\
 & + \iiint_{\Omega} (\underline{[C_{yy}]} \cdot \underline{du}_y + \underline{[C_{yx}]} \cdot \underline{du}_x + \underline{[C_{yz}]} \cdot \underline{du}_z) \cdot \underline{du}'_y, d\Omega \\
 & + \iiint_{\Omega} (\underline{[C_{zz}]} \cdot \underline{du}_z + \underline{[C_{zx}]} \cdot \underline{du}_x + \underline{[C_{zy}]} \cdot \underline{du}_y) \cdot \underline{du}'_z, d\Omega \\
 & - \iint_{d\Omega} \underline{u}' \cdot \underline{\sigma} \cdot \underline{n}, dS = 0
 \end{aligned} \tag{A.11}$$

Validation sur une poutre encastree

Afin de valider la formulation faible, nous prenons l'exemple d'une poutre à section rectangulaire dont les solutions analytiques sur des problèmes simples sont connus. Premièrement, nous encastrons la poutre et appliquons une pression constante sur sa longueur comme présenté sur la Figure A.1. Le déplacement maximal d_{max} d'une poutre encastree lorsque qu'une charge uniformément répartie ω [N/m] est appliquée

sur toute sa longueur L_z est : $d_{max} = \frac{\omega L_z^4}{8EI}$ [Not20]

Avec E le module de Young du matériau et I le moment quadratique (égale à $\frac{L_x L_y^3}{12}$ dans le cas d'une poutre de section rectangulaire en L_x sur L_y).

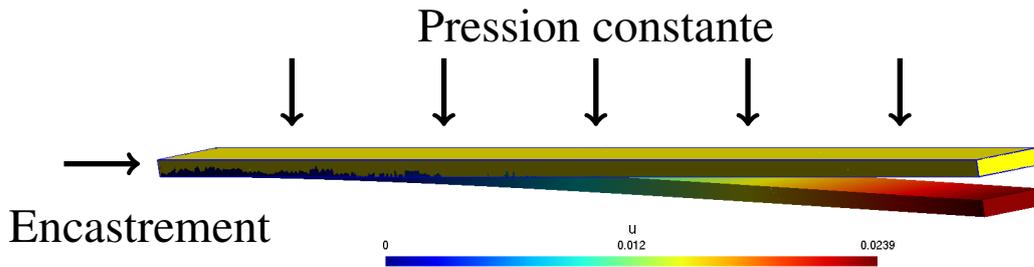


FIGURE A.1 – Poutre Encastree

Avec les paramètres géométriques choisies, la flèche maximale calculée analytiquement est de $0.024802m$. Le calcul par éléments finis donne $0.0239448m$ soit 3% d'écart.

De la même manière, nous calculons les fréquences propres du système et les comparons avec les valeurs analytiques calculées avec les formules données dans [Fre20]. Pour le calcul des fréquences propres par éléments finis, nous utilisons la méthode de résolution *EigenSolve* implémentée dans GetDp.

Numéro du mode	Analytique(Hz)	EF(Hz)	Écart(%)
1	9.10	8.9	2%
2	35.7	35.7	0%
3	57.0	56.0	2%
4	159	156	2%
5	222	224	1%
6	312	307	2%
7	515	508	2%
8	615	627	2%
9	769	758	1%

Résumé : Les travaux présentés dans cette thèse portent sur l'étude de machines à griffes et flux axial pour traction automobile. Dans un contexte industriel, l'objectif n'est pas la recherche absolue de précision mais la mise au point des outils permettant d'obtenir le plus rapidement possible des informations utiles au dimensionnement et à la prise de décision.

Le choix s'est porté sur des logiciels libres et ouverts, Gmsh/GetDP pour la partie éléments finis et NOMAD pour l'optimisation afin d'adapter des outils spécifiques avec un contrôle de la géométrie, du maillage, des formulations variationnelles et du problème d'optimisation. Une API a été développée afin d'automatiser la mise en place des modèles et le dialogue entre les différents logiciels. De plus, l'utilisation de logiciels libres avec le contrôle des formulations variationnelles a permis la mise en place d'astuces permettant de faciliter la modélisation. Les résultats obtenus ne sont jamais une image exacte de la réalité et doivent être exploités avec précautions. Dans un contexte industriel, plusieurs questions se posent alors pour ne pas perdre de temps à calculer des grandeurs non-exploitable. Quelles grandeurs peuvent être calculées avec confiance ? Comment trouver le compromis entre rapidité et précision ? Pour répondre à ces questions, une méthodologie reposant sur la comparaison de résultats issus de deux formulations a été développée.

Enfin, ces outils ont permis le dimensionnement de plusieurs structures innovantes répondant au cahier des charges. Une recherche de simplification de l'inducteur a permis d'obtenir des structures non-conventionnelles pouvant être intéressantes dans une recherche de réduction de coût.

Summary : The work in this thesis deals with the study of an axial flux claw pole machine for automotive traction. In an industrial context, the objective is not the absolute search for precision but to develop tools to obtain as quickly as possible useful information for design and decision making.

The choice was made on free and open softwares, Gmsh/GetDP for the finite element part and NOMAD for the optimization in order to adapt these tools specifically to the engine sizing of this thesis with a control of the geometry, the mesh, the solved formulations and the optimization problem. An API was developed in order to automatize the setting up of models and the dialogue between the different softwares. In addition, the use of free software with the control of the solved formulations has allowed the implementation of practical methods to facilitate modeling.

The obtained results are never an exact image of reality and must be used with care. In an industrial context, several questions arise so as not to waste time calculating non-exploitable quantities. Which quantities can be calculated with confidence ? To what extent can the mesh be expanded in order to find the compromise between speed and precision ? To answer these questions, a methodology based on the comparison of results from two formulations has been developed.

Finally, the use of models solved by the finite element method in an optimization process, allowed the design of several innovative structures satisfying the specifications. A search for simplification of the inductor has allowed to obtain unconventional structures that could be interesting in a search for cost reduction.