



Modélisation et conception des machines haute vitesse pour la turbocompression assistée électriquement

Adrien Gilson

► To cite this version:

Adrien Gilson. Modélisation et conception des machines haute vitesse pour la turbocompression assistée électriquement. Energie électrique. Université Bourgogne Franche-Comté, 2018. Français. NNT : 2018UBFCD003 . tel-03943069

HAL Id: tel-03943069

<https://theses.hal.science/tel-03943069>

Submitted on 17 Jan 2023

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.

SPIM

Thèse de Doctorat



école doctorale **sciences pour l'ingénieur et microtechniques**
UNIVERSITÉ DE FRANCHE-COMTÉ

THÈSE présentée par

ADRIEN GILSON

pour obtenir le

Grade de Docteur de

l'Université de Bourgogne Franche-Comté

Spécialité : **Génie Électrique**

Modélisation et Conception des Machines Haute Vitesse pour la Turbocompression Assistée Électriquement

Unité de Recherche :
Département Énergie de FEMTO-ST

Soutenue publiquement le 12 janvier 2018 devant le Jury composé de :

GUY FRIEDRICH	Président	Prof. à l'Université de Compiègne
MOHAMMED EL HADI ZAÏM	Rapporteur	Prof. à Polytech Nantes, Université de Nantes
HAMID BEN AHMED	Rapporteur	MCF HDR à l'École Normale Supérieure de Rennes
BULENT SARLIOGLU	Examineur	Prof. à University of Wisconsin-Madison
CHRISTOPHE ESPANET	Directeur	Prof. à l'Université de Bourgogne Franche-Comté
FRÉDÉRIC DUBAS	Co-directeur	MCF à l'Université de Bourgogne Franche-Comté
DANIEL DEPERNET	Co-directeur	MCF HDR à l'Université de Technologie Belfort-Montbéliard

Remerciements

Je souhaite remercier la société Moving Magnet Technologies SA (MMT) à Besançon, le département Énergie de FEMTO-ST à Belfort et la direction de Sonceboz SA qui m'ont permis de réaliser ce travail de thèse. Je remercie en particulier Stéphane Biwersi et Pierre Gandel de m'avoir confié ce sujet passionnant.

Un grand merci à mon directeur de thèse Christophe Espanet pour ses précieux conseils et ses encouragements. Merci à mes co-encadrants Frédéric Dubas et Daniel Depernet pour le suivi régulier, leurs conseils et pour m'avoir poussé à être plus rigoureux tant sur la forme que sur le fond de mon travail.

J'aimerais remercier M. Guy Friedrich pour avoir présidé le jury de thèse et M. Hamid Ben Ahmed, M. Mohammed El Hadi Zaïm ainsi que M. Bulent Sarlioglu pour leur participation au jury et leurs nombreuses questions pertinentes.

Je souhaite remercier chaleureusement Stéphane Tavernier pour ses conseils dans le dimensionnement et la mesure des machines électriques haute vitesse. Merci à Mathieu Gerber pour sa bonne humeur et le partage de ses connaissances en électronique de puissance. Merci à Gilles Tonnelier et Antoine Collin pour leur aide précieuse dans le domaine de la modélisation mécanique. Merci aussi à Guillaume Verez pour son support dans la compréhension des phénomènes acoustiques.

Je souhaite remercier l'équipe de l'atelier de prototypage moteur de MMT et en particulier Martial Pagniez et Olivier Devillers pour leur travail dans la réalisation des prototypes.

Enfin, mes remerciements vont aux collègues de MMT et en particulier à l'équipe du bureau de la recherche et du développement avancé pour l'ambiance de travail agréable et les échanges fructueux.

Résumé

DANS le milieu automobile, les réglementations visant à limiter l'émission de particules fines et de gaz à effet de serre sont devenues de plus en plus sévères au cours des dernières années. Cette tendance ne va pas s'inverser et des solutions doivent être trouvées pour améliorer le rendement des moteurs à combustion interne (ICE) qui propulsent la majorité des véhicules de tourisme dans le monde.

Une des solutions permettant d'améliorer le rendement thermodynamique de l'ICE est d'utiliser un turbocompresseur. Cet organe de suralimentation permet d'accroître le couple du moteur en augmentant la pression d'air dans les cylindres et par conséquent la quantité de comburant. Le turbocompresseur présente cependant un inconvénient pour l'agrément de conduite. Selon la technologie employée, un temps de latence (turbo lag) plus ou moins important apparaît entre le moment où le conducteur appuie sur la pédale d'accélérateur et le moment où le couple est disponible sur les roues.

Pour pallier ce problème, on peut utiliser une machine électrique venant assister le turbocompresseur durant la phase de montée en vitesse. Cette machine peut faire partie d'un système indépendant de compression d'air et placée en amont du turbocompresseur, on parlera alors de turbo assisté électriquement. Cette machine peut aussi être intégrée directement au turbocompresseur, on parlera alors de turbo électrique. Dans les deux cas, le temps de réponse du turbocompresseur est amélioré ce qui impacte directement la dynamique du véhicule et le plaisir de conduite. Dans le cas du turbo électrique, l'intégration de la machine électrique directement sur le turbocompresseur permet son fonctionnement en génératrice en offrant ainsi une amélioration du rendement global de l'ICE. Le sujet de la thèse est la modélisation et la conception des machines électriques haute vitesse pour ces applications. Les principales qualités recherchées pour ces machines seront :

1. leurs capacités à pouvoir fonctionner à haute vitesse : les vitesses recherchées se situent typiquement entre 70 000 et 150 000 tr/min pour des vitesses périphériques de l'ordre de 150 m/s ;
2. leurs densités de puissance : on recherche des puissances de 3 à 15 kW pour des machines compactes qui devront être intégrées sous le capot du véhicule ;
3. des rendements élevés de l'ordre de 95 % ;
4. une conception adaptée à la production en grande série pour l'automobile.

Pour répondre à cette problématique, les travaux suivants ont été entrepris :

Dans un premier temps, nous avons modélisé finement les phénomènes électromagnétiques et mécaniques liés aux machines électriques haute vitesse à encoches et aimants permanents positionnés en surface. Pour cela, nous avons développé un modèle de calcul en sous-domaines pour la partie électromagnétique et un modèle multicouches de résistance des matériaux pour le calcul de la tenue du rotor à haute vitesse.

Dans un deuxième temps, pour pouvoir explorer des topologies de machines très différentes, nous avons eu recours aux méthodes de calcul par éléments finis. Nous avons pu identifier et comparer plusieurs topologies de machines à encoches, sans encoches, à bobinage dentaire ou toroïdal. Cette étude paramétrique a permis de comparer la densité de couple et le rendement de ces machines.

Enfin, dans une dernière partie, nous nous sommes intéressés aux prototypages et aux mesures de ces machines. Pour cela, sur la base des études réalisées, nous avons prototypé trois machines aux performances prometteuses. La conception mécanique des différentes machines est abordée ainsi que les méthodes de mesures et les difficultés liées aux caractérisations à haute vitesse.

Au cours de ce travail de thèse, d'autres aspects ont aussi été abordés tel que la modélisation des pertes du système machine électrique et convertisseur de puissance, la dynamique des rotors ou encore les émissions acoustiques.

Mots-clés

Bobinage concentré, Bobinage toroidal, Haute vitesse, Machine synchrone à aimants permanents, Modélisation analytique et numérique, Turbocompresseur.

Abstract

In the automotive industry, regulations to limit the emission of greenhouse gases have become more and more severe. This trend is not going to change and solutions must be found to improve the efficiency of internal combustion engines (ICE) that drive the majority of passenger cars in the world.

Turbochargers are a clever solution to improve the thermodynamic efficiency of the ICE. This forced induction device increases the air pressure in the cylinders and therefore the engine torque. However, turbochargers have a major disadvantage for the driver experience : a lag time (turbo lag) between the moment when the driver steps on the accelerator and the moment when torque is available.

To overcome this problem, an electric machine can be used to assist the turbocharger during the speed up phase. This machine can be a part of an independent system of air compression and placed upstream of the turbocharger or it can be integrated directly into the turbocharger. In both cases, the response time of the turbocharger is greatly reduced which directly impacts the dynamic of the vehicle and the driving pleasure. The integration of the electric machine directly on the turbocharger allows its operation as a generator to improve the overall efficiency of the ICE.

The subject of this thesis is the modeling and design of high speed electric machines for these applications. The main requirements are :

1. High-speed operation : between 70,000 and 150,000 rpm and peripheral speeds around 150 m/s.
2. Power density : from 3 to 15 kW for compact machines that will have to be integrated under the hood of the vehicle.
3. High efficiency : around 95 % and above.
4. A design adapted to mass production for the automotive industry.

To cope with this requirements, the following tasks were undertaken :

Firstly, we modeled the electromagnetic and mechanical behaviors of high-speed slotted electric machines with surface-mounted permanent magnets. For the electromagnetic part, we developed a subdomain calculation model. For the mechanical part, we worked on a multilayer model to evaluate the rotor strength at high speed.

Secondly, we used finite element analysis methods to explore different machine structures. We compared several topologies of slotted and slotless machines, with tooth-coil winding and toroidal winding. This parametric study allowed us to compare the torque density and efficiency of these machines.

Finally, we dealt with the case of prototyping and measurements of these machines. Based on the previous studies, we prototyped three machines with promising performances. The me-

chanical design of the different machines is discussed as well as the measurement methods and the difficulties associated with high speed characterization.

During this thesis work, other aspects were also discussed such as the losses in power converters driving high-speed electric machines, rotor dynamics and acoustic emissions.

Keywords

Analytical and numerical modeling, Concentrated winding, High-speed, Permanent-magnet synchronous machine, Toroidal winding, Turbocharger.

Table des matières

Table des figures	18
1. Introduction	19
1.1. Problématique	19
1.2. Le turbocompresseur	20
1.2.1. Présentation	21
1.2.2. Principe de fonctionnement	21
1.2.3. Amélioration du système	22
1.3. Le turbocompresseur électrique	23
1.3.1. Présentation	24
1.3.2. Intégration au système turbocompresseur	24
1.3.3. Brevets	27
1.4. Les machines haute vitesse	29
1.4.1. Cahier des charges	30
1.4.2. Conception des machines haute vitesse	31
1.5. Conclusion	35
2. Modélisation électromagnétique	37
2.1. État de l'art et intérêt des méthodes analytiques de modélisation	38
2.1.1. Équations fondamentales	38
2.1.2. Les méthodes de calcul (semi-)analytiques	38
2.1.3. La méthode en sous-domaines	39
2.2. Présentation du modèle	41
2.2.1. Équations fondamentales	43
2.2.2. Géométrie et sous-domaines associés	45
2.2.3. Conditions aux limites	48
2.2.4. Définition des sources	51
2.2.5. Résolution	55
2.3. Applications au cas des machines hautes vitesses	61
2.3.1. Calcul du couple	63
2.3.2. Calcul de la tension induite	63
2.3.3. Calcul des pertes au rotor	66
2.3.4. Calcul de la pression de Maxwell	67
2.4. Conclusion	70

3. Modélisation mécanique	71
3.1. Résistance des matériaux pour les assemblages rotatifs frettés	71
3.1.1. Équations fondamentales	72
3.1.2. Application au rotor fretté	73
3.1.3. Contrainte équivalente	80
3.2. Dynamique des rotors	83
3.2.1. Dimensionnement du rotor	83
3.2.2. Efforts sur les paliers	84
3.2.3. Modes de déformations	86
3.2.4. Diagramme de Campbell	86
3.3. Aspects pratiques et réalisation	87
3.3.1. Paliers	87
3.3.2. Équilibrage	89
3.4. Conclusion	91
4. Dimensionnement et comparaison des topologies haute vitesse	93
4.1. Bilan de puissance des machines haute vitesse	93
4.1.1. Pertes cuivre	94
4.1.2. Pertes fer statoriques	96
4.1.3. Pertes rotoriques	99
4.1.4. Pertes mécaniques	101
4.1.5. Pertes supplémentaires	103
4.2. Bilan de puissance du système machine – convertisseur	103
4.2.1. Modèle de l'onduleur	104
4.2.2. Modèle de pertes dans l'onduleur	106
4.2.3. Couplage machine – onduleur	107
4.2.4. Cas d'étude	108
4.3. Sélection et comparatif des topologies	108
4.3.1. Matériaux	110
4.3.2. Pré-dimensionnement de la frette	113
4.3.3. Présentation des topologies candidates	115
4.3.4. Paramétrage et résultats du comparatif	115
4.4. Conclusion	121
5. Prototypage et mesures	123
5.1. Cahier des charges	124
5.2. Optimisation des structures	125
5.2.1. Configuration du logiciel de simulation par élément finis	125
5.2.2. Description de la routine de calcul	125
5.2.3. Choix de la structure optimale	127
5.3. Prototype 1	128
5.3.1. Construction	128
5.3.2. Mesures	131

5.4. Prototype 2	139
5.4.1. Construction	142
5.4.2. Mesures	143
5.5. Prototype 3	148
5.5.1. Frettage du rotor	150
5.5.2. Dynamique des rotors	154
5.5.3. Construction	156
5.5.4. Mesures	156
5.6. Conclusion	162
Conclusion	165
A. Opérateurs différentiels	169
B. Définition des intégrales	171
Bibliographie	181

Table des figures

1.1.	Émissions de CO ₂ des véhicules de tourisme (Mock [2017]).	20
1.2.	Turbocompresseur Garrett (TurboGarrett [2017]).	21
1.3.	Schéma de principe du fonctionnement d'un turbocompresseur automobile. Un turbocompresseur est un récupérateur d'énergie cinétique et thermique. L'image est issue de TurboDynamics [2017].	22
1.4.	Supercharger Eaton (Eaton [2017]).	23
1.5.	Turbocompression assistée électriquement. Images extraites de Lee et al. [2016].	25
1.6.	Exemples de turbocompresseurs assistés électriquement.	26
1.7.	Exemples d'intégration de la machine électrique dans la boucle de suralimen- tation venant des brevets examinés.	28
1.8.	Les trois positions les plus couramment observées de la machine électrique sur le turbocompresseur.	29
1.9.	Graphique vitesse / puissance des machines étudiées dans la littérature (Bori- savljevic [2012]). Les topologies prises en compte sont : machines asynchrones (<i>induction machine</i>), machines à aimants permanents (<i>PM machines</i>) et ma- chines à aimants sans encoches ou à très large entrefer (<i>slotless and very large air-gap PM machines</i>). La zone définie par le rectangle rouge est présentée dans le paragraphe suivant.	31
1.10.	Différentes topologies de machines étudiées pour des applications haute vi- tesse : machines synchrones à aimants permanents (avec ou sans encoches) et machine à réluctance variable.	32
1.11.	Aspects mécaniques des machines haute vitesse.	33
1.12.	Exemples de paliers hydrodynamiques.	34
1.13.	Machines à paliers magnétiques et bearingless.	34
2.1.	Quatre exemples de modélisations (semi-)analytiques.	40
2.2.	Évolution des modèles (semi-)analytiques en sous-domaines.	42
2.3.	Courbes $B(H)$ typiques pour différentes nuances d'aimant du fabricant Va- cuumschmelze (Vac [2017a]) : une nuance de néodyme – fer – bore (série « VA- CODYM »), deux nuances de samarium – cobalt (série « VACOMAX ») ainsi que les courbes $B(H)$ typiques pour les AlNiCo et les Ferrites anisotropes. . .	46
2.4.	Géométrie générale de la machine, dimensions et découpage en régions. Les régions 1 et 2 sont les régions annulaires « aimant permanent » et « entrefer » tandis que les régions 31, 32, 33 sont en portion d'anneau et représentent les encoches.	47
2.5.	Géométrie de la machine et équations dans les régions.	48

Table des figures

2.6.	Condition à la limite des deux régions Ω_1 et Ω_2 . On observe la continuité de la composante normale de l'induction correspondant à l'équation.(2.19)	49
2.7.	Paramétrage des régions dans le repère $(\mathbf{u}_r, \mathbf{u}_\theta)$	50
2.8.	Conditions aux limites et paramétrage de la machine.	51
2.9.	Définition des différents types d'aimantation.	52
2.10.	Tracé de $B_{R,r}$ et $B_{R,\theta}$ pour les trois types d'aimantations décrits et pour $B_R = 1$ T.	54
2.11.	Définition du bobinage dans l'encoche. J étant la densité de courant et θ la position angulaire.	54
2.12.	Distribution de la densité de courant dans l'encoche.	56
2.13.	Couple calculé pour différentes valeurs de l'ouverture d'encoche, de la configuration 1 ($\tau_p = 0, 2$) à 7 ($\tau_p = 0, 8$) par pas de 0,1.	64
2.14.	Comparatif modèle analytique / EF pour le calcul des courants induits dans le rotor. On remarquera que l'intensité des courants est 4 fois supérieure à 80 000 tr/min qu'à 20 000 tr/min.	68
2.15.	Comparatif entre le modèle analytique et les EF pour le calcul des inductions et de la pression de Maxwell dans l'entrefer de la machine.	69
3.1.	Rotor simple tournant à la vitesse ω de rayon r_0 , longueur l_r et constitué d'un matériau de masse volumique ρ , module d'Young E et coefficient de Poisson ν . Cette image présente un rotor cylindrique long avec $l_r \gg r_0$, le modèle « rotor simple » présenté traitera aussi le cas d'un rotor disque avec $r_0 \gg l_r$	72
3.2.	Évolution de E_{DF} et ν_{DF} en pourcentage de E et ν lorsqu'on passe d'un modèle de contraintes planes à un modèle de déformations planes (fonction de ν). E et ν augmente respectivement de 10 % et 43 % en moyenne.	74
3.3.	Paramétrage des rayons et des régions du rotor multicouches.	74
3.4.	Contraintes radiales et tangentielles (σ_r, σ_θ) et déplacement radial (u) dans un rotor de rayon $r_0 = 10$ mm tournant à $\omega = 150\,000$ rpm donnés par le modèle « rotor simple ». Le matériau utilisé est un acier standard ($\rho = 7800$ kg/m ³ , $E = 210$ GPa, $\nu = 0.3$). La contrainte maximale (et donc la valeur dimensionnante) est atteinte au centre du rotor en $r = 0$	77
3.5.	Paramétrage des rayons et des régions du rotor exemple présentant trois couches : une culasse rotorique en acier, un aimant en samarium – cobalt (SmCo) et une frette en alliage de titane (les données matériaux sont données dans le Tableau 3.1).	78
3.6.	Contraintes et déplacements dans un rotor à trois couches tournant à $\omega = 150\,000$ rpm donnés par le modèle « rotor multicouches ». On peut voir graphiquement que les conditions de continuité aux interfaces et l'interférence sont respectées.	79

3.7.	Représentation graphique du critère de von Mises (zone elliptique rouge), de Tresca (zone bleue) et de Mohr – Coulomb (zone verte). Les tracés correspondent aux caractéristiques suivantes du matériau : $\sigma_{y,c} = 500$ MPa et $\sigma_{y,t} = 100$ MPa. On remarquera que si on classe ces critères du moins prudent au plus prudent, on a alors : von Mises, Tresca et Mohr – Coulomb. À la vue de la faible surface de ce dernier, on comprend l'importance de choisir un critère prenant en compte la limite en compression et en traction de manière différente.	81
3.8.	Critères de Mohr – Coulomb et Tresca appliqués à l'exemple du rotor multicouches du paragraphe 3.1.2. Les lignes violettes horizontales représentent les différentes limites élastiques en compression $\sigma_{y,c}$ des matériaux avec un facteur de sécurité S valant 1,5. On remarque que la seule différence de calcul entre les deux critères se situe au niveau de l'aimant puisque c'est le seul matériau à avoir des limites en traction / compression différentes ($\sigma_{y,c} = 800$ MPa, $\sigma_{y,t} = 80$ MPa). La deuxième remarque importante est que le critère de Mohr – Coulomb montre qu'on se rapproche dangereusement de la limite élastique alors que le critère de Tresca présente une contrainte équivalente très optimiste qui est presque cinq fois plus faible.	82
3.9.	Rotor de Jeffcott. L'arbre est constitué d'un disque rigide de masse m dont le centre de gravité G est excentré d'une valeur ε . L'arbre possède une raideur k_s et est supporté par des paliers de raideur k_b et d'amortissement c . Dans ce modèle simplifié le disque est en fait une masse ponctuelle et les moments d'inertie n'interviennent pas dans le calcul.	85
3.10.	Modes de vibration. Les premiers modes apparaissant à faible vitesse sont des modes de corps rigides cylindriques (mode 1) et coniques (mode 2). Les modes de flexion (mode 3) puis les modes axiaux et de torsions apparaissent à plus haute vitesse.	86
3.11.	Exemple de diagramme de Campbell. Une résonance apparaît sur la courbe $A(\Omega)$ en $\Omega_{cr,1}$ lorsque la vitesse de rotation synchrone croise la fréquence ω_1 (<i>forward whirl</i>) associée au mode 1. Image colorisée tirée de l'ouvrage « Rotor-dynamics of Automotive Turbochargers » (Nguyen-Schafer [2012]).	87
3.12.	<i>Forward and backward whirls</i> . Lorsque le rotor tourne dans un sens donné à une vitesse Ω , on observe qu'il peut aussi tourner autour du centre géométrique (croix bleue centrale) avec une vitesse ω . Ce mouvement peut s'effectuer dans le même sens que la rotation du rotor (<i>forward whirl</i>) ou dans le sens opposé (<i>backward whirl</i>). La combinaison de ces mouvements donne les trajectoires tourbillonnantes (<i>whirl</i>) en rouge sur la figure.	88
3.13.	Exemples de paliers adaptés à la haute vitesse.	90
3.14.	Machine d'équilibrage. Image issue de la documentation Schenck de l'équilibreuse « pasio 05 » (Schenck [2017]).	91
4.1.	Localisation schématisée des pertes dans une machine électrique.	94
4.2.	Représentation schématique de la distribution du courant alternatif dans des conducteurs.	97
4.3.	Modèle pour le calcul des pertes au rotor	100

Table des figures

4.4. Pertes au rotor calculées par EF 3-D pour plusieurs nuances d'aimants (Vac [2017a]) et niveaux de segmentation axiale.	101
4.5. Paramétrage du rotor pour le calcul des pertes aérauliques (<i>windage loss</i>).	103
4.6. Représentation schématique de l'onduleur et du moteur.	104
4.7. Tensions de références pour le mode SV et GD PWM.	106
4.8. Schéma de couplage entre le modèle de convertisseur et le modèle analytique de machine électrique.	108
4.9. Rendement du système en fonction de la fréquence PWM pour les modes SV et GD PWM	109
4.10. Épaisseur de la frette pour un aimant en SmCo. L'épaisseur est calculée pour 120 % de la vitesse nominale soit 180 000 tr/min et avec le modèle d'aimant « souple » présenté.	114
4.11. Première série de topologies candidates.	116
4.12. Deuxième série de topologies candidates.	117
4.13. Résultats du calcul paramétrique pour la topologie 1 : slotless toroïdale.	119
4.14. Résultats du calcul paramétrique pour la topologie 2 : slotted à dents droites.	120
4.15. Résultats du calcul paramétrique pour la topologie 3 : slotted à isthmes.	120
5.1. Structures retenues pour les trois prototypes présentés dans ce chapitre.	124
5.2. Maillage type et pas de temps pour les simulations EF 2-D.	126
5.3. Résultats en charge du calcul EF 2-D pour le turbo électrique.	127
5.4. Routine de calcul.	128
5.5. Résultat des calculs paramétriques par simulation EF pour le compresseur générique (prototype 1). Les configurations optimales sélectionnées sont en rouge (en violet les mêmes configurations avec un aimant de B_R 18 % supérieur).	129
5.6. Modèle EF Flux 2-D du prototype 2.	130
5.7. Vue CAO de face et de coté du prototype 1. Les enroulements (bobines) de la phase A sont représentés en rouge.	131
5.8. Prototype 1 « compresseur générique » et quelques composants.	132
5.9. Couple statique avec et sans courant mesuré sur le prototype 1. Le couple sans courant est mesuré dans les deux sens de rotation ce qui permet d'obtenir le couple de friction statique comme étant la moitié de la différence entre les deux courbes.	133
5.10. Banc pour la mesure du couple statique de la machine. Le stator de la machine est fixé sur un mandrin ou une équerre de mesure alors que le rotor est accouplé à l'axe du couple-mètre. De l'autre coté du couple-mètre est placé un codeur incrémental pour enregistrer la position absolue du rotor.	133
5.11. Comparatif entre les mesures et les simulations pour le couple de freinage en court-circuit (<i>braking torque</i>) et le courant de court-circuit (<i>short-circuit current</i>). Cette mesure permet d'obtenir l'inductance de la machine connaissant sa résistance.	134

5.12. Prototype 1 sur le banc de test dynamique. Un aimant est fixé sur l'axe du moteur et le posage du moteur peut se déplacer dans une cloche en aluminium solidaire d'un couple-mètre. L'ensemble forme un système de frein à courants de Foucault pour les mesures à haute vitesse.	136
5.13. Disques en alliage TA6V. Ils sont utilisés comme inerties additionnelles (90 et 130 g.cm ²) à fixer sur le rotor de la machine pour en déduire son inertie. . . .	136
5.14. Couple de la machine pour différentes tensions d'alimentation.	137
5.15. Mesure d'accélération réalisée selon la méthode 2. La figure montre les difficultés à obtenir des valeurs d'accélération stables si le signal de position n'est pas suffisamment précis (première colonne). La double dérivation entraîne des fortes oscillations dans le signal final. Pour pallier ce problème, on peut interpoler la position avec des fonctions polynomiales (deuxième colonne) ou filtrer / moyenner le signal (troisième colonne) pour obtenir des valeurs d'accélération avec moins d'oscillations. Le couple de la machine est ensuite obtenu en multipliant l'accélération par l'inertie du rotor tel qu'indiqué par l'équation (5.3). La courbe noire représente les valeurs brutes (<i>raw data</i>) filtrées de la première colonne.	138
5.16. Mesure des pertes du prototype 1.	140
5.17. Structure de la machine de référence.	142
5.18. Modèle EF Flux 2-D du prototype 2.	143
5.19. Vue CAO de face et de côté du prototype 2. Les enroulements (bobines) de la phase A sont représentés en rouge.	144
5.20. Prototype 2 « compresseur d'assistance au turbo » et quelques composants. .	145
5.21. Couple statique avec et sans courant du prototype 2.	146
5.22. Comparatif entre mesures du couple et simulations autour du point de travail pour le prototype 2. La méthode de la mesure d'accélération a été utilisée. . .	147
5.23. Mesures des pertes à vide sur le prototype 2 et comparatif dans deux cas particuliers.	147
5.24. Moyens mis en œuvre pour les mesures acoustiques du prototype 2.	149
5.25. Mesures acoustiques sur le prototype 2 et comparatif avec la machine de référence.	149
5.26. Modèle EF Flux 2-D du prototype 3.	150
5.27. Choix de l'épaisseur de la frette et de l'interférence nécessaire.	152
5.28. Contraintes équivalentes calculées dans l'assemblage final utilisant deux frettes en TA6V et un aimant en SmCo.	153
5.29. Essai de frettage sur l'aimant final en SmCo.	154
5.30. Vue CAO du rotor du prototype 3 avec tout ses composants (un des roulements à billes est caché par la roue de compresseur).	155
5.31. Modèles pour le calcul de dynamique des rotors. L'axe en acier est en rouge, les aimants en SmCo sont en vert, les frettes en TA6V sont en violet (et bleu) et la roue de compresseur est de couleur grise. Trois roulements à billes (« palier » sur la figure) sont utilisés pour le guidage du rotor.	155

Table des figures

5.32. Diagrammes de Campbell avec et sans roue de compresseur fixée au rotor. Les courbes en traits bleus continus représentent les modes de « <i>backward whirl</i> » tandis que les traits discontinus représentent les modes de « <i>forward whirl</i> ». La droite oblique représente la fréquence de rotation synchrone et le point de travail à 150 000 tr/min est indiqué sur cette droite. On peut observer sur ces courbes une marge de vitesse importante avec les modes 1 et 2 (> 65 000 tr/min) et au contraire une marge plus réduite avec les modes 3 et 4 (> 20 000 tr/min).	157
5.33. Vue CAO de face et de côté du prototype 3. Les enroulements (bobines) de la phase A sont représentés en rouge.	158
5.34. Prototype 3 « turbo électrique » et quelques composants.	159
5.35. Mesures des pertes à vide du prototype 3. Les mesures ont été réalisées jusqu'à 100 000 tr/min et le point à 150 000 tr/min a été extrapolé à partir de ces mesures.	160
5.36. Turbocompresseur du commerce et l'intégration de ses composants sur le prototype 3.	161
5.37. Cartographie (schématisée) du compresseur utilisé.	162
5.38. Moyens de mesure pour le prototype 3.	163

Chapitre 1.

Introduction

Ce chapitre présente les informations générales dont le lecteur aura besoin pour appréhender le sujet de la thèse. Le but principal de ce chapitre, en dehors de la présentation du sujet, est la collecte d'informations permettant d'orienter le travail de thèse pour obtenir une réponse aussi pertinente que possible à la problématique posée.

Le chapitre se décompose de la manière suivante : tout d'abord, nous exposerons le sujet ainsi que les enjeux associés. Ensuite, nous présenterons successivement le turbocompresseur et sa version assistée électriquement. Enfin, nous étudierons les topologies de machines électriques adaptées à cette utilisation.

1.1. Problématique

Au cours des dernières années, la société Moving Magnet Technologies (MMT) a développé un savoir-faire particulier dans le domaine des machines électriques haute vitesse ayant des puissances pics de quelques kilowatts dans des plages de vitesses pouvant varier de 50 000 à 300 000 tr/min. Ces travaux se sont appuyés notamment sur une thèse de doctorat ([Pfister \[2010a\]](#)) ayant permis de déployer les bases théoriques et expérimentales nécessaires à la mise en œuvre de telles machines, et ont abouti au dépôt d'un brevet portant sur une topologie de machine électrique adaptée, tout en respectant certaines contraintes d'industrialisation en grande série.

Cependant, certains besoins actuels concernent des machines devant déployer des puissances mécaniques sensiblement plus conséquentes pouvant dépasser les 10 kW en mode continu pour des vitesses pouvant dépasser les 100 000 tr/min. Une application typique est l'assistance électrique de turbo pour les véhicules de tourisme et commerciaux. Pour répondre à de tels besoins, il semble nécessaire d'entreprendre une nouvelle phase de développement, les solutions de conception et de caractérisation employées jusqu'à présent au sein de l'entreprise MMT n'étant plus correctement adaptées, ou atteignant tout du moins certaines limites dans ce contexte. Les objectifs globaux de ce travail de thèse sont donc les suivants :

1. recherche d'une (ou plusieurs) topologie originale et performante de machine électrique haute vitesse / haute puissance pour les turbos électriques ;
2. modélisation multi-physique fine de la machine dans son environnement ;
3. conception optimale et industrialisable de la machine ;
4. prototypage et test de la machine.

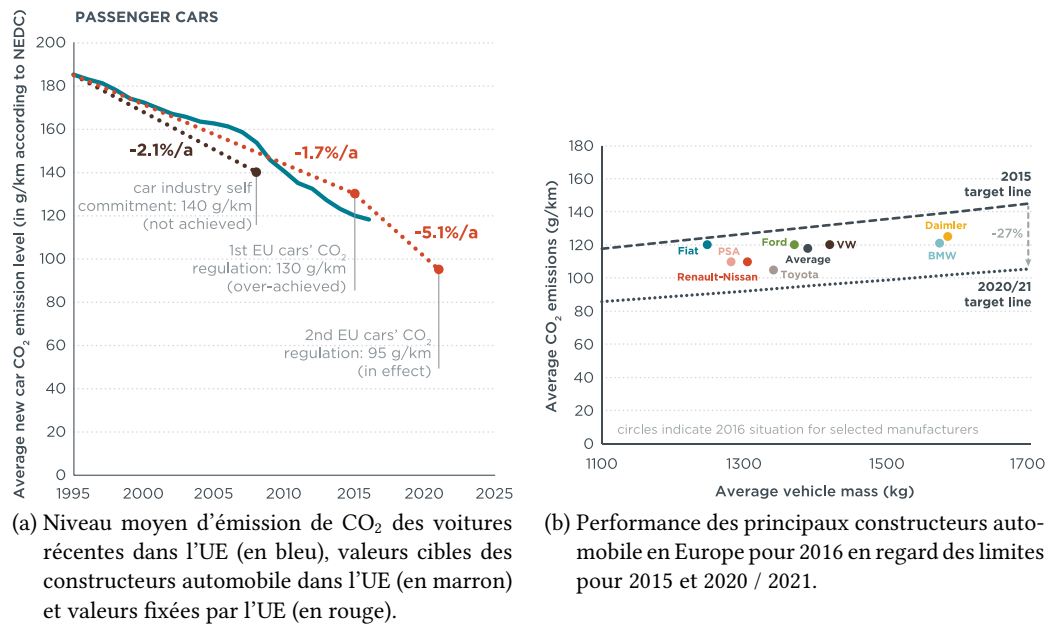


FIGURE 1.1. – Émissions de CO₂ des véhicules de tourisme (Mock [2017]).

La problématique présentée prend sa source dans plusieurs enjeux importants liés au contexte économique et à la mobilité durable :

1. **Enjeux écologiques** – Ce sujet s'inscrit dans la démarche de réduction des émissions de gaz à effet de serre imposé par les organismes régulateurs (voir la Figure 1.1). Les machines électriques d'assistance au turbocompresseur permettent d'améliorer le rendement du moteur à combustion interne (ICE) et de diminuer les émissions de CO₂ ;
2. **Enjeux industriels** – L'intérêt des industriels pour cette thématique résulte du point précédent mais aussi de la course à la performance. En effet, l'intérêt du turbocompresseur assisté électriquement est lié à des considérations écologiques mais aussi à un besoin d'amélioration des performances pour contrer la concurrence très présente dans le domaine automobile.
3. **Enjeux techniques** – L'intérêt pour les machines haute vitesse est grandissant de part la densité de puissance qu'elles affichent et les applications de plus en plus nombreuses (Zwyssig et al. [2009]) : volants d'inertie, machines-outils pour l'usinage haute vitesse, turbines à gaz ou encore, comme dans le cadre de notre sujet, les compresseurs centrifuges pour l'assistance à la turbocompression.

1.2. Le turbocompresseur

Cette partie présente le turbocompresseur, son principe de fonctionnement et quelques modifications apportées au système pour améliorer ses performances.



FIGURE 1.2. – Turbocompresseur Garrett (TurboGarrett [2017]).

1.2.1. Présentation

Le turbocompresseur (voir Figure 1.2) est un organe de suralimentation permettant d'augmenter la pression d'air dans les cylindres de l'ICE. On peut le retrouver dans plusieurs secteurs allant de l'automobile au transport maritime en passant par les engins de chantier. Dans le secteur automobile, il est omniprésent sur les moteurs diesel (Ibaraki et al. [2006]) et de plus en plus fréquent sur les moteurs essence. Le principe de fonctionnement du turbo vient de la constatation suivante : pour développer plus de puissance, il faut plus de carburant (essence, diesel) mais pour pouvoir brûler ce carburant, il faut plus d'oxygène. Le volume de la chambre de combustion étant fixé, on arrive naturellement à la conclusion que pour augmenter la masse d'air, il faut augmenter sa pression.

Parmi les acteurs industriels importants dans le domaine de la turbocompression automobile, on pourra citer (liste non exhaustive) : Borg Warner Turbo System (BWTS, États-Unis), Bosch Mahle Turbo System (BMTS, Allemagne), Honeywell Turbo Technologies (HTT, États-Unis), Mitsubishi Heavy Industries (MHI, Japon) et Cummins Turbo Technologies (Royaume-Uni).

1.2.2. Principe de fonctionnement

La Figure 1.3 présente le principe de fonctionnement d'une suralimentation par turbocompresseur : les gaz d'échappement résultant de la combustion dans les cylindres du moteur (*engine*) sont dirigés vers l'entrée de la turbine (*turbine inlet*) en passant par le collecteur d'échappement (*exhaust manifold*). La turbine est alors mise en rotation par l'action des gaz et ce mouvement est transmis au compresseur dont l'arbre est solidaire de la turbine. Le compresseur ainsi mis en rotation comprime l'air extérieur pour le diriger vers le moteur à travers le collecteur d'admission (*intake manifold*) pour terminer le cycle. Le refroidisseur d'air de suralimentation (*charge air cooler*) permet de refroidir l'air injecté et ainsi améliorer le rendement thermodynamique du système.

La vitesse de rotation d'un turbocompresseur se situe habituellement entre 100 000 et 200 000 tr/min et peut parfois atteindre des vitesses proches de 300 000 tr/min (Garrett [2017]). La

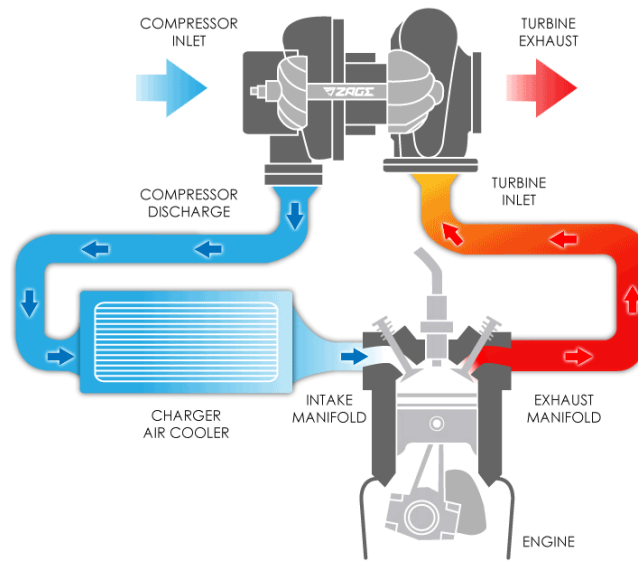


FIGURE 1.3. – Schéma de principe du fonctionnement d'un turbocompresseur automobile. Un turbocompresseur est un récupérateur d'énergie cinétique et thermique. L'image est issue de [TurboDynamics \[2017\]](#).

température au niveau de la turbine est d'environ 800 °C pour les moteurs diesel et peut monter jusqu'à 950 °C dans le cas des moteurs essence ([Podevin et al. \[2004\]](#)).

Le principal défaut rencontré avec ce système est qu'il faut atteindre un régime moteur suffisamment important pour que la vitesse des gaz d'échappement procurent une surpression suffisamment efficace pour augmenter le couple moteur. Ce temps de latence est appelé « turbo lag ». Le paragraphe suivant détaille quelques améliorations au système dont certaines permettent de s'affranchir de ce défaut.

1.2.3. Amélioration du système

Ce paragraphe traite des différentes améliorations que l'on peut apporter au système turbocompresseur. Pour le cas du turbo lag, on retiendra principalement :

1. **Twin turbo** – Les petits turbocompresseurs présentent un turbo lag plus faible que les plus gros. Le principe du twin-turbo est donc de remplacer un gros turbocompresseur par deux plus petit. Cette méthode permet d'élargir la plage de fonctionnement tout en limitant le turbo lag. Il existe plusieurs manières d'agencer ces deux turbocompresseurs (du plus utilisé au moins utilisé) : en parallèle, variable à deux étages et séquentiel. Ce type de turbo est plutôt utilisé dans les moteurs de cylindrée importante étant donné la quantité importante de gaz d'échappement nécessaire à l'entraînement des deux turbos.
2. **Géométrie variable** – Le turbocompresseur à géométrie variable¹ utilise un ensemble

1. On utilise fréquemment les dénominations anglaise telles que *Variable Nozzle Turbine* (VNT) ou *Variable Geometry Turbocharger* (VGT).

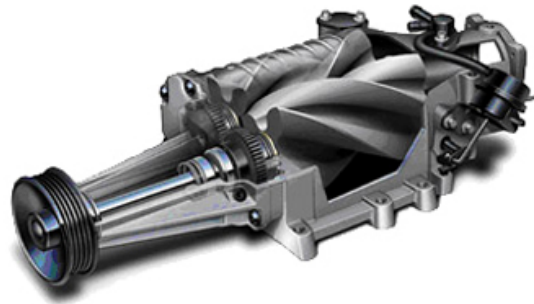


FIGURE 1.4. – Supercharger Eaton (Eaton [2017]).

d'ailettes qui peuvent être orientées pour limiter ou faciliter le passage des gaz d'échappement. Le débit peut ainsi être ajusté en fonction du régime d'utilisation.

D'autres variantes de conception permettent au turbocompresseur d'être plus efficace et plus flexible. La liste suivante présente quelques éléments importants que l'on peut rencontrer :

1. **Twin scroll** – L'arrivée des gaz d'échappement sur la turbine s'effectue par un collecteur dont la tubulure est scindée en deux. Par exemple, sur un moteur 4 cylindres, on utilise les gaz d'échappement des cylindres 2 et 3 pour le premier conduit et ceux des cylindres 1 et 4 pour le deuxième conduit. Cette amélioration permet l'utilisation optimale des dépressions cycliques ayant lieu dans chaque cylindre lors du fonctionnement du moteur.
2. **Clapet de décharge (wastegate)** – Permet de contrôler la pression des gaz et d'empêcher la turbine d'entrer en sur-régime.
3. **Free floating** – Ce terme désigne un turbocompresseur sans clapet de décharge. Il est donc dimensionné pour que sa vitesse limite soit atteinte à plein gaz.
4. **Conception des roues** – Dans l'automobile, la plupart des turbos ont des roues (turbine, compresseur) à conception radiale. L'air arrive parallèlement à l'axe de la roue et est propulsé tangentiellement. Il est cependant possible d'avoir un design axial c'est à dire avec l'admission et l'échappement colinéaire à l'axe de la roue.

Pour finir, on notera qu'une alternative concurrente à la suralimentation par turbocompresseur est le « supercharger ». Le principe est le même, c'est à dire l'augmentation de la pression d'air dans les cylindres mais le moyen utilisé est différent. Dans ce cas, il s'agit de récupérer le mouvement de rotation du vilebrequin pour faire tourner le compresseur. La relative faible vitesse de rotation (par rapport au turbo) de cet élément moteur ne permet pas d'utiliser un compresseur centrifuge pour la compression d'air. La topologie du compresseur est donc différente et s'apparente à deux vis d'axe parallèle (on parle de compresseur « roots ») telle que présentée sur la Figure 1.4.

1.3. Le turbocompresseur électrique

Dans cette partie, nous présenterons le turbocompresseur à assistance électrique puis nous discuterons la disposition du système sous le capot du véhicule et les implications quant aux

caractéristiques de vitesse / puissance. Nous terminerons cette partie par un état de l'art des brevets traitant de l'intégration de la machine électrique sur le turbo.

1.3.1. Présentation

Maintenant que le principe de fonctionnement du turbocompresseur a été présenté, nous allons pouvoir comprendre l'intérêt d'utiliser une machine électrique d'assistance. Comme indiqué précédemment, le défaut majeur du turbocompresseur est le temps de latence ou turbo lag à l'arrivée effective du couple. Pour compenser ce défaut, on propose donc d'intégrer une machine électrique dans le système. La mission de cette machine est de produire rapidement un couple supplémentaire dans les phases d'accélération pour diminuer le turbo lag.

La deuxième utilisation à aborder est l'utilisation de la machine électrique en génératrice pour récupérer l'énergie des gaz d'échappement quand le régime moteur est important. Cette utilisation nous dispense par la même occasion de l'utilisation d'un wastegate ([Gerada et al. \[2011\]](#)).

Enfin, le système peut être utilisé pour du « downsizing ». En effet, l'utilisation du système permet à un véhicule de cylindrée donnée d'être aussi dynamique qu'un véhicule de cylindrée supérieure. À performance fixée, on diminue alors les émissions de CO₂.

1.3.2. Intégration au système turbocompresseur

La machine électrique peut être intégrée de multiples manières sur le système de suralimentation. Ce choix dépend des fonctionnalités et du niveau d'assistance recherchés. On distinguera trois principaux niveaux d'assistance :

1. **Assistance moteur** – Il s'agit ici de venir assister le turbocompresseur pour supprimer le turbo lag. La puissance nécessaire est de 1,5 kW à 3 kW selon [Podevin et al. \[2004\]](#) et [Kolmanovsky and Stefanopoulou \[2000\]](#). Pour ce niveau d'assistance, on peut envisager de déporter la machine du turbo². Dans ce cas, elle constitue un système indépendant de compression d'air qui vient assister le turbocompresseur.
2. **Assistance moteur / génératrice** – Le moteur vient ici s'intégrer dans le module turbocompresseur. Il permet d'une part d'apporter une puissance supplémentaire à bas régime pour éliminer le turbo lag et d'autre part il permet la récupération d'énergie et la régulation en vitesse à haut régime moteur (fonction de wastegate). La puissance installée est ici très variable selon l'ICE : de l'ordre de 4 kW ([Podevin et al. \[2004\]](#)) à 5,6 kW ([Uchida \[2006\]](#)) et jusqu'à 20 kW ([Gerada et al. \[2011\]](#)).
3. **Assistance complète** – Un compresseur complètement électrique vient se loger en lieu et place du système turbocompresseur original. Cette solution nécessite un moteur électrique de plus de 13 kW ([Podevin et al. \[2004\]](#)) et probablement jusqu'à plusieurs dizaines de kW selon la cylindrée du moteur. Cette configuration ne permet pas la récupération d'énergie venant des gaz d'échappement sauf si l'on ajoute une génératrice dédiée à cette tâche ce qui complexifie le système de manière importante.

2. Ce qui présente au passage l'avantage de la placer dans une zone plus froide.

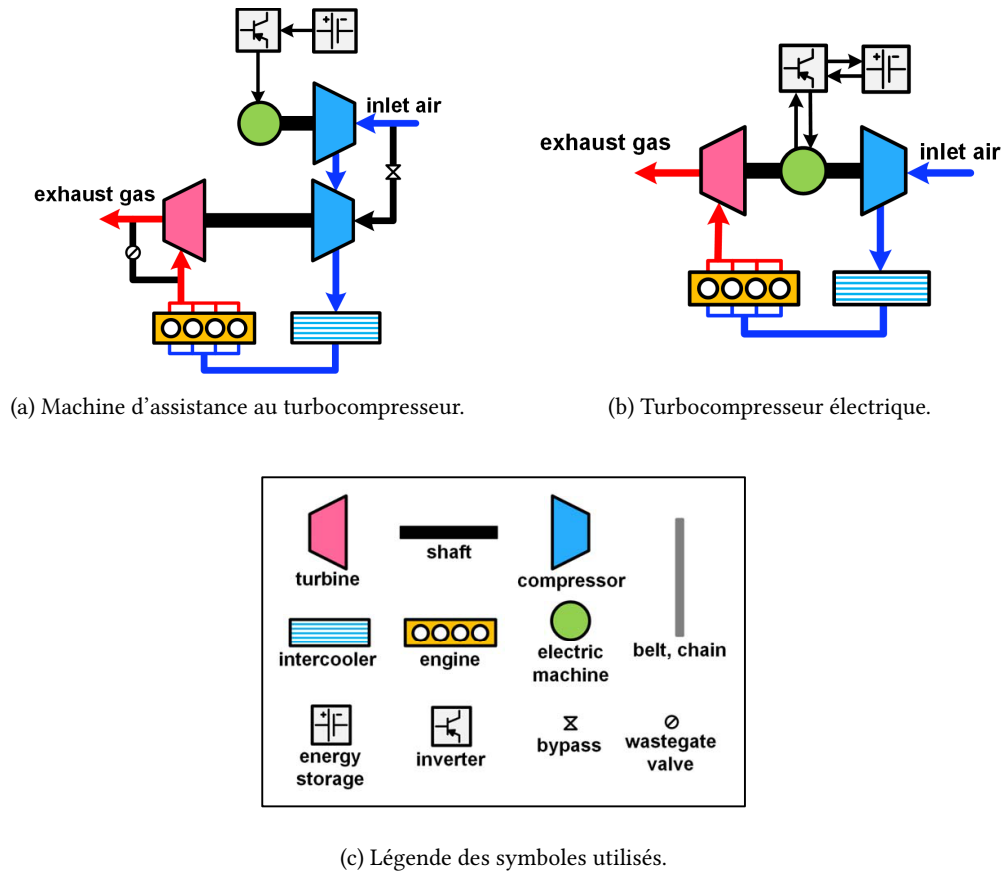


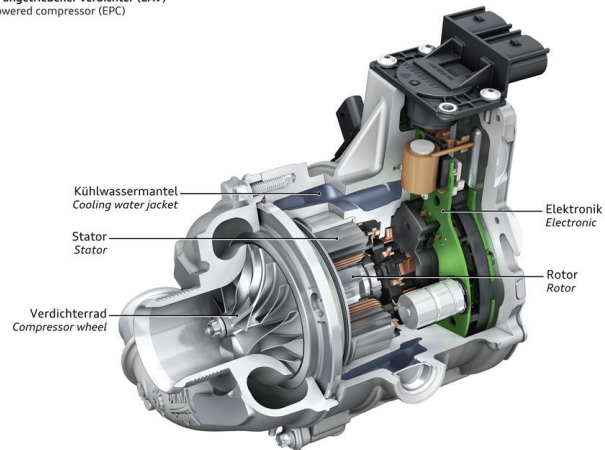
FIGURE 1.5. – Turbocompression assistée électriquement. Images extraites de [Lee et al. \[2016\]](#).

[Lee et al. \[2016\]](#) fait un inventaire complet des intégrations possibles du système de suralimentation électrique et présente les systèmes réalisés dans l'industrie. Il observe que ces machines se situent globalement (hors valeurs extrêmes) dans la plage de vitesse allant de 70 000 tr/min à 150 000 tr/min pour des puissances allant de 2 à 14 kW.

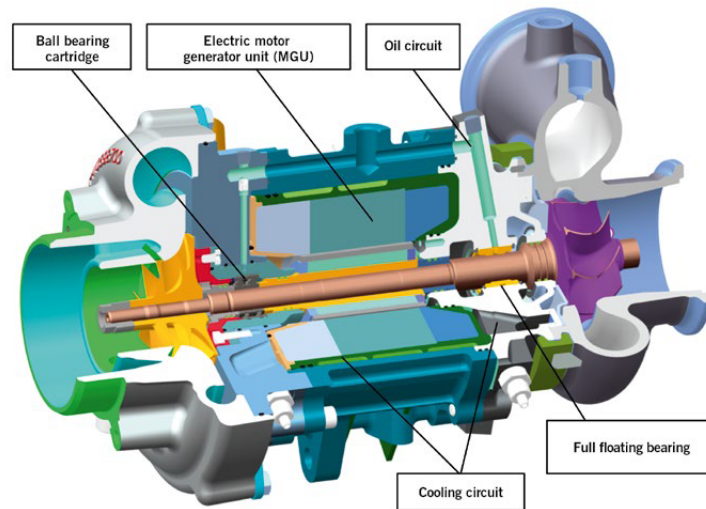
Concernant l'intégration du système dans la boucle de suralimentation, nous nous intéresserons en particulier au mode d'assistance 1 et 2 qui sont présentés plus en détails sur la Figure 1.5. La Figure 1.5a présente l'intégration de la machine que nous appellerons « machine d'assistance au turbocompresseur ». Cette intégration permet de supprimer le turbo lag et la machine peut être placée avant ou après l'étage de compression du turbo. La Figure 1.5b présente l'intégration de la machine que nous appellerons « turbocompresseur électrique » qui permet de supprimer le turbo lag et de fonctionner en mode génératrice.

Parmi les acteurs industriels dans le domaine de l'électrification du turbocompresseur, on pourra citer Fedral Mogul avec Pankl Turbosystems et Audi avec Valeo dont les réalisations sont présentées sur la Figure 1.6.

Audi SQ7 TDI
Elektrisch angetriebener Verdichter (EAV)
Electric powered compressor (EPC)
05/16



(a) Machine d'assistance au turbocompresseur Valeo montée sur l'Audi SQ7 (Audi [2017]).



(b) Vue en coupe du turbocompresseur électrique Pankl Turbosystems et Federal Mogul LLC (Dabbabi et al. [2017]).

FIGURE 1.6. – Exemples de turbocompresseurs assistés électriquement.

1.3.3. Brevets

Cette section présente les solutions trouvées par les industriels sur la thématique du turbo-compresseur assisté électriquement. Pour cela, une analyse des brevets déposés nous a permis d'avoir un bon aperçu de la situation actuelle. Les informations importantes qui ressortent de cette étude sont essentiellement les acteurs industriels et les solutions d'intégration. Les résultats présentés peuvent être issus de brevets du monde entier, de brevets accordés ou en phase d'étude ainsi que de demandes de brevets.

Les brevets traitant de ces sujets sont très variés et se comptent par milliers. Nous ne listerons ici que les thématiques abordés avec quelques références à des brevets particuliers :

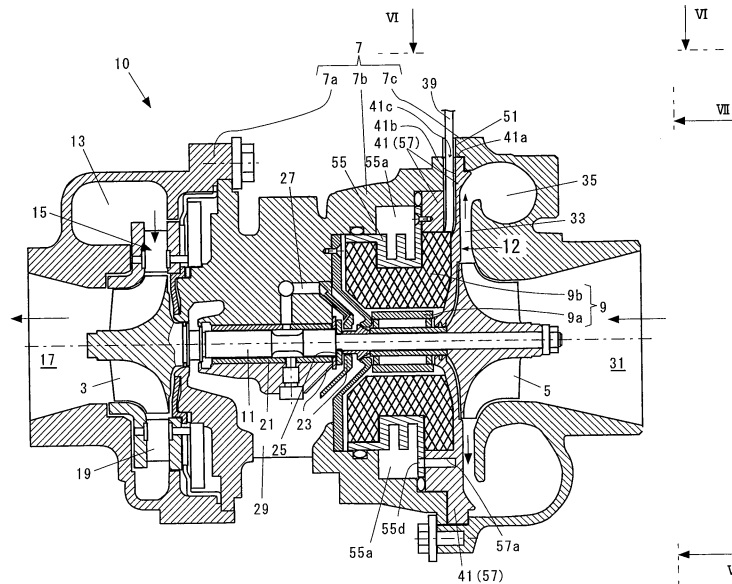
1. applications de type turbocompresseur électrique et intégration d'une machine à aimants permanents dans le turbo :
 - a) entre la turbine et le compresseur : US 2014 0010669 A1 (Cummins Turbo Technologies Ltd), US 9133848 B2 (SKF Magnetic Mechatronics SAS);
 - b) entre la roue du compresseur et un palier : US 8882478 B2 (IHI Corp);
 - c) en regard du compresseur : US 8371121 B2 (Lindenmaier AG Sycotec GmbH and Co KG), GB 2354553 A (Turbo Genset Co Ltd);
2. applications de type machine d'assistance au turbocompresseur : WO 2014 210094 A1 (Borgwarner Inc), FR 3029026 A1 (Valeo Systèmes de Contrôle Moteur);
3. refroidissement du système : JP 2012092710 A (Isuzu Motors Ltd), US 2014 056721 A1 (Ecomotors Inc);
4. guidage en rotation : WO 2013 165704 A1 (Borgwarner Inc.), paliers magnétiques avec CN 103061869 A (Beijing Institute of Technology) ou encore palier à air avec GB 2335710 A (Aisin Seiki).

Les sujets abordés traitent aussi des systèmes machine et réducteur avec WO 2011 120520 A1 (Rotrex AS) ou DE 102009001796 A1 (ZF Friedrichshafen), des parties turbines et compresseurs agencés sur des axes séparés avec US 2014 0033706 A1 (Ferrari Spa), du contrôle de la machine électrique avec US 8479513 B2 (IHI Corp) ou encore de l'assemblage des aimants sur le rotor avec US 6085527 A (Turbodyne Sys Inc).

La Figure 1.7 présente à titre d'exemple deux systèmes d'assistance au turbocompresseur issus de ces brevets.

On notera qu'en ce qui concerne le mode de fonctionnement en turbocompresseur électrique (voir Figure 1.5b), les brevets ont fait apparaître trois principaux types d'intégration de la machine électrique dans le système. Ces agencements sont présentés sur la Figure 1.8 et détaillés ci-après :

1. au centre du turbo (Figure 1.8a), entre la turbine et le compresseur et entre les paliers. Le rotor est donc directement solidaire de l'axe turbine / compresseur. Un seul couple de paliers sert donc au guidage de l'ensemble ;
2. entre la roue du compresseur et un palier (Figure 1.8b). Toujours le même type de montage que précédemment mais cette fois le porte-à-faux est plus important ;
3. en face du compresseur (Figure 1.8c), cette configuration présente le meilleur environnement thermique pour la machine. On peut distinguer les deux cas suivant :



(a) US 8882478 B2 (IHI Corp) : la machine est placée entre le compresseur et le système de guidage en rotation dans ce turbocompresseur électrique.

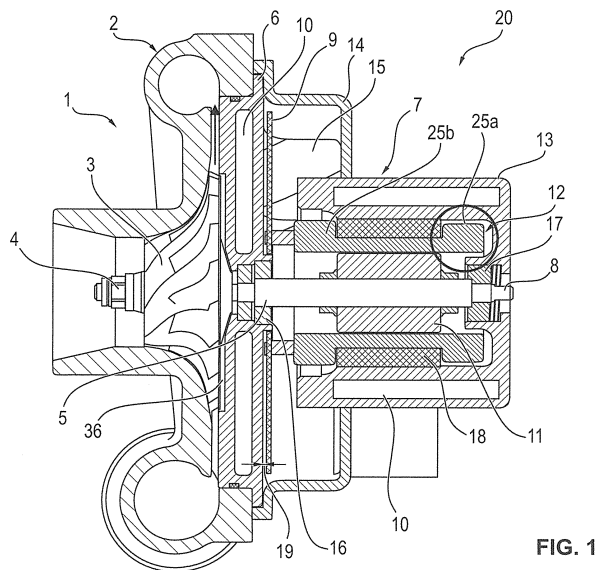
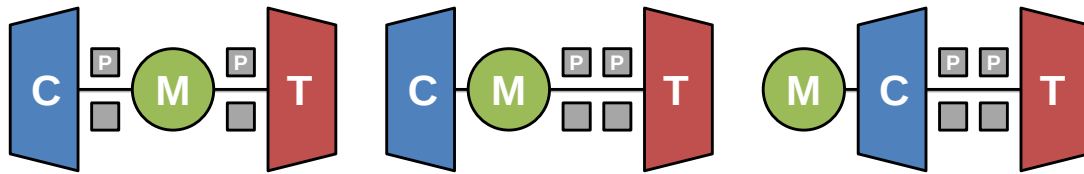


FIG. 1

(b) WO 2014 210094 A1 (Borgwarner Inc) : machine d'assistance au turbocompresseur.

FIGURE 1.7. – Exemples d'intégration de la machine électrique dans la boucle de suralimentation venant des brevets examinés.



(a) Position 1 : entre la turbine et le compresseur.

(b) Position 2 : entre la roue du compresseur et un palier.

(c) Position 3 : en regard du compresseur.

FIGURE 1.8. – Les trois positions les plus couramment observées de la machine électrique sur le turbocompresseur.

- a) l'axe de la machine électrique est solidaire de l'axe turbine / compresseur ;
- b) Il y a un découplage possible ou un couplage élastique entre la machine électrique et l'axe turbine / compresseur.

On remarque que pour la machine électrique, la position la plus chaude est la position 1 tandis que la plus froide est la position 3. Il est important de noter aussi que la solution numéro 3 augmente sensiblement la complexité du système car cette solution ne tire pas partie du guidage déjà présent sur le turbo et augmente par conséquent le nombre de pièces et les inerties (Podevin et al. [2004]). Ce système gêne aussi l'arrivée d'air dans le compresseur et doit donc avoir un design extérieur soigneusement étudié. Une autre solution rencontrée moins fréquemment est le positionnement déporté de la machine électrique à travers un réducteur.

Pour conclure sur cette partie, les informations concernant les turbocompresseurs assistés électriquement sont nombreuses et variées. Néanmoins, ces informations sont pour la majorité orientées système ou se focalisent sur un aspect mécanique particulier. On retrouve assez fréquemment des variations sur l'implantation dans le système de turbocompression mais très peu de données sur la topologie de la machine ou ses particularités pour la haute vitesse. L'analyse des figures présentées dans les brevets montre une prédominance des machines synchrones à aimants permanents (à flux radial). Dans les brevets cités plus haut on peut néanmoins trouver une machine à flux axial avec US 2014 0010669 A1 (Cummins Turbo Technologies Ltd) et une machine à réluctance variable avec FR 3029026 A1 Valeo (Systèmes de Contrôle Moteur).

Il est cependant important de s'informer régulièrement des brevets déposés. Les solutions apportées sur des points particuliers (guidage, isolation thermique des aimants, refroidissement stator, etc...) peuvent se révéler précieuses. De plus, l'analyse des brevets permet aussi d'avoir une vision d'ensemble des acteurs industriels du secteur.

1.4. Les machines haute vitesse

Tout d'abord, il est important de donner une définition de ce qu'on appelle la « haute vitesse ». On utilisera cette dénomination lorsque la vitesse est un critère dimensionnant pour le système. Ce critère peut-être mécanique, dans ce cas il s'appliquera aux machines dont la

vitesse périphérique du rotor est importante (on considèrera que la limite basse est de l'ordre de 100 m/s) ou encore lorsque l'énergie stockée dans le rotor est importante (ex : volants d'inertie). On peut aussi utiliser un critère électronique lié à la difficulté à contrôler la machine, on parlera dans ce cas de machine haute vitesse pour une fréquence fondamentale élevée (> 2 kHz) ou une fréquence de modulation de largeur d'impulsion (MLI³) importante (> 40 kHz).

Les publications concernant les machines haute vitesse sont très nombreuses et plusieurs études ont effectué un inventaire des spécifications étudiées dans la littérature. [Kolondzowski \[2010\]](#) place les différentes publications traitant des machines électriques haute vitesse sous la forme d'un graphique vitesse / puissance. Dans cet article, les vitesses s'échelonnent de 20 000 à 120 000 tr/min tandis que les puissances se situent entre 1 et 1 000 kW environ. Le même travail est présenté dans [Zwyssig et al. \[2009\]](#) avec une plage de vitesse / puissance beaucoup plus étendue notamment dans les très petites puissances. Enfin, [Borisavljevic \[2012\]](#) et [Lee et al. \[2017\]](#) effectuent le même travail en se focalisant sur une plage de vitesse / puissance plus adaptée à notre sujet d'étude telle que présenté dans le paragraphe 1.3.2.

Le graphique vitesse / puissance obtenus par [Borisavljevic \[2012\]](#) est présenté Figure 1.9. Ce graphique ne prend en compte que les machines asynchrones (*induction machine*), machines à aimants permanents (*PM machines*) et machines à aimants sans encoches ou à très large entrefer (*slotless and very large air-gap PM machines*). L'auteur met en avant une tendance générale (ligne en pointillé) pour les couples de vitesse / puissance qui ont été atteints. [Lee et al. \[2017\]](#) présente le même type d'étude en ajoutant d'autres topologies de machines telles que les machines à réluctance variable et des distinctions entre les différents types de machines à aimants (aimants en surface, insérés).

Dans cette partie, nous synthétiserons les informations des publications étudiées en deux sections : cahier des charges pour le turbo assisté électriquement et conception des machines haute vitesse.

1.4.1. Cahier des charges

Ce cahier des charges prévisionnel pour les modes d'assistance 1 (compresseur d'assistance) et 2 (turbo électrique) se base sur les valeurs rencontrées au travers des publications. Les vitesses et puissances dépendent du moteur à suralimenter et du turbocompresseur utilisé. De plus, comme présenté dans le paragraphe 1.3.2, le niveau d'assistance électrique désiré impacte la puissance à fournir. Nous avons retenu les valeurs suivantes qui correspondent aux valeurs trouvées dans la littérature en enlevant certaines valeurs extrêmes isolées :

1. la vitesse de rotation :
 - a) de 60 000 à 90 000 tr/min pour le compresseur d'assistance ;
 - b) de 100 000 à 200 000 tr/min pour le turbo électrique ;
2. la puissance :
 - a) de 2 à 7 kW pour le compresseur d'assistance ;
 - b) de 2 à 20 kW pour le turbo électrique ;
3. la tension d'alimentation : de 12 à 48 V dans les deux cas.

La Figure 1.9 présente dans un rectangle rouge la zone de vitesse / puissance ainsi définie.

3. Ou PWM en anglais pour pulse width modulation.

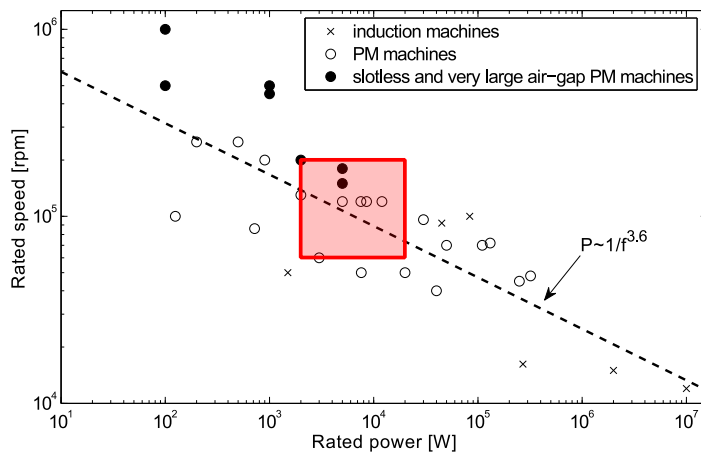


FIGURE 1.9. – Graphique vitesse / puissance des machines étudiées dans la littérature (Borisavljevic [2012]). Les topologies prises en compte sont : machines asynchrones (*induction machine*), machines à aimants permanents (*PM machines*) et machines à aimants sans encoches ou à très large entrefer (*slotless and very large air-gap PM machines*). La zone définie par le rectangle rouge est présentée dans le paragraphe suivant.

1.4.2. Conception des machines haute vitesse

Cette section vise à synthétiser les informations recueillies sur les topologies de machine, la conception mécanique et les matériaux utilisés pour les machines haute vitesse. Nous listerons aussi quelques points spécifiques à l'étude des machines haute vitesse.

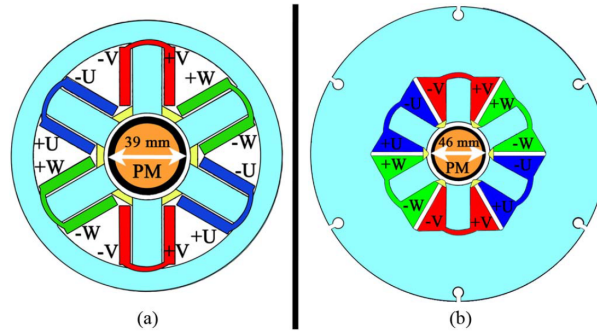
Topologies

Les publications présentent des machines avec un nombre relativement faible d'encoches (3, 6, 18 ou 24) (Bianchi et al. [2004]) ou des structures sans encoches (Pfister [2010b]). On rencontre majoritairement des machines synchrones à aimants dont le nombre de paires de pôles se limite à 1 ou 2, des machines à réluctance variable (6 pôles statoriques et 2 ou 4 pôles rotoriques) et plus rarement des machines asynchrones à rotor massif ou à cage d'écureuil.

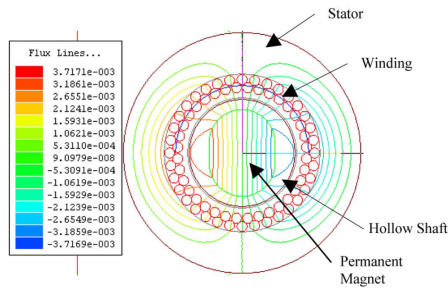
La Figure 1.10 présente quelques exemples parmi ces structures à l'exception de la machine asynchrone.

Conception mécanique et matériaux

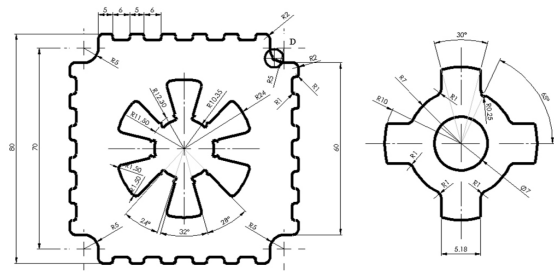
Dans le cas des machines à aimants, du néodyme fer bore (NdFeb) ou du samarium cobalt (SmCo) fritté sont utilisés grâce à leurs rémanences élevées. La présence d'aimants implique l'utilisation de frettes pour les maintenir sur le rotor à haute vitesse. Ces frettes sont réalisées dans des matériaux performants tels que : les alliages de titane (Zhao et al. [2007]), les super-alliages de type Inconel (Gerada et al. [2011]), les aciers inoxydables amagnétiques ou encore



(a) Machines 1 paire de pôles à encoches et bobinages concentrés. Elles développent respectivement 3,5 et 11 kW à 45 000 et 31 200 tr/min (Uzhegov et al. [2016]).



(b) Machine 1 paire de pôles sans encoches de 2 kW à 200 000 tr/min. L'aimant rotor est plein (pas d'axe traversant) et de forme ovoïde (Zhao et al. [2007]).



(c) Machine à réluctance variable 6 / 4 de 1,7 kW à 50 000 tr/min (Kachapornkul et al. [2012]).

FIGURE 1.10. – Différentes topologies de machines étudiées pour des applications haute vitesse : machines synchrones à aimants permanents (avec ou sans encoches) et machine à réluctance variable.

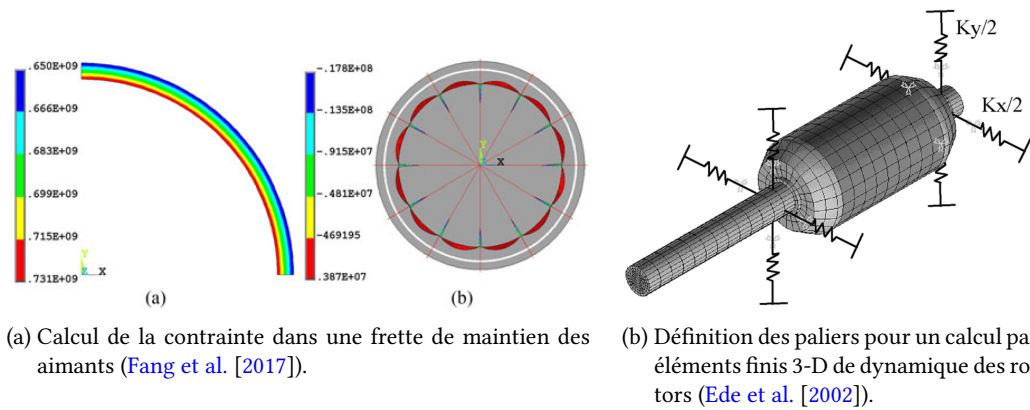


FIGURE 1.11. – Aspects mécaniques des machines haute vitesse.

à l'aide de matériaux composites comme la fibre de carbone ou la fibre de verre. La dynamique des rotors est un sujet récurrent dans l'étude des machines haute vitesse (Ede et al. [2002]) qui permet de prédire notamment l'apparition de modes de flexion pouvant mener à une casse du rotor. La Figure 1.11 quelques aspects mécaniques.

Concernant les constructions statoriques, les matériaux les plus souvent employés sont les tôles en fer – silicium (FeSi) de faible épaisseur (inférieur à 0,35 mm) à grains non orientées. Les matériaux magnétiques composites doux (*Soft Magnetic Composites*, SMC) ou encore les alliages métalliques amorphes (Zwyssig et al. [2009]) sont moins classiques mais quelquefois employés pour leurs faibles niveaux de pertes magnétiques.

La construction du bobinage est souvent réalisée à partir de fil de Litz dans le cas des machines sans encoches. Pour les autres machines, le diamètre du fil est choisi suffisamment faible pour limiter les pertes fréquentielles. Concernant le type de bobinage, on retrouve des machines à bobinages dentaire, distribué ou toroïdal.

Guidage en rotation

Pour le guidage en rotation de ces machines, plusieurs solutions technologiques sont utilisées telles que : les roulements à billes céramiques, les paliers hydrodynamiques (Schiffmann [2008]), les paliers magnétiques (Munteanu et al. [2011]). Certaines conceptions présentent des machines aux rotors partiellement ou complètement autoportés (*bearingless*) comme dans Steiner et al. [2013].

La Figure 1.12 présente deux types de paliers hydrodynamiques tandis que la Figure 1.13 illustre deux structures utilisant des paliers magnétiques et *bearingless*.

Autres points spécifiques aux machines haute vitesse

Au cours de cette étude bibliographique, les points importants qui sont ressortis sont :

1. les pertes mécaniques : les vitesses de rotation importantes induisent des pertes dans le

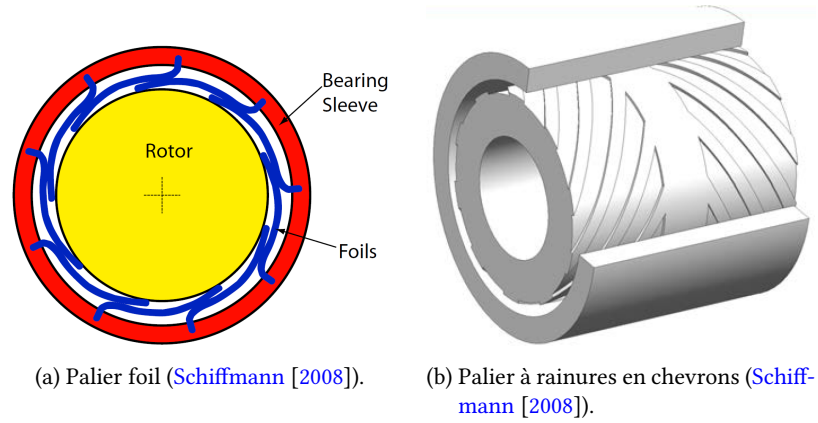


FIGURE 1.12. – Exemples de paliers hydrodynamiques.

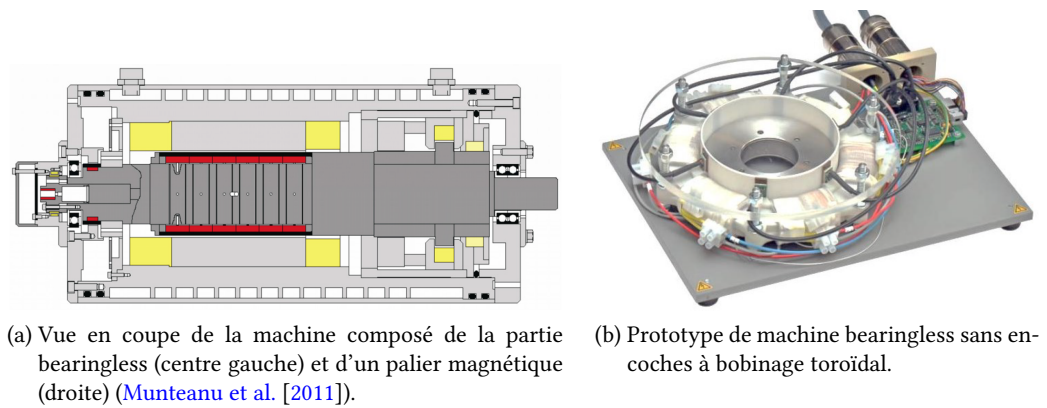


FIGURE 1.13. – Machines à paliers magnétiques et bearingless.

système de guidage et aussi par friction avec l'air présent dans l'entrefer (pertes aérodynamiques);

2. les pertes rotoriques (Bianchi et al. [2006]) : elles peuvent devenir importantes surtout dans les structures à encoches et bobinage dentaire et sont difficiles à évacuer. Les matériaux qui constituent le rotor jouent aussi un rôle important;
3. Les pertes fréquentielles : de manière générale tous les aspects liés à l'augmentation de la fréquence de travail comme les pertes liées à l'effet de peau et de proximité dans les conducteurs (Reddy et al. [2010]) ou encore les pertes par courants induits dans le boîtier de la machine (Borisavljevic [2012]).

1.5. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons dans un premier temps présenté le sujet et ses enjeux en insistant sur les aspects écologiques (diminution des émissions) et l'amélioration des performances des véhicules.

Ensuite, la principe de fonctionnement du turbocompresseur a été présenté ainsi que les méthodes d'électrification. Cette partie nous a permis de faire apparaître différentes configurations et différents modes de fonctionnement du système à travers l'étude de publications et de brevets. Les deux principales applications que l'on retiendra sont :

1. la machine électrique d'assistance au turbocompresseur : une machine électrique déportée vient assister le turbo pour diminuer le turbo lag. Les spécifications de la machine pour cette application sont de l'ordre de 4 kW à 80 000 tr/min;
2. le turbocompresseur électrique : la machine est ici intégrée dans le turbo et permet la diminution du turbo lag et la régénération d'énergie. Les spécifications de la machine pour cette application sont très variables, nous retiendrons les valeurs de 15 kW à 150 000 tr/min.

Enfin, nous avons étudié les publications traitant des machines électriques haute vitesse en général pour identifier les topologies adaptées et les difficultés de ce champ d'étude. À travers ces articles, on s'aperçoit de la prédominance des machines à aimants permanents et on remarque que, de manière générale, le dimensionnement des machines haute vitesse est un problème multi-physique et qu'il est difficile de traiter le point de vue électromagnétique en omettant les aspects mécaniques. Les spécificités propres aux machines haute vitesse tel que les pertes liées aux fréquences de travail élevées (pertes rotoriques, pertes par effet de peau et de proximité dans le bobinage) ont aussi été identifiées.

À la lumière des informations collectées, nous traiterons la problématique en abordant les sujets suivants :

1. la modélisation électromagnétique fine d'une topologie classique de machine haute vitesse à aimants permanents avec la prise en compte des pertes rotoriques;
2. la modélisation mécanique de la résistance des frettes;
3. la recherche et le comparatif des topologies (avec et sans encoches) de machines haute vitesse à aimants permanents en utilisant des méthodes de calcul par éléments finis.

Chapitre 2.

Modélisation électromagnétique

Les machines hautes vitesses à aimants permanents sont de plus en plus utilisées dans une grande variété d'applications. La densité de puissance élevée de ces machines associées à une grande fiabilité¹ les destinent naturellement à ces applications exigeantes du point de vue mécanique et thermique.

Le développement d'outils de simulation rapides et précis est par conséquent devenu indispensable pour répondre à ce besoin accru. Bien que la simulation numérique par éléments finis (EF) permette de résoudre une grande variété de problèmes, les modèles analytiques et semi-analytiques, certes plus spécialisés², peuvent se révéler parfois plus efficace. En effet, comparés aux méthodes EF, les temps de calculs sont considérablement réduits et ils permettent une compréhension avancée des phénomènes physiques. Ces deux qualités (et surtout la première) peuvent se révéler décisives dans le cas d'une utilisation intensive du modèle comme dans un cadre industriel disposant d'une technologie donnée et dont les besoins en dimensionnement et optimisation sont importants.

Parmi ces méthodes (semi-)analytiques, les modèles dits « en sous-domaines » (*subdomain models*) sont particulièrement adaptés puisqu'ils permettent de prendre en compte l'effet d'encoche et les courants induits dans la machine. C'est ce type de modèle qui a été sélectionné et développé durant la thèse et dont le fonctionnement sera expliqué dans ce chapitre. Ce modèle a été choisi pour ses performances (en matière de précision et de vitesse de calcul) et parce qu'il s'adaptait parfaitement aux technologies de machines proposées³ par l'entreprise Moving Magnet Technologies (MMT). Par rapport aux grandeurs classiques (couple, tension induite), un intérêt particulier a été porté au calcul des grandeurs suivantes à cause de leur importance dans le cadre de l'étude des machines hautes vitesses :

1. **Les courants de Foucault (*eddy currents*)** – Ces courants sont induits dans les aimants par la distribution spatiotemporelle des harmoniques de courants et la distribution spatiale de l'encoche ([Alberti et al. \[2011\]](#)). ils peuvent générer d'importantes pertes menant à une augmentation de la température et à la désaimantation irréversible. L'approche proposée ici est de résoudre le problème d'électromagnétique en multistatique et d'injecter la solution a posteriori pour calculer les courants induits dans les aimants. Le calcul s'effectue donc à « résistance limitée » ([Amara et al. \[2010\]](#)) et permet, au prix d'une perte

1. Lorsqu'on les compare aux machines à courant continu à balais et collecteur ou encore aux machines asynchrones à cage d'écureuil.

2. Ces modèles sont souvent limités à des géométries simplifiées et à l'utilisation de matériaux linéaires et isotropes.

3. Machines à aimants permanents en surface et à bobinage dentaire.

de précision, de simplifier la formulation des solutions et de fournir des résultats plus rapidement (quant au temps de calcul).

2. **La pression magnétique** – La pression de Maxwell dans l’entrefer peut être la cause de vibrations et de bruit dans la machine (Besnerais [2015]). La méthode proposée est d’utiliser le tenseur des contraintes de Maxwell et le champ d’induction magnétique calculé au milieu de l’entrefer pour en déduire la pression exercée sur le stator de la machine.

Dans la première partie de ce chapitre, après un rappel des équations fondamentales de l’électromagnétisme, nous exposerons et comparerons brièvement les méthodes de calculs analytiques pour la modélisation des machines électriques. Dans une deuxième partie, nous décrirons précisément le modèle en sous-domaines développé avec ses hypothèses, les équations utilisées et le détail de la résolution du problème statique. Enfin, la dernière partie se focalisera sur l’utilisation du modèle développé, notamment sur l’obtention des grandeurs telles que le couple, les courants de Foucault et la pression magnétique.

2.1. État de l’art et intérêt des méthodes analytiques de modélisation

Dans cette section, après un bref rappel des équations fondamentales de l’électromagnétisme, nous ferons un tour d’horizon des méthodes (semi-)analytiques pour la modélisation des machines électriques. Pour finir, on se focalisera sur le cas de la méthode en sous-domaines.

2.1.1. Équations fondamentales

C’est au milieu du 19^{ème} siècle que le physicien et mathématicien écossais James Clerk Maxwell établit plusieurs équations d’unification des phénomènes électriques et magnétiques. Ces « équations de Maxwell », sous leur forme actuelle, sont aux nombres de quatre : équation de Maxwell – Gauss (2.1), conservation du flux magnétique (2.2), Maxwell – Faraday (2.3) et Maxwell – Ampère (2.4).

$$\nabla \cdot \mathbf{D} = \rho \quad (2.1)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0 \quad (2.2)$$

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \quad (2.3)$$

$$\nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J} + \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} \quad (2.4)$$

avec $\mathbf{E}$ le champ électrique (V/m), ρ la densité volumique de charge électrique (C/m³), $\mathbf{B}$ l’induction magnétique (T), $\mathbf{D}$ l’induction électrique (C/m²) et $\mathbf{J}$ la densité de courant (A/m²).

2.1.2. Les méthodes de calcul (semi-)analytiques

L’intérêt pour les méthodes analytiques s’est développé en concurrence des méthodes EF. Ces dernières permettent plus de liberté dans le choix de la géométrie et des matériaux (linéaire / non-linéaire, isotrope / anisotrope) mais demandent une puissance et donc un temps

de calcul parfois important pour obtenir des résultats précis (surtout en 3-D). Les méthodes analytiques, quant à elles, sont basées sur la résolution formelle des équations de Maxwell et donnent par conséquent des solutions exactes au problème. Le temps de calcul est réduit par rapport aux EF et n'est pas impacté par la géométrie du modèle tant que celui-ci est applicable. Ce dernier point est important puisque il constitue le principal défaut des modèles analytiques. En effet, contrairement aux méthodes EF, les modèles analytiques doivent souvent répondre à un certain nombre d'exigences géométriques et physiques pour que la résolution soit analytiquement possible. Ainsi, il est important de comprendre le problème posé et de l'aborder avec la méthode adaptée pour pouvoir le résoudre.

Les modèles analytiques pour les machines électriques à aimants ont beaucoup progressé ces dernières années pour prendre en compte des phénomènes de plus en plus complexes. Pour résumer brièvement cette évolution ; nous avons débutés avec le calcul des machines à entrefers lisses, parties ferromagnétiques à la perméabilité infinie et aimantations multipolaires sinusoïdales, pour ensuite intégrer les machines à encoches, à aimantations quelconques⁴ et alimentation de l'induit et enfin plus récemment ajouter le calcul des pertes dans les aimants et le calcul des structures à encoches de perméabilités finies et aimants insérés.

En ce qui concerne la prise en compte des caractéristiques des matériaux, l'avantage est pour le moment toujours resté à la modélisation numérique. Le développement de modèles hybrides a permis de répondre à cette problématique en proposant, par exemple, des solutions mêlant modèle analytique et réseaux de ré reluctances maillées.

Enfin, pour donner au lecteur un tour d'horizon des méthodes analytiques existantes, nous citerons : les méthodes en sous-domaines (SD) (Zhu et al. [2010]), les méthodes multicouches⁵ (Xia et al. [2004]) auxquelles on peut adjoindre des fonctions de perméances pour la prise en compte de l'encoche (Zhu and Howe [1993]) et enfin les modèles utilisant les transformées conformes⁶ (TC) (Reddy et al. [2010]). On peut aussi citer les méthodes par réseau de perméances (RP) et les méthodes hybrides (MH) (Bazhar et al. [2017]) comme étant des moyens de modélisation semi-analytiques. La Figure 2.1 et le Tableau 2.1 présentent respectivement quatre articles utilisant ces méthodes et un comparatif de performances entre les familles de modèles SD, TC, RP, MH.

2.1.3. La méthode en sous-domaines

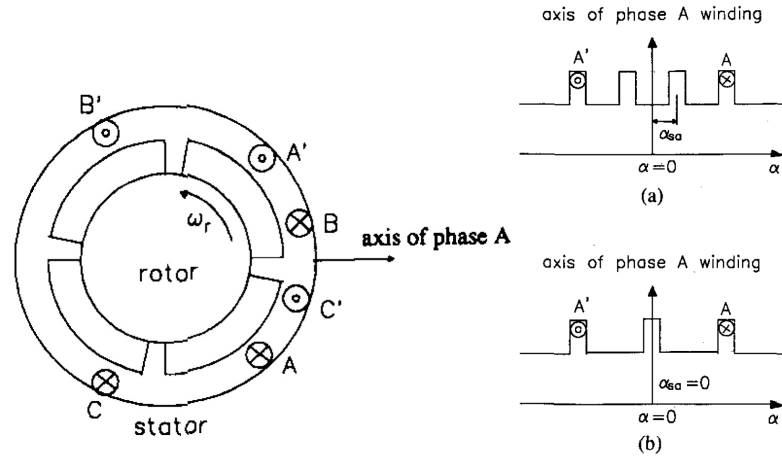
Le principe de la méthode en sous-domaines consiste à résoudre les équations de Maxwell dans des régions de géométries données. Une fois le système découpé en régions et les équations établies, on impose des conditions aux limites pour le recollement des solutions aux différentes frontières. Enfin, on obtient un système linéaire dont l'inversion donne les valeurs des coefficients inconnus.

Cette méthode est fréquemment utilisées pour la résolution de problèmes à deux dimensions (2-D) définies en coordonnées cartésiennes (bien adaptées aux machines linéaires par exemple) ou polaires (bien adaptées aux machines à flux radial par exemple) mais la méthode est applicable

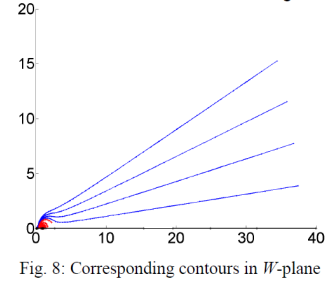
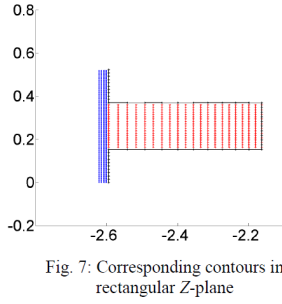
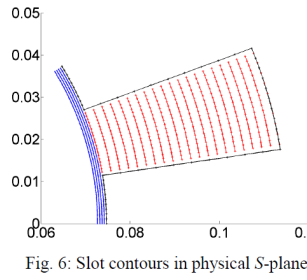
4. Avec notamment des aimantations radiales et parallèles.

5. Méthodes en sous-domaines simplifiés car ne prenant pas en compte les régions de périodicités différentes.

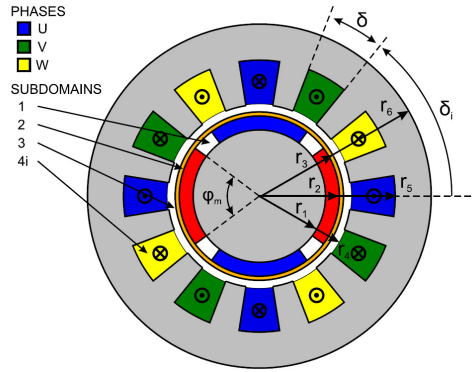
6. Transformation de l'espace qui préserve les angles (Weisstein [2017a]).



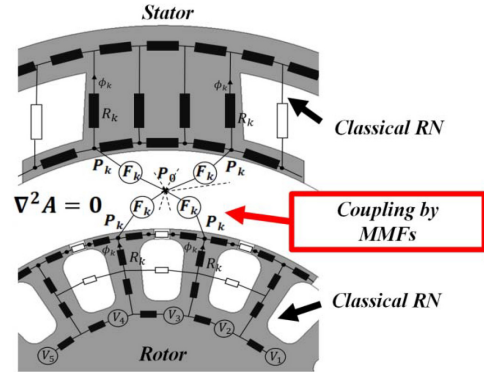
(a) [Zhu and Howe \[1993\]](#) : modèle multicouches avec ajout d'une fonction de perméance.



(b) [Reddy et al. \[2010\]](#) : transformées conformes.



(c) [Hannon et al. \[2017\]](#) modèle en sous-domaines.



(d) [Bazhar et al. \[2017\]](#) : modèle hybride.

FIGURE 2.1. – Quatre exemples de modélisations (semi-)analytiques.

TABLE 2.1. – Comparatif entre les différentes méthodes de modélisations analytiques (les indicateurs de performances sont symbolisés par : $\bigcirc$ = bonne, $\triangle$ = moyenne, $\times$ = mauvaise)

	SD	TC	RP	MH
Temps de calcul	$\bigcirc$	$\bigcirc$	$\times$	$\triangle$
Précision	$\triangle$	$\triangle$	$\times$	$\bigcirc$
Flexibilité	$\times$	$\triangle$	$\bigcirc$	$\triangle$
Temps de développement	$\times$	$\times$	$\bigcirc$	$\triangle$

aux systèmes 3-D, les difficultés mathématiques et la concurrence des modèles numériques par EF font que la grande majorité de la recherche se focalise sur les modèles 2-D.

Les évolutions de cette méthode ont été présentées dans plusieurs articles dont [Dubas and Boughrara \[2017a\]](#). On pourra retenir les étapes suivantes :

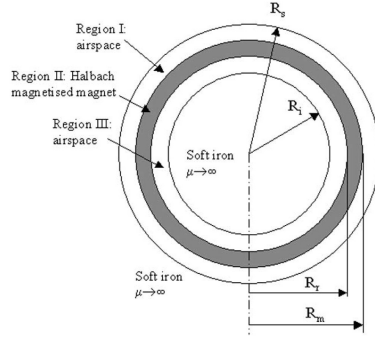
1. Figure 2.2a : [Xia et al. \[2004\]](#) présentent ici un modèle analytique multicouches pour le calcul du champ dans l'entrefer pour une machine sans encoches et sans alimentation. L'aimantation est mutli-polaire et sinusoïdale ;
2. Figure 2.2b : [Dubas and Espanet \[2009\]](#) ajoutent ici la prise en compte des encoches dans la machine. Ce modèle prend en compte les influences mutuelles entre les encoches et permet donc une évaluation précise du couple de détente ;
3. Figure 2.2c : [Pfister et al. \[2016\]](#) développent ici la résolution de l'équation de diffusion⁷ dans la couronne rotorique aimantée pour en déduire les pertes dans les aimants de la machine ;
4. Figure 2.2d : [Lazhar et al. \[2017\]](#), [Dubas and Boughrara \[2017b\]](#) et [Djelloul-Khedda et al. \[2017\]](#) s'éloignent légèrement du modèle strictement analytique pour ajouter la prise en compte d'une perméabilité finie et de la saturation dans le stator.

2.2. Présentation du modèle

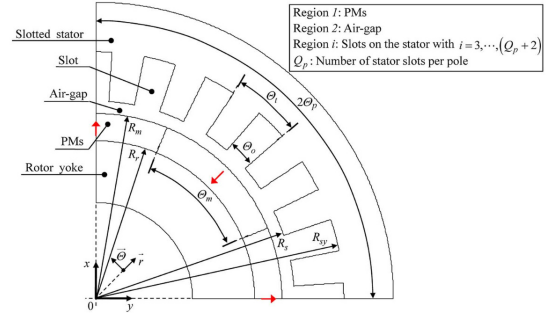
Le calcul rapide et précis des machines est nécessaire pour faciliter l'optimisation et minimiser les écarts avec la machine réelle dont les coût de prototypage peuvent devenir importants. Dans cette partie, le modèle en sous-domaines développé sera exposé et présente, selon nous, un bon compromis entre rapidité et précision tout en étant pertinent par rapport aux applications visées. Notre vision de ces critères peut être résumée de la manière suivante :

1. **Rapidité** – La capacité du modèle à donner des résultats rapidement dans le niveau de précision décrit. La notion de rapidité de calcul étant relative, il s'agit plus précisément ici d'obtenir des temps de calcul 10 à 100 fois inférieurs aux simulations EF 2-D qui sont

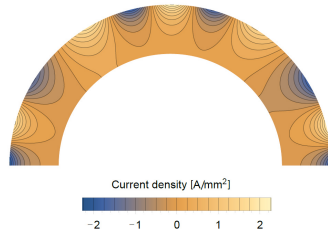
7. Par rapport aux deux articles précédents, ce modèle ajoute une complexité supplémentaire en résolvant le problème en régime variable. La dépendance temporelle des grandeurs est ici prise en compte.



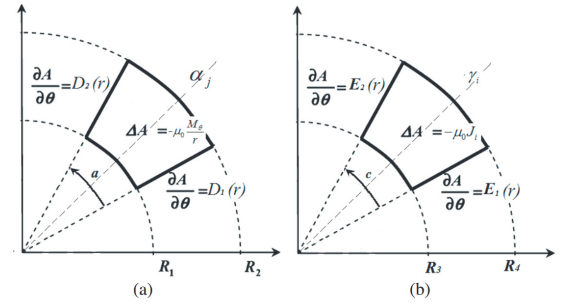
(a) Xia et al. [2004] : modèle multicouches.



(b) Dubas and Espanet [2009] : modèle prenant en compte l'effet d'encoche.



(c) Pfister et al. [2016] : modèle calculant les courants induits au rotor.



(d) Lazhar et al. [2017] : modèle prenant en compte une perméabilité finie dans un stator à encoches.

FIGURE 2.2. – Évolution des modèles (semi-)analytiques en sous-domaines.

habituellement considérées comme la référence en termes de modélisation de machines électriques. Ce point étant d'autant plus important que le modèle est destiné à être employé dans des calculs d'optimisation nécessitant de nombreuses itérations.

2. **Pertinence** – La capacité du modèle à prédire les phénomènes habituellement négligés mais cependant importants pour ce type de machine et ces applications. Dans notre cas, nous nous intéresserons aux pertes rotoriques et à la pression de Maxwell dans l'entrefer.
3. **Précision** – La capacité du modèle à être prédictif par rapport aux phénomènes étudiés pour limiter le nombre de prototypes à réaliser.

Pour répondre à ces exigences, un modèle a été développé sur la base de la méthode de modélisation en sous-domaines. Comme présenté dans la section précédente, cette méthode est devenue de plus en plus populaire auprès de la communauté scientifique notamment grâce à la qualité des résultats obtenus et à la possibilité de prendre en compte l'influence des encoches sur le calcul des grandeurs magnétiques. Ce modèle semi-analytique est basé sur la résolution formelle des équations de Maxwell en série de Fourier, ce qui en fait un choix idéal pour remplir les critères de rapidité et de précision. Le modèle développé sur cette base est très général et permet de prendre en compte :

1. le nombre de paires de pôles ;
2. la magnétisation de ces pôles (quelconque, radiale, sinusoïdale, parallèle) ;
3. le nombre et la taille des encoches ;
4. une alimentation quelconque avec un bobinage en simple ou double couche.

Le modèle possède les principales limitations suivantes :

1. il ne prend pas en compte la saturation dans les tôles magnétiques ;
2. les aimants sont positionnés à la surface du rotor ;
3. le modèle est magnétostatique 2-D

Cette partie s'attachera à rappeler les équations fondamentales de l'électromagnétisme, présenter en détails le modèle développé et ses hypothèses pour enfin obtenir les solutions du problème en magnétostatique.

2.2.1. Équations fondamentales

À partir des équations de Maxwell (2.1) à (2.4), on peut écrire l'équation du comportement magnétique d'un milieu de la manière suivante (Hannon et al. [2014]) :

$$\nabla^2 \mathbf{A} + \mu\sigma \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} = -\mu \mathbf{J} - \nabla \times \mathbf{B}_R \quad (2.5)$$

où $\mathbf{A}$ est le potentiel vecteur magnétique (Tm), $\mathbf{B}_R$ l'induction rémanente (T) et $\mathbf{J}$ la densité de courant. σ et μ représentent respectivement la conductivité électrique (S/m) et la perméabilité magnétique (Tm/A) du milieu avec $\mu = \mu_0 \mu_r$ et μ_r la perméabilité magnétique relative. Les opérateurs différentiels ∇^2 et $\nabla \times$ représentent respectivement les opérateurs différentiels laplacien et rotationnel dont la définition est rappelée en annexe A. Le potentiel vecteur

présentant une invariance de jauge (Rowland [2017]), il est défini complètement en lui associant la jauge de Coulomb ($\nabla \cdot \mathbf{A} = 0$) dans le cas magnétostatique ou celle de Lorentz ($\nabla \cdot \mathbf{A} + \mu_0 \varepsilon_0 \frac{\partial V}{\partial t} = 0$) en magnétodynamique. La relation entre $\mathbf{A}$ et l'induction magnétique $\mathbf{B}$ s'écrit :

$$\mathbf{B} = \nabla \times \mathbf{A} \quad (2.6)$$

Dans notre cas d'étude, on posera deux hypothèses importantes permettant de simplifier l'expression de (2.5) : une modélisation purement 2-D (profondeur infinie, pas d'effet de bord) définie dans le repère polaire classique ($\mathbf{u}_r, \mathbf{u}_\theta$) et une conductivité électrique nulle dans les matériaux. La première hypothèse nous permet d'écrire le potentiel vecteur comme étant orienté selon la seule coordonnée : $\mathbf{A} = A_z \cdot \mathbf{u}_z$, tandis que la deuxième hypothèse permet d'ignorer la dépendance temporelle du problème (le terme $\mu\sigma \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t}$ étant nul) et de considérer à la place le problème magnétostatique⁸. On peut ainsi déduire de (2.5) la formulation suivante :

$$\nabla^2 \mathbf{A} = -\mu \mathbf{J} - \nabla \times \mathbf{B}_R \quad (2.7)$$

et de manière plus explicite dans le cas 2-D qui nous intéresse :

$$\frac{\partial^2 A_z}{\partial r^2} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 A_z}{\partial \theta^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial A_z}{\partial r} = -\mu J_z - \frac{B_{R,\theta}}{r} - \frac{\partial B_{R,\theta}}{\partial r} + \frac{1}{r} \frac{\partial B_{R,r}}{\partial \theta} \quad (2.8)$$

où A_z, J_z représentent respectivement les composantes azimutales de $\mathbf{A}$ et $\mathbf{J}$ et $B_{R,r}, B_{R,\theta}$ les composantes radiale et tangentielle de $\mathbf{B}_R$. De la même manière, (2.6) peut se simplifier en :

$$\mathbf{B} = \frac{1}{r} \frac{\partial A_z}{\partial \theta} \cdot \mathbf{u}_r - \frac{\partial A_z}{\partial r} \cdot \mathbf{u}_\theta \quad (2.9)$$

L'équation (2.8) nous servant de support à la résolution du problème, il faut maintenant lui ajouter une équation décrivant le comportement des matériaux magnétiques. Le lien entre $\mathbf{B}$ et le champ magnétique (ou champ d'excitation magnétique) $\mathbf{H}$ peut ainsi être écrit (Degauque [2001]) :

$$\mathbf{B} = \mu_0 (\mathbf{H} + \mathbf{M}) \quad (2.10)$$

avec $\mathbf{M}$ le vecteur aimantation qui est lui-même une fonction de $\mathbf{H}$ que l'on peut écrire sous la forme suivante :

$$\mathbf{M} = \underbrace{(\mu_r - 1)}_1 \mathbf{H} + \underbrace{\frac{\mu_0}{\mu_r}}_2 \mathbf{B}_R \quad (2.11)$$

Cette formulation fait apparaître la réaction du matériau lorsqu'on lui applique un champ d'excitation magnétique : d'une part la production de son propre champ magnétique (accolade 1) et d'autre part l'existence d'une aimantation résiduelle (accolade 2). D'autres notations

8. Passer d'un problème magnétodynamique à un problème magnétostatique, c'est négliger le temps de propagation des ondes électromagnétiques. Autrement dit, c'est se placer dans l'approximation des régimes quasi stationnaires (ARQS).

existent pour ces équations. Ainsi on peut remplacer le terme $\mu_0 \mathbf{M}$ par la polarisation magnétique $\mathbf{J}$ et l'expression $\mu_r - 1$ par la susceptibilité magnétique χ_m . Finalement, en substituant (2.11) dans (2.10) on obtient la forme simplifiée suivante :

$$\mathbf{B} = \mu \mathbf{H} + \mathbf{B}_R \quad (2.12)$$

L'utilisation de cette équation dans le modèle est valable pour les matériaux aux propriétés magnétiques linéaires et isotrope, on supposera donc que μ ne dépend pas de $\mathbf{H}$. La Figure 2.3, extraite de la brochure du fabricant Vacuumschmelze (Vac [2017a]), présente un exemple de courbes $B(H)$ pour différentes nuances d'aimants. Ces courbes suivent parfaitement la description proposée par 2.12 à l'exception de l'AlNiCo et de la ferrite anisotrope⁹. D'autres fabricants tels que Arnold Magnetic Technologies ou encore Bomatec proposent les mêmes informations pour leurs produits.

2.2.2. Géométrie et sous-domaines associés

Après avoir décrit brièvement le fonctionnement de la méthode dans le paragraphe 2.1.3, nous allons maintenant entrer dans les détails de son développement. Comme indiqué en introduction de cette partie, dans notre cas d'étude, on résoudra le problème en magnétostatique et donc l'équation (2.7) dans chaque région. Ces solutions se présentent sous forme de séries de Fourier dont on calculera les coefficients inconnus en imposant des conditions aux limites entre les différentes régions (les détails seront apportés dans le paragraphe 2.2.3).

La Figure 2.4 présente la géométrie de la machine que l'on souhaite calculer. La géométrie se veut très générale comme décrit dans l'introduction de la section 2.2. Nous imposerons cependant deux caractéristiques à cette géométrie : les encoches sont purement radiales (le problème sera traité en coordonnées polaires) et les aimants sont disposés en surface. Le premier critère vise à simplifier la résolution¹⁰ tandis que le deuxième est un choix permettant de traiter le cas des machines haute vitesses à aimant permanent dont les aimants sont souvent positionnés en surface. Ce choix de modélisation a été motivé notamment par l'utilisation d'une structure similaire dans l'entreprise MMT. La machine sera partagée en trois familles de régions :

- une région annulaire aimantée représentant l'aimant permanent (région 1 sur la Figure 2.4b);
- une région annulaire vide représentant l'entrefer (région 2 sur la Figure 2.4b);
- plusieurs régions en portion d'anneau représentant les encoches et comportant des densités de courant (régions 31, 32, 3i, etc. sur la Figure 2.4b).

On prendra une perméabilité relative infinie dans les régions de type fer (culasse rotorique et stator), les bords de ces régions constituant ainsi les limites de la géométrie à étudier.

Pour chaque région définie dans la Figure 2.4, l'équation (2.7) sera vérifiée. On peut simplifier son expression selon les sources présentes dans la région considérée et ainsi écrire :

9. Remarque 1 : ces deux dernières nuances ne sont pas proposées par le fabricant et ne sont sur ce graphique qu'à titre indicatif. Remarque 2 : l'équation 2.12 peut tout de même être utilisée si on se place sur la partie linéaire de la courbe de désaimantation c.-à-d. si la droite de charge de l'aimant ne descend pas en-dessous du coude de la courbe lors du fonctionnement du système.

10. Voir même à la rendre tout simplement possible analytiquement.

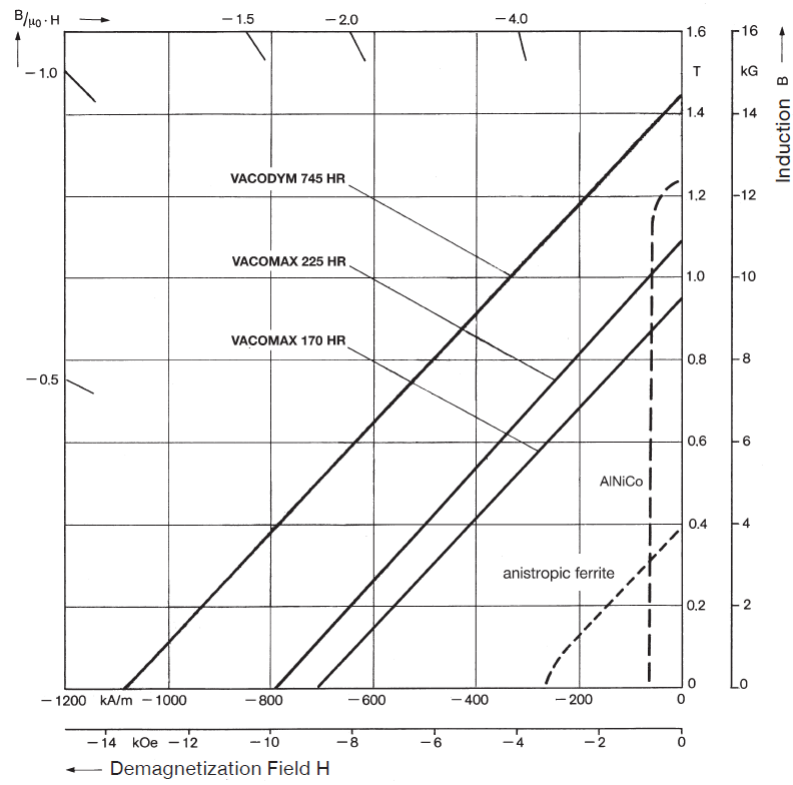


FIGURE 2.3. – Courbes $B(H)$ typiques pour différentes nuances d’aimant du fabricant Vacuum-schmelze (Vac [2017a]) : une nuance de néodyme – fer – bore (série « VACODYM »), deux nuances de samarium – cobalt (série « VACOMAX ») ainsi que les courbes $B(H)$ typiques pour les AlNiCo et les Ferrites anisotropes.

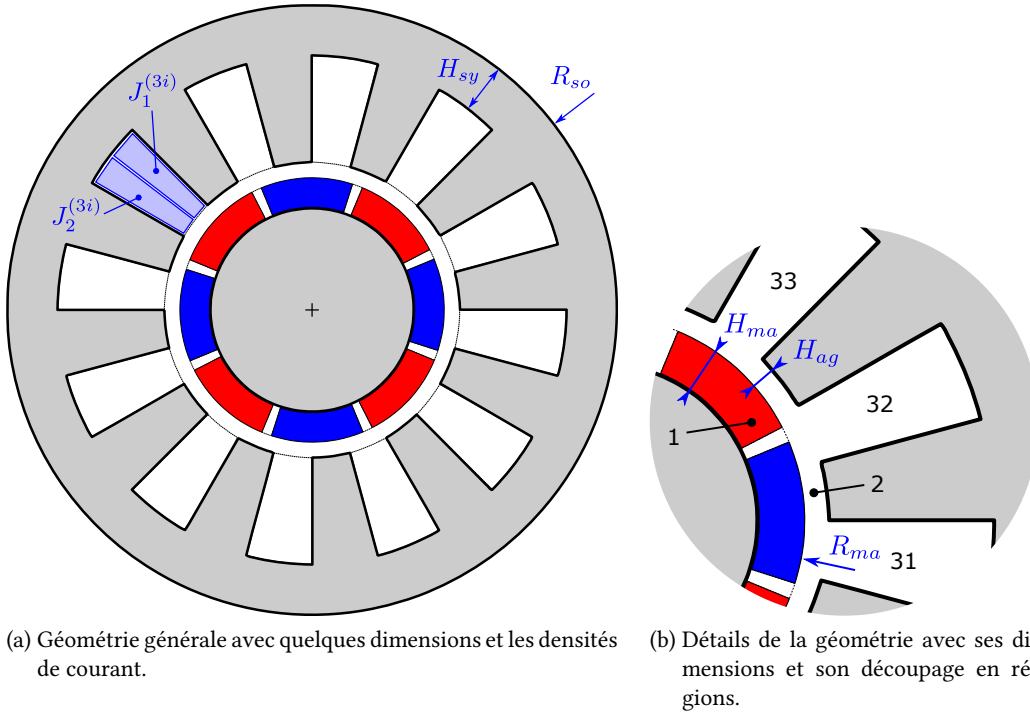


FIGURE 2.4. – Géométrie générale de la machine, dimensions et découpage en régions. Les régions 1 et 2 sont les régions annulaires « aimant permanent » et « entrefer » tandis que les régions 31, 32, 33 sont en portion d'anneau et représentent les encoches.

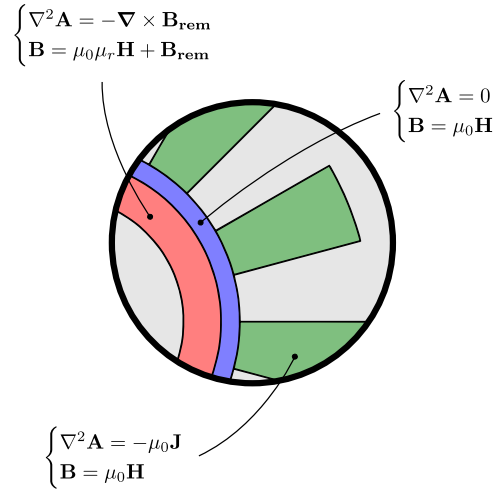


FIGURE 2.5. – Géométrie de la machine et équations dans les régions.

$$\nabla^2 \mathbf{A}^{(1)} = -\nabla \times \mathbf{B}_R^{(1)} \quad (2.13)$$

$$\nabla^2 \mathbf{A}^{(2)} = 0 \quad (2.14)$$

$$\nabla^2 \mathbf{A}^{(3i)} = -\mu_0 \mathbf{J}^{(3i)} \quad (2.15)$$

avec les exposants (1), (2) et (3i) représentant les régions 1, 2 et 3i dans laquelle la grandeur physique s'exprime. De la même manière, l'équation des matériaux (2.12) pour chaque région devient :

$$\mathbf{B}^{(1)} = \mu_0 \mu_r^{(1)} \mathbf{H}^{(1)} + \mathbf{B}_R^{(1)} \quad (2.16)$$

$$\mathbf{B}^{(2)} = \mu_0 \mathbf{H}^{(2)} \quad (2.17)$$

$$\mathbf{B}^{(3i)} = \mu_0 \mathbf{H}^{(3i)} \quad (2.18)$$

Les équations définitives du modèle sont maintenant mise en place dans chaque région. La Figure 2.5 résume le modèle présenté dans ce paragraphe.

2.2.3. Conditions aux limites

Comme introduit dans le paragraphe 2.2.2, les conditions aux limites (ou conditions de passages) décrivent l'évolution des grandeurs physiques au passage d'une interface. Elles permettent le recollement des solutions entre les différentes régions. On considérera deux types de conditions aux limites : en induction magnétique $\mathbf{B}$ et en champs magnétique $\mathbf{H}$. Ces conditions s'expriment à l'interface Γ entre deux régions par les relations :

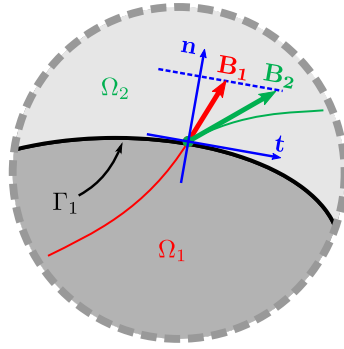


FIGURE 2.6. – Condition à la limite des deux régions Ω_1 et Ω_2 . On observe la continuité de la composante normale de l'induction correspondant à l'équation (2.19)

$$\left(\mathbf{B}^{(k)} - \mathbf{B}^{(k+1)} \right) \Big|_{\Gamma^{(k)}} \cdot \mathbf{n} = 0 \quad (2.19)$$

$$\left(\mathbf{H}^{(k)} - \mathbf{H}^{(k+1)} \right) \Big|_{\Gamma^{(k)}} \times \mathbf{n} = \mathbf{J} \quad (2.20)$$

avec l'exposant (k) représentant l'indice de la région considérée, $\mathbf{n}$ le vecteur normal à l'interface Γ et $\mathbf{J}$ la densité linéique de courant sur cette interface. La Figure (2.6) présente la condition (2.19) du passage de $\mathbf{B}$ de la région Ω_1 à la région Ω_2 à travers l'interface Γ_1 . L'équation (2.19) découle de la conservation du flux magnétique tandis que (2.20) se déduit du théorème d'Ampère.

Comme annoncé dans l'introduction de cette partie, le modèle est bidimensionnel et est paramétré en coordonnées polaires. On utilisera donc $\mathbf{B}$ et $\mathbf{H}$ sous la forme $\mathbf{B} = B_r \cdot \mathbf{u}_r + B_\theta \cdot \mathbf{u}_\theta$ et $\mathbf{H} = H_r \cdot \mathbf{u}_r + H_\theta \cdot \mathbf{u}_\theta$. De plus, il ne comporte pas de densité linéique de courant sur les frontières, on pourra donc supprimer $\mathbf{J}$ de (2.20) et utiliser (2.21) pour les frontières radiales et (2.22) pour les frontières circulaires¹¹.

$$\left(H_r^{(k)} - H_r^{(k+1)} \right) \Big|_{\theta_k} = 0 \quad (2.21)$$

$$\left(H_\theta^{(k)} - H_\theta^{(k+1)} \right) \Big|_{r_k} = 0 \quad (2.22)$$

avec comme présenté sur les Figures (2.7a) et (2.7b) les frontières selon r_k et θ_k pour deux types de régions. De plus, l'expression des solutions du problème utilisant le potentiel vecteur magnétique, on utilisera le théorème de Stokes – Ampère avec (2.2) et (2.9) pour réécrire (2.19) en utilisant $\mathbf{A}$. Finalement, pour la géométrie présentée, (2.19) se réduira à utiliser la condition :

$$\left(A_z^{(k)} - A_z^{(k+1)} \right) \Big|_{r_k} = 0 \quad (2.23)$$

11. L'équation (2.20) signifie que la différence des composantes tangentielles est égale à la densité linéique de courant à l'interface. Les expressions (2.21) et (2.22) imposent simplement deux orientations particulières des interfaces (radiales et circulaires).

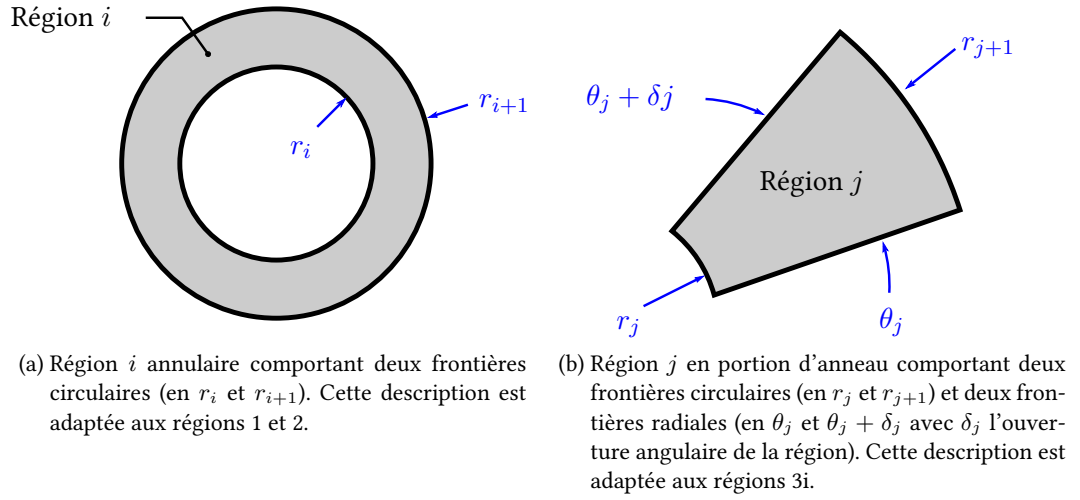


FIGURE 2.7. – Paramétrage des régions dans le repère $(\mathbf{u}_r, \mathbf{u}_\theta)$.

En appliquant les conditions (2.21) à (2.23) au problème posé, on obtient les relations suivantes pour les différentes interfaces :

1. Au rayon r_0 à l'interface culasse rotorique / aimant (région 1) :

$$H_\theta^{(1)} = 0 \quad (2.24)$$

2. Au rayon r_1 à l'interface aimant (région 1) / entrefer (région 2) :

$$A_z^{(1)} = A_z^{(2)} \quad (2.25)$$

$$H_\theta^{(1)} = H_\theta^{(2)} \quad (2.26)$$

3. Au rayon r_2 à l'interface entrefer (région 2) / encoches (région 3i) et dents :

$$A_z^{(2)} \Big|_{\theta \in [\theta_i, \theta_i + \delta_i]} = A_z^{(3i)} \Big|_{\theta \in [\theta_i, \theta_i + \delta_i]} \quad (2.27)$$

$$H_\theta^{(2)} = \begin{cases} H_\theta^{(3i)} & , \text{ si } \theta \in [\theta_i, \theta_i + \delta_i] \\ 0 & , \text{ sinon} \end{cases} \quad (2.28)$$

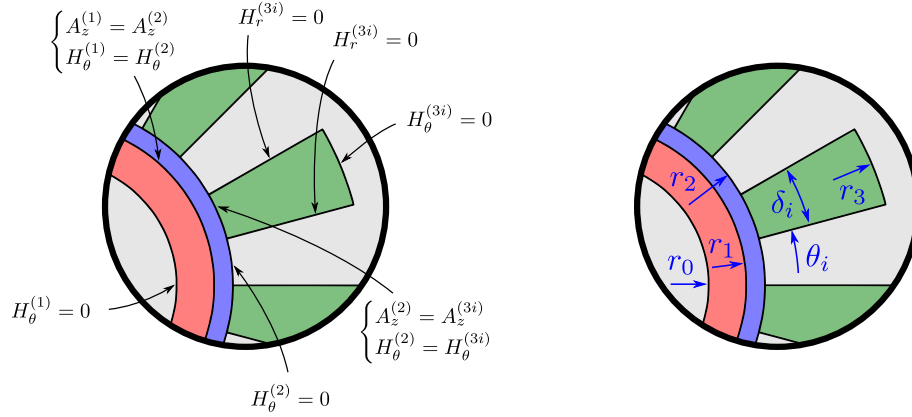
4. Au rayon r_3 à l'interface encoches (région 3i) / fond de stator :

$$H_\theta^{(3i)} \Big|_{\theta \in [\theta_i, \theta_i + \delta_i]} = 0 \quad (2.29)$$

5. Aux angles θ_i et $\theta_i + \delta_i$ à l'interface encoches (région 3i) / dents statoriques :

$$H_r^{(3i)} \Big|_{r \in [r_2, r_3]} = 0 \quad (2.30)$$

La Figure 2.8 résume le modèle présenté dans ce paragraphe avec les différentes conditions aux limites positionnées sur la machine et le paramétrage des rayons et des angles.



(a) Conditions aux limites positionnées sur les frontières (b) Paramétrage de la machine pour le modèle en sous-domaines.

FIGURE 2.8. – Conditions aux limites et paramétrage de la machine.

2.2.4. Définition des sources

Dans ce paragraphe, je donnerai la définition complète des sources utilisées dans le modèle. Elles sont de deux types : l'aimantation pour la région 1 « aimant » et la densité de courant pour le groupe de régions 3i « encoches ». Définir ces sources correspond à donner l'expression des termes $\nabla \times \mathbf{B}_R$ et $\mathbf{J}$ présenté dans 2.7.

Aimantation

Les principaux types d'aimantations utilisées dans les moteurs électriques et qui seront appliquées au modèle sont exposées ci-après. On les définit comme un vecteur induction rémanente $\mathbf{B}_R$ à deux composantes dans le repère polaire :

$$\mathbf{B}_R = B_{R,r} \cdot \mathbf{u}_r + B_{R,\theta} \cdot \mathbf{u}_\theta \quad (2.31)$$

Les composantes radiales $B_{R,r}$ et tangentielles $B_{R,\theta}$ étant représentées sous la forme de séries de Fourier selon :

$$B_{R,r} = \sum_{n=1}^{+\infty} B_{R,1}(n) \cos(np\theta) + B_{R,2}(n) \sin(np\theta) \quad (2.32)$$

$$B_{R,\theta} = \sum_{n=1}^{+\infty} B_{R,3}(n) \cos(np\theta) + B_{R,4}(n) \sin(np\theta) \quad (2.33)$$

où p est le nombre de paires de pôles de l'aimantation, $B_{R,1}$, $B_{R,2}$, $B_{R,3}$ et $B_{R,4}$ les coefficients des séries de Fourier et $n \in \mathbb{N}$.

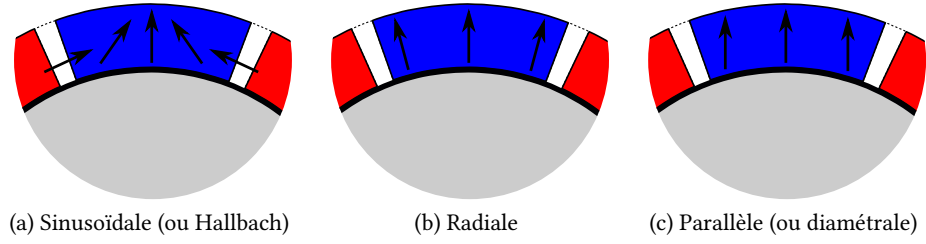


FIGURE 2.9. – Définition des différents types d'aimantation.

On notera simplement B_R la norme de $\mathbf{B}_R$ correspondant à la rémanence de l'aimant que l'on peut trouver dans les documentations des fabricants. On a classiquement la relation suivante :

$$B_R = \|\mathbf{B}_R\| = \sqrt{B_{R,r}^2 + B_{R,\theta}^2} \quad (2.34)$$

Enfin, on pourra utiliser invariablement l'aimantation $M = B_R/\mu_0$ à la place de B_R .

Aimantation sinusoïdale

L'aimantation sinus (ou Hallbach) schématisée sur la Figure (2.9a) n'a qu'une seule harmonique d'ordre p sur un tour mécanique. Les coefficients sont tous nuls à l'exception de $n = 1$ ($B_{R,1\sim 4} (n > 1) = 0$) :

$$B_{R,1} (1) = B_R \cos(p\theta_r) \quad (2.35)$$

$$B_{R,2} (1) = B_R \sin(p\theta_r) \quad (2.36)$$

$$B_{R,3} (1) = B_{R,2} \quad (2.37)$$

$$B_{R,4} (1) = -B_{R,1} \quad (2.38)$$

avec θ_r le déphasage d'un pôle nord par rapport à la position de référence $\theta = 0$.

Aimantation radiale

L'aimantation radiale schématisée sur la Figure (2.9b) ne possède pas de composante tangentielle ($B_{R,3\sim 4} (n) = 0$). Les seuls coefficients non nuls sont par conséquent $B_{R,1}$ et $B_{R,2}$ et sont eux-mêmes non nuls pour des valeurs impaires de n . On utilisera la fonction sinus cardinal pour définir cette aimantation ¹² :

$$B_{R,1} (n) = 2B_R\alpha \operatorname{sinc}\left(np\frac{\alpha\pi}{2p}\right) \cos(np\theta_r) \quad (2.39)$$

$$B_{R,2} (n) = 2B_R\alpha \operatorname{sinc}\left(np\frac{\alpha\pi}{2p}\right) \sin(np\theta_r) \quad (2.40)$$

12. La fonction abrégée en « sinc » est définie comme étant égale à 1 en 0 et égale à $\sin(x)/x$ partout ailleurs.

avec α le ratio d'ouverture de pôle.

Aimantation parallèle

L'aimantation parallèle schématisée sur la Figure (2.9c) est équivalente à une aimantation sinus dans le cas où $p = 1$. Elle se rapproche d'une aimantation radiale à mesure que l'on augmente le nombre de paires de pôles. Elle est définie par les coefficients suivants lorsque n est impair (les coefficients étant nuls pour n pair) :

$$B_{R,1}(n) = B_R \alpha \left\{ \begin{array}{l} \text{sinc} \left[(np+1) \frac{\alpha\pi}{2p} \right] \\ + \text{sinc} \left[(np-1) \frac{\alpha\pi}{2p} \right] \end{array} \right\} \cos(np\theta_r) \quad (2.41)$$

$$B_{R,2}(n) = B_R \alpha \left\{ \begin{array}{l} \text{sinc} \left[(np+1) \frac{\alpha\pi}{2p} \right] \\ + \text{sinc} \left[(np-1) \frac{\alpha\pi}{2p} \right] \end{array} \right\} \sin(np\theta_r) \quad (2.42)$$

$$B_{R,3}(n) = -B_R \alpha \left\{ \begin{array}{l} \text{sinc} \left[(np+1) \frac{\alpha\pi}{2p} \right] \\ - \text{sinc} \left[(np-1) \frac{\alpha\pi}{2p} \right] \end{array} \right\} \sin(np\theta_r) \quad (2.43)$$

$$B_{R,4}(n) = B_R \alpha \left\{ \begin{array}{l} \text{sinc} \left[(np+1) \frac{\alpha\pi}{2p} \right] \\ - \text{sinc} \left[(np-1) \frac{\alpha\pi}{2p} \right] \end{array} \right\} \cos(np\theta_r) \quad (2.44)$$

Alimentation du bobinage

L'alimentation électrique dans l'encoche est définie telle que présentée sur la Figure (2.11). Les parties gauche (zone 1) et droite (zone 2) de l'encoche peuvent être alimentées avec des densités de courant différentes ce qui permet de rendre compte d'un bobinage comportant deux phases par encoches¹³. Un espace est laissé au centre de l'encoche pour tenir compte d'un éventuel isolant entre les bobines.

$$J(\theta) = J_0 + \sum_{n=1}^{+\infty} J_n \cos \left[\frac{n\pi}{\delta_i} (\theta - \theta_i) \right] \quad (2.45)$$

où J_0 est la valeur moyenne de la densité de courant dans l'encoche, J_n l'amplitude de l'harmonique considérée et θ_i la position angulaire de l'encoche dans le repère statorique. J_0 et J_n sont définies par (Wu et al. [2012]) :

$$J_0 = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{e}{\delta_i} \right) (J_1 + J_2) \quad (2.46)$$

$$J_n = \left(1 - \frac{e}{\delta_i} \right) [J_1 + (-1)^n J_2] \text{sinc} \left[\frac{n\pi}{2} \left(1 - \frac{e}{\delta_i} \right) \right] \quad (2.47)$$

13. Cependant le bobinage n'est pas « double couche » au sens habituel du terme. Pour cela, le modèle devrait prendre en compte deux régions séparées circonférentiellement dans l'encoche.

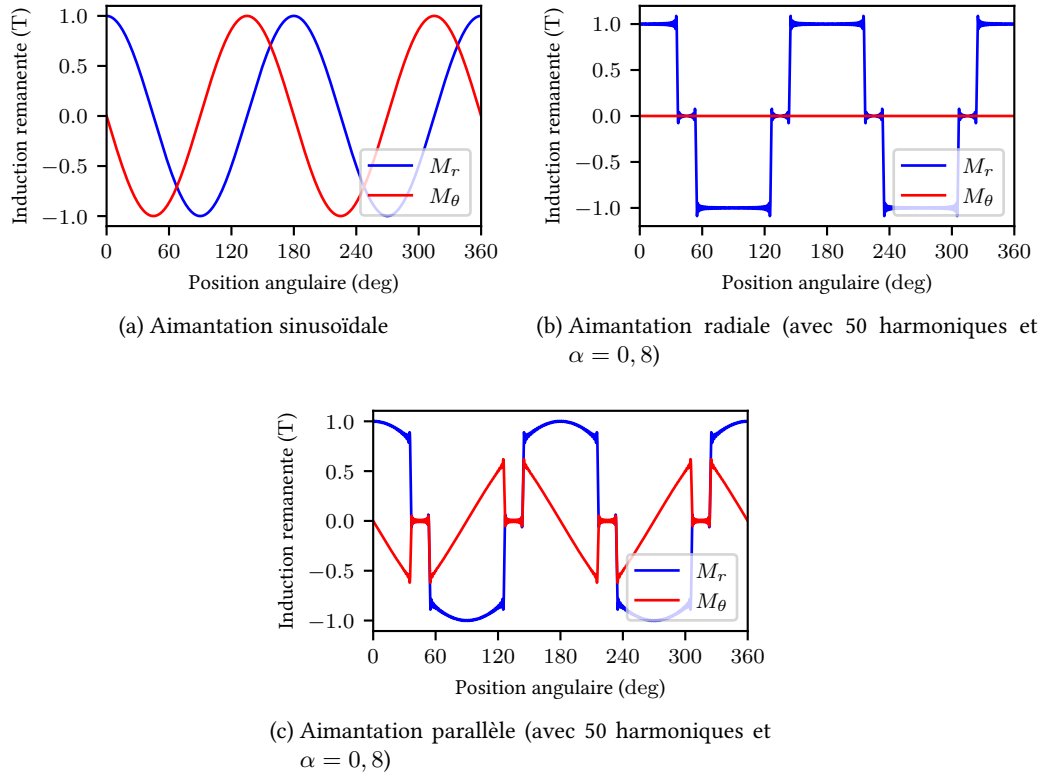


FIGURE 2.10. – Tracé de $B_{R,r}$ et $B_{R,\theta}$ pour les trois types d'aimantations décrits et pour $B_R = 1$ T.

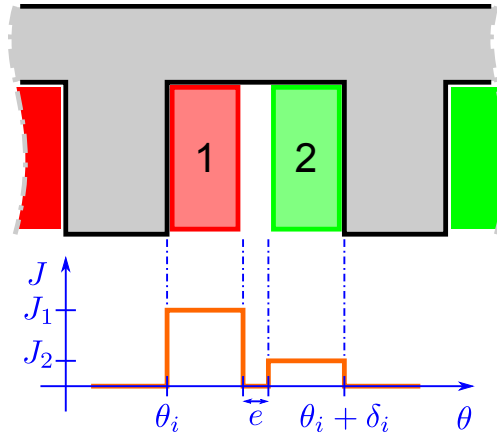


FIGURE 2.11. – Définition du bobinage dans l'encoche. J étant la densité de courant et θ la position angulaire.

où e représente l'ouverture angulaire de l'espace central isolant et de densité de courant nulle, J_1 et J_2 respectivement les densités de courant dans les zones 1 et 2 de l'encoche et δ_i l'ouverture angulaire de l'encoche. On remarquera que négliger e amène à une expression simplifiée de J_0 et J_n :

$$J_0 = \frac{J_1 + J_2}{2} \quad (2.48)$$

$$J_n = [J_1 + (-1)^n J_2] \operatorname{sinc}\left(\frac{n\pi}{2}\right) \quad (2.49)$$

Le code du Listing 2.1 présente une implémentation possible de cette définition en langage Python 3.x. Ce code permet aussi de donner un exemple d'écriture matricielle pour le calcul rapide des nombreuses séries de Fourier du modèle. La Figure (2.12) présente les densités de courant telles que définies dans ce paragraphe et calculées par le code (2.1) (les différentes valeurs des paramètres sont indiquées dans le code).

```
# packages import
from numpy import arange, cos, linspace, pi, sinc

# parameters
theta_i = 0. # angular position of the slot
theta_0 = 0.4 # slot opening
e = 0.1*theta_0 # width of separation between the side a and b (e < theta_0)
Hmax = 50 # number of harmonics for calculation
J1, J2 = 2., 3. # current density in the half slot (a, b)

# calculations
lda = arange(1, Hmax + 1)*pi/theta_0
theta = linspace(theta_i, theta_i + theta_0, 16*Hmax)

J0 = [0.5*(1 - e/theta_0)*J1, 0.5*(1 - e/theta_0)*J2]
Jn = [(1 - e/theta_0)*J1*sinc(lda*(theta_0 - e)/(2*pi)),
      (1 - e/theta_0)*J2*sinc(lda*(theta_0 - e)/(2*pi))*cos(lda*theta_0)]

Ja = cos(lda[None,:]*(theta[:,None] - theta_i)) @ Jn[0][:,None] + J0[0]
Jb = cos(lda[None,:]*(theta[:,None] - theta_i)) @ Jn[1][:,None] + J0[1]
```

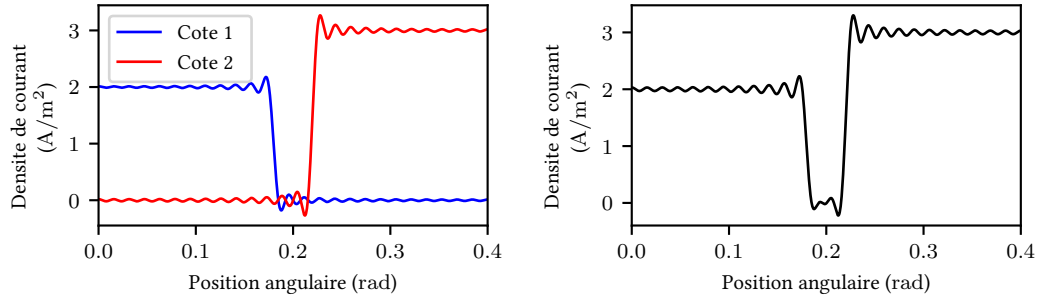
Listing 2.1 – Code Python pour le calcul de la distribution de la densité de courant dans l'encoche

2.2.5. Résolution

Cette partie présente les solutions aux équations (2.13) à (2.15), l'application des conditions aux limites et le principe de construction du système linéaire (sous forme matricielle) pour l'obtention des solutions du problème.

Forme des solutions

La résolution de (2.13), (2.14) et (2.15) s'effectue par la méthode de séparation des variables (Renze and Weisstein [2017]) et conduit à l'équation (2.50).



(a) Tracé de la densité de courant du côté 1 et du côté 2 indépendamment. (b) Tracé de la densité de courant du côté 1 + côté 2.

FIGURE 2.12. – Distribution de la densité de courant dans l'encoche.

$$A_z(r, \theta) = A_0 + B_0 \ln(r) + \sum_{n=1}^{+\infty} \left[\begin{aligned} & (C_\lambda r^\lambda + D_\lambda r^{-\lambda}) \cos(\lambda\theta) \\ & + (E_\lambda r^\lambda + F_\lambda r^{-\lambda}) \sin(\lambda\theta) \end{aligned} \right] \quad (2.50)$$

avec A_0 , B_0 des constantes, C_λ , D_λ , E_λ , F_λ des constantes par rapport à r et θ mais qui dépendent de n et $\lambda = nh$ avec h la périodicité de la série de Fourier. Pour alléger les notations, on notera ces variables avec un indice supplémentaire seulement s'il y a ambiguïté sur la région considérée (ex. : C_λ deviendra $C_{2,\lambda}$ dans la région 2). Cette expression constituant la solution de l'équation homogène (2.14), on lui adjoint une solution particulière selon la source présente pour obtenir les solutions de (2.13) et (2.15).

Les paragraphes suivants présentent les solutions dans les différentes régions de la machine. La forme des solutions diffère de (2.50) d'une part par l'ajout des solutions particulières appropriées et d'autre part par la prise en compte de conditions aux limites simplificatrices¹⁴. Ce dernier aspect permet d'obtenir un système matriciel plus aisément inversible, la contrepartie étant que les solutions exposées sont propres à la géométrie présentée. Enfin, pour exprimer les solutions, on définira les fonctions P_λ et S_λ introduites par Lubin et al. [2011] selon (2.51) et (2.52).

$$P_\lambda(x, y) = \left(\frac{x}{y}\right)^\lambda + \left(\frac{x}{y}\right)^{-\lambda} \quad (2.51)$$

$$S_\lambda(x, y) = \left(\frac{x}{y}\right)^\lambda - \left(\frac{x}{y}\right)^{-\lambda} \quad (2.52)$$

14. Disparition de certaines inconnues et simplification des coefficients du système linéaire, notamment en utilisant certaines conditions aux limites telles que (2.24).

Solution dans la région 1 « aimant »

Dans l'aimant, on doit résoudre l'équation de Poisson (2.13). La solution peut se mettre sous la forme (2.53) où $\lambda = np$. Il est intéressant de noter que l'expression proposée ici permet d'utiliser n'importe quelle aimantation. On peut par conséquent imaginer étudier avec ce modèle l'influence des défauts d'aimantations¹⁵ sur les performances de la machine. Cette expression présente deux inconnues : C_λ et D_λ .

$$A_z(r, \theta) = \sum_{n=1}^{+\infty} \left[\begin{array}{l} C_\lambda r_1 \frac{P_\lambda(r, r_0)}{P_\lambda(r_1, r_0)} \cos(\lambda\theta) \\ + D_\lambda r_1 \frac{P_\lambda(r, r_0)}{P_\lambda(r_1, r_0)} \sin(\lambda\theta) \end{array} \right] + \sum_{n=1}^{+\infty} \left[\begin{array}{l} X_\lambda(r) \cos(\lambda\theta) \\ + Y_\lambda(r) \sin(\lambda\theta) \end{array} \right] \quad (2.53)$$

avec :

$$\begin{aligned} X_\lambda(r) &= [h_\lambda(r_0) B_{R,C}(\lambda) + B_{R,3}(\lambda)] \\ &\times \frac{r_0}{\lambda} \left[\left(\frac{r_0}{r} \right)^\lambda - \left(\frac{r_0}{r_1} \right)^\lambda \frac{P_\lambda(r, r_0)}{P_\lambda(r_1, r_0)} \right] \\ &+ B_{R,C}(\lambda) \left[f_\lambda(r) - f_\lambda(r_1) \frac{P_\lambda(r, r_0)}{P_\lambda(r_1, r_0)} \right] \end{aligned} \quad (2.54)$$

$$\begin{aligned} Y_\lambda(r) &= [h_\lambda(r_0) B_{R,S}(\lambda) + B_{R,4}(\lambda)] \\ &\times \frac{r_0}{\lambda} \left[\left(\frac{r_0}{r} \right)^\lambda - \left(\frac{r_0}{r_1} \right)^\lambda \frac{P_\lambda(r, r_0)}{P_\lambda(r_1, r_0)} \right] \\ &+ B_{R,S}(\lambda) \left[f_\lambda(r) - f_\lambda(r_1) \frac{P_\lambda(r, r_0)}{P_\lambda(r_1, r_0)} \right] \end{aligned} \quad (2.55)$$

où :

$$B_{R,C}(\lambda) = -B_{R,3}(\lambda) + \lambda B_{R,2}(\lambda) \quad (2.56)$$

$$B_{R,S}(\lambda) = -B_{R,4}(\lambda) - \lambda B_{R,1}(\lambda) \quad (2.57)$$

et :

$$\begin{aligned} f_\lambda(r) &= \begin{cases} \frac{1}{2} r \ln(r) & , \lambda = 1 \\ \frac{r}{1-\lambda^2} & , \lambda \neq 1 \end{cases} \\ h_\lambda(r) &= \begin{cases} \frac{1}{2} [\ln(r) + 1] & , \lambda = 1 \\ \frac{1}{1-\lambda^2} & , \lambda \neq 1 \end{cases} \end{aligned}$$

15. A l'exception des défauts impliquant une valeur moyenne non nulle dans la description de l'aimantation.

Solution dans la région 2 « entrefer »

Dans l'entrefer, on doit résoudre l'équation de Laplace (2.14). La solution peut se mettre sous la forme 2.58 où $\lambda = n$. Cette expression présente quatre inconnues : C_λ , D_λ , E_λ et F_λ .

$$A_z(r, \theta) = - \sum_{n=1}^{+\infty} \frac{1}{\lambda} \left[\left(C_\lambda r_2 \frac{P_\lambda(r, r_1)}{S_\lambda(r_2, r_1)} + E_\lambda r_1 \frac{P_\lambda(r, r_2)}{S_\lambda(r_1, r_2)} \right) \cos(\lambda \theta) + \left(D_\lambda r_2 \frac{P_\lambda(r, r_1)}{S_\lambda(r_2, r_1)} + F_\lambda r_1 \frac{P_\lambda(r, r_2)}{S_\lambda(r_1, r_2)} \right) \sin(\lambda \theta) \right] \quad (2.58)$$

Solution dans les régions 3i « encoches »

Dans les encoches, on doit résoudre l'équation de Poisson (2.15). La solution peut se mettre sous la forme (2.59) où $\lambda = n\pi/\delta_i$. Cette expression présente deux inconnues : A_{3i} et $E_{3i\lambda}$.

$$\begin{aligned} A_z(r, \theta) = & A_0 r_2 + \frac{1}{2} \mu_0 J_0 \left[r_3^2 \ln(r) - \frac{r^2}{2} \right] \\ & + \sum_{n=1}^{+\infty} E_\lambda r_2 \frac{P_\lambda(r, r_3)}{P_\lambda(r_2, r_3)} \cos[\lambda(\theta - \theta_i)] \\ & + \sum_{n=1}^{+\infty} \frac{\mu_0 J_\lambda}{\lambda^2 - 4} r_3^2 \left[\left(\frac{r}{r_3} \right)^2 - \frac{2}{\lambda} \left(\frac{r}{r_3} \right)^\lambda \right] \cos[\lambda(\theta - \theta_i)] \end{aligned} \quad (2.59)$$

Système linéaire

Pour résoudre le problème, il nous faut déterminer les coefficients $C_{1,\lambda}$, $D_{1,\lambda}$, $C_{2,\lambda}$, $D_{2,\lambda}$, $E_{2,\lambda}$, $F_{2,\lambda}$, A_{3i} et $E_{3i\lambda}$. Le nombre d'inconnus à calculer est donc de 2 pour la région 1, 4 pour la région 2 et $2 \times Q_s$ pour le groupe de régions 3i avec Q_s le nombre d'encoches. Ces inconnus prennent des valeurs différentes pour chaque harmonique. Ainsi, si on note N_1 , N_2 et N_3 le nombre d'harmoniques prises en compte dans les régions 1, 2 et 3i, le nombre totale d'inconnues scalaires (et donc la taille de la matrice à inverser) est :

$$N_Q = 2N_1 + 4N_2 + Q_s(N_3 + 1) \quad (2.60)$$

L'écriture des conditions aux limites nous permet de construire ce système linéaire d'équations. A titre d'exemple, en écrivant la condition aux limites $A_z^{(1)} = A_z^{(2)}$ au rayon r_1 , on en déduit les équations (2.61) et (2.62). Ces équations sont obtenues en écrivant l'égalité des coefficients des séries de Fourier. Cette opération est possible sans difficulté car dans cet exemple, les séries de Fourier ont la même périodicité ($\lambda_1 = \lambda_2 = \lambda$) et les termes $X_\lambda(r)$ et $Y_\lambda(r)$ sont nuls en r_1 (on voit ici l'intérêt de la réorganisation de la forme des solutions).

$$C_{1,\lambda} + C_{2,\lambda} \underbrace{\frac{2}{\lambda} \frac{r_2/r_1}{S_\lambda(r_2, r_1)}}_{Q_{5c}} + E_{2,\lambda} \underbrace{\frac{1}{\lambda} \frac{P_\lambda(r_1, r_2)}{S_\lambda(r_1, r_2)}}_{Q_{1c}} = 0 \quad (2.61)$$

$$D_{1,\lambda} + D_{2,\lambda} \underbrace{\frac{2}{\lambda} \frac{r_2/r_1}{S_\lambda(r_2, r_1)}}_{Q_{5c}} + F_{2,\lambda} \underbrace{\frac{1}{\lambda} \frac{P_\lambda(r_1, r_2)}{S_\lambda(r_1, r_2)}}_{Q_{1c}} = 0 \quad (2.62)$$

où Q_{1c} , Q_{1s} , Q_{5c} et Q_{5s} est la notation que l'on donnera à ces sous-matrices.

De manière plus générale, on peut prendre l'exemple de la condition aux limites $A_z^{(3i)} = A_z^{(2)}$ en r_2 dont l'écriture nécessite le changement de périodicité de l'un des deux potentiels pour satisfaire l'égalité. En effet, on ne peut pas écrire l'égalité des coefficients des séries de Fourier comme précédemment car les sinus et cosinus des deux expressions n'ont pas la même périodicité. Ainsi, il est nécessaire de changer la périodicité de l'une des deux expressions. Pour cela, on utilise la définition des coefficients de Fourier et on obtient ainsi les écritures présentées par (2.63) et (2.64). La partie droite de ces équations correspond au calcul classique des coefficients de Fourier appliqué à la fonction $A_z^{(2)}$ avec la périodicité λ_{3i} .

$$A_{3i,0} r_2 + \frac{1}{2} \mu_0 J_0 \left[r_3^2 \ln(r_2) - \frac{r_2^2}{2} \right] = \frac{1}{\delta_i} \int_{\theta_i}^{\theta_i + \delta_i} A_z^{(2)} d\theta \quad (2.63)$$

$$\begin{aligned} & E_{3i,\lambda} r_2 + \frac{\mu_0 J_{\lambda_{3i}} r_3^2}{\lambda_{3i}^2 - 4} \\ & \times \left[\left(\frac{r_2}{r_3} \right)^2 - \frac{2}{\lambda_{3i}} \left(\frac{r_2}{r_3} \right)^{\lambda_{3i}} \right] = \frac{2}{\delta_i} \int_{\theta_i}^{\theta_i + \delta_i} A_z^{(2)} \cos[\lambda_{3i}(\theta - \theta_i)] d\theta \end{aligned} \quad (2.64)$$

puis on déduit de (2.63) l'écriture suivante :

$$\begin{aligned} & A_{3i,0} + C_{2,\lambda_2} Q_{15c} + D_{2,\lambda_2} Q_{15s} \\ & + E_{2,\lambda_2} Q_{13c} + F_{2,\lambda_2} Q_{13s} = J_0 \end{aligned} \quad (2.65)$$

avec les sous-matrices :

$$Q_{15c} = \frac{1}{\lambda_2 \delta_i} \frac{P_{\lambda_2}(r_2, r_1)}{S_{\lambda_2}(r_2, r_1)} F c_{\lambda_2}(0, \theta_i, \delta_i) \quad (2.66)$$

$$Q_{15s} = \frac{1}{\lambda_2 \delta_i} \frac{P_{\lambda_2}(r_2, r_1)}{S_{\lambda_2}(r_2, r_1)} F s_{\lambda_2}(0, \theta_i, \delta_i) \quad (2.67)$$

$$Q_{13c} = \frac{1}{\lambda_2 \delta_i} \frac{r_1}{r_2} \frac{P_{\lambda_2}(r_2, r_2)}{S_{\lambda_2}(r_1, r_2)} F c_{\lambda_2}(0, \theta_i, \delta_i) \quad (2.68)$$

$$Q_{13s} = \frac{1}{\lambda_2 \delta_i} \frac{r_1}{r_2} \frac{P_{\lambda_2}(r_2, r_2)}{S_{\lambda_2}(r_1, r_2)} F s_{\lambda_2}(0, \theta_i, \delta_i) \quad (2.69)$$

$$J_0 = -\frac{\mu_0 J_0}{2r_2} \left[r_3^2 \ln(r_2) - \frac{r_2^2}{2} \right] \quad (2.70)$$

et on déduit de (2.64) :

$$\begin{aligned} E_{3i,\lambda_{3i}} + C_{2,\lambda_2} Q_{11c} + D_{2,\lambda_2} Q_{11c} \\ + E_{2,\lambda_2} Q_{9c} + F_{2,\lambda_2} Q_{9s} = J_h \end{aligned} \quad (2.71)$$

avec les sous-matrices :

$$Q_{11c} = \frac{2}{\lambda_2 \delta_i} \frac{P_{\lambda_2}(r_2, r_1)}{S_{\lambda_2}(r_2, r_1)} F_{CC\lambda_2, \lambda_{3i}}(0, \theta_i, \theta_i, \delta_i) \quad (2.72)$$

$$Q_{11s} = \frac{2}{\lambda_2 \delta_i} \frac{P_k(r_2, r_1)}{S_{\lambda_2}(r_2, r_1)} F_{CS\lambda_{3i}, \lambda_2}(\theta_i, 0, \theta_i, \delta_i) \quad (2.73)$$

$$Q_{9c} = \frac{2}{\lambda_2 \delta_i} \frac{r_1}{r_2} \frac{P_{\lambda_2}(r_2, r_2)}{S_{\lambda_2}(r_1, r_2)} F_{CC\lambda_2, \lambda_{3i}}(0, \theta_i, \theta_i, \delta_i) \quad (2.74)$$

$$Q_{9s} = \frac{2}{\lambda_2 \delta_i} \frac{r_1}{r_2} \frac{P_{\lambda_2}(r_2, r_1)}{S_{\lambda_2}(r_2, r_1)} F_{CS\lambda_{3i}, \lambda_2}(\theta_i, 0, \theta_i, \delta_i) \quad (2.75)$$

$$J_h = -\frac{\mu_0 J_{\lambda_{3i}}}{\lambda_{3i}^2 - 4} \frac{r_3^2}{r_2} \left[\left(\frac{r_2}{r_3} \right)^2 - \frac{2}{\lambda_{3i}} \left(\frac{r_2}{r_3} \right)^{\lambda_{3i}} \right] \quad (2.76)$$

Les fonctions Fc , Fs , Fcs et Fcc sont les intégrales définies dans l'annexe B. Le calcul de ces intégrales est développé de manière explicite dans Dubas and Rahideh [2014]. Les équations (2.61), (2.62), (2.65) et (2.71) permettent d'écrire le système linéaire partiel sous sa forme matricielle :

$$\underbrace{\begin{pmatrix} I & 0 & Q_{5c} & 0 & Q_{1c} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & I & 0 & Q_{5s} & 0 & Q_{1s} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & Q_{15c} & Q_{15s} & Q_{13c} & Q_{13s} & I & 0 \\ 0 & 0 & Q_{11c} & Q_{11s} & Q_{9c} & Q_{9s} & 0 & I \end{pmatrix}}_{[\mathbf{Q}]} \cdot \underbrace{\begin{pmatrix} C_1 \\ D_1 \\ C_2 \\ D_2 \\ E_2 \\ F_2 \\ A_{3i} \\ E_{3i} \end{pmatrix}}_{\mathbf{X}} = \underbrace{\begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ J_0 \\ J_h \end{pmatrix}}_{\mathbf{S}} \quad (2.77)$$

Pour finir sur la description du système linéaire, l'expression de toutes les conditions aux limites permet d'écrire le système complet sous forme matricielle. L'inversion du système donne les inconnues recherchées. On appellera $[\mathbf{Q}]$, $\mathbf{X}$, $\mathbf{S}$ respectivement la matrice des conditions aux limites, le vecteur des inconnues et le vecteur source.

Implémentation

Le modèle a été codé grâce au langage de programmation Python (Python [2017]) (version 3.x). Des bibliothèques scientifiques telles que NumPy (Numpy [2017]) (manipulation de matrices) et SciPy (Scipy [2017]) (outils mathématiques et algèbre linéaire) ont été utilisées pour accélérer

le calcul. L'ordinateur utilisé est muni d'un processeur 4 cœurs Intel (R) Core (TM) i7-4600U avec 8 Go de RAM. Le programme utilise au maximum les matrices et les fonctions vectorisées pour accélérer le calcul¹⁶.

Les procédures les plus gourmandes en temps de calcul sont la construction des matrices (condition aux limites $[Q]$ et vecteur source $[S]$) et l'inversion du système linéaire. Il est difficile d'évaluer rigoureusement la rapidité du modèle analytique comparée aux EF puisqu'un grand nombre de facteurs influent sur le résultat. À titre d'exemple, on peut citer la densité du maillage pour les éléments finis, la qualité de la programmation (rapidité d'exécution du programme final), le nombre de régions et d'harmoniques dans le cas du modèle analytique.

Le cas test choisi est celui d'une machine 6 / 4 (6 encoches et 4 pôles) à bobinages concentrés autour des dents dont les paramètres sont ceux de la machine 1 présentée dans le Tableau 2.2. On compare le temps de calcul pour 96 positions (ou pas de temps) d'une demi-rotation du rotor suivi d'un calcul des courants induit au rotor. Pour le modèle analytique, le nombre d'harmoniques choisies est le suivant : $N_1 = N_2 = 100$ et $N_3 = 25$ ce qui donne selon (2.60) une matrice à inverser de taille $N_Q = 2 \times 100 + 4 \times 100 + 6(25 + 1) = 756$. En ce qui concerne le modèle EF, il est constitué de 8 000 éléments et possède 3 couches d'éléments dans l'entrefer et dans l'épaisseur de peau de l'aimant. La géométrie est identique entre les deux modèles et la perméabilité magnétique relative est fixée à 10 000 pour la simulation EF. Les autres paramètres géométriques sont identiques.

L'écart important de rapidité entre les deux méthodes nous permet de voir un clair avantage pour le modèle analytique. En effet, sur plusieurs essais, le programme en sous-domaines donne la solution en moins de 0,3 secondes tandis qu'il faut environ 2 minutes aux éléments finis. Le modèle étant ainsi 400 fois plus rapide que la méthode numérique. On peut nuancer ce résultat en remarquant que le modèle analytique est d'autant plus lent que le nombre de régions est important (nombre d'encoches). Il est aussi plus lent en augmentant la polarité des aimants puisqu'il est nécessaire, pour maintenir la précision des résultats d'augmenter le nombres d'harmoniques dans la région aimant. Enfin, le programme ne prend pas en compte les périodicités de la machine si elles existent, il y a donc de fortes chances que son efficacité diminue fortement avec un grand nombre d'encoches comme pour l'étude de machines lentes à fort couple.

2.3. Applications au cas des machines hautes vitesses

Dans cette partie, nous présenterons les équations utilisées pour le calcul du couple, de la tension induite, des pertes au rotor et de la pression de Maxwell.

Nous utiliserons en parallèle les machines 1 et 2 dont les caractéristiques sont indiquées dans le Tableau 2.2 pour effectuer un comparatif entre les résultats du modèle et les EF. Gilson et al. [2015a] a permis d'établir la bonne corrélation entre le modèle et les EF et nous rappellerons ici certains résultats avec le calcul des pertes rotoriques, le calcul de l'induction et de la pression de Maxwell. Nous ajouterons aussi dans le premier paragraphe de cette section une étude sur le couple résiduel de la machine 2.

16. Avec un langage interprété comme Python, l'utilisation trop fréquente des boucles `for` et `while` ralentirait le programme de façon dramatique.

TABLE 2.2. – Paramètres des machines étudiées.

Paramètre	Machine 1	Machine 2
H_{ag} (mm)	2,5	2
H_{ma} (mm)	4,25	4
H_{sy} (mm)	3,25	8
Q_s	6	6
R_{ma} (mm)	9,75	9
R_{so} (mm)	35	40
τ_t	0,38	0,5

(a) Paramètres géométriques des deux machines. Voir la Figure 2.4 précédemment introduite pour la signification des paramètres. Le paramètre τ_t correspond au ratio de l'ouverture de la dent par rapport au pas dentaire.

Paramètre	Machine 1	Machine 2
B_R (T)	1,03	1,03
Aimantation	parallèle	parallèle
μ_r	1,03	1,05
σ	2×10^6	2×10^6
p	2	2
τ_p	1	0,2 – 0,8

(b) Caractéristiques des aimants pour les deux machines. Le paramètre τ_p correspond au ratio de l'ouverture du pôle par rapport au pas polaire et σ à la conductivité électrique. Pour la machine 2, on fera varier τ_p entre 0,2 et 0,8.

2.3.1. Calcul du couple

Le couple T_{em} sera calculé à partir du tenseur de Maxwell en utilisant l'équation (2.78) (Hannon et al. [2017]). Le calcul s'effectue dans la région entrefer et peut être effectué pour n'importe quelle contour fermé appartenant à l'entrefer. On prendra le milieu de l'entrefer $r_e = (r_1 + r_2) / 2$ comme rayon de calcul.

$$T_{em} = \frac{l_{st} r_e^2}{\mu_0} \int_0^{2\pi} B_r^{(2)}(r_e, \theta) B_\theta^{(2)}(r_e, \theta) d\theta \quad (2.78)$$

avec l_{st} la hauteur du moteur (épaisseur du paquet de tôles, profondeur du domaine), $B_r^{(2)}$ et $B_\theta^{(2)}$ respectivement les composantes radiales et tangentielles de l'induction magnétique dans la région entrefer. On peut exprimer (2.78) à l'aide des coefficients de Fourier de l'induction magnétique qu'on déduira de (2.9) et (2.58). On obtient ainsi l'expression :

$$T_{em} = \frac{\pi l_{st} r_e^2}{\mu_0} \sum_{n=1}^{+\infty} (\mathcal{A}_n \mathcal{C}_n + \mathcal{B}_n \mathcal{D}_n) \quad (2.79)$$

où :

$$\mathcal{A}_n = -\alpha_n P_n(r_e, r_1) D_{2,n} - \beta_n P_n(r_e, r_2) F_{2,n} \quad (2.80)$$

$$\mathcal{B}_n = \alpha_n P_n(r_e, r_1) C_{2,n} + \beta_n P_n(r_e, r_2) E_{2,n} \quad (2.81)$$

$$\mathcal{C}_n = \alpha_n S_n(r_e, r_1) C_{2,n} + \beta_n S_n(r_e, r_2) E_{2,n} \quad (2.82)$$

$$\mathcal{D}_n = \alpha_n S_n(r_e, r_1) D_{2,n} + \beta_n S_n(r_e, r_2) F_{2,n} \quad (2.83)$$

avec :

$$\alpha_n = \frac{r_2/r_e}{S_n(r_2, r_1)} \quad (2.84)$$

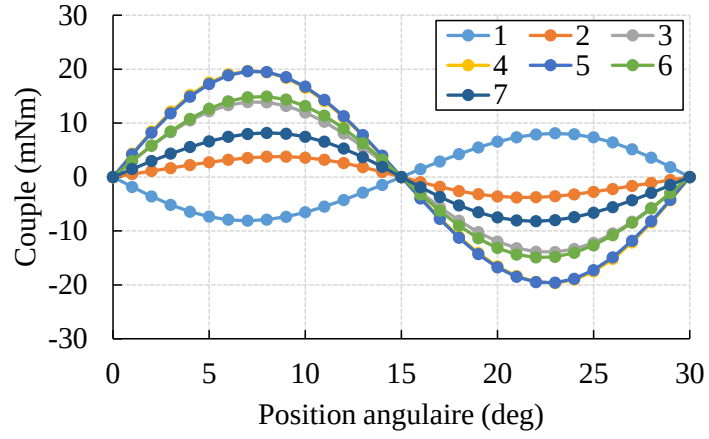
$$\beta_n = \frac{r_1/r_e}{S_n(r_2, r_1)} \quad (2.85)$$

Pour illustrer ces résultats, on se propose d'étudier le couple résiduel (ou couple sans courant) de la machine 2. Pour cela, on fera varier de 20 à 80 % l'ouverture d'encoche τ_p définie dans le Tableau 2.2. La Figure 2.13 présente le couple calculé pour chaque configuration sur une période de couple résiduel¹⁷.

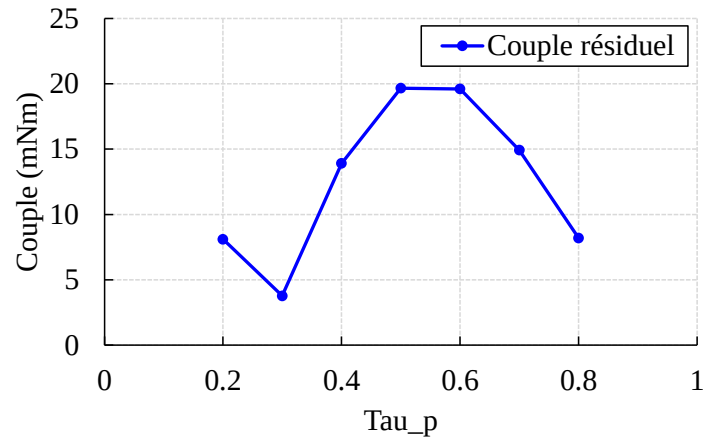
2.3.2. Calcul de la tension induite

Pour évaluer la tension induite (*back-EMF*), on commence par calculer le flux $\phi^{(3i)}$ en effectuant la moyenne du potentiel vecteur sur la zone bobinée (Lubin et al. [2011]) :

17. Cette période est égale (en degrés mécaniques) à $360/\text{LCM}(Q_s, 2p)$ où LCM est le plus petit commun multiple (*least common multiple*) entre le nombre d'encoches et le nombre de pôles. Dans le cas d'une machine 6 / 4, on a donc $360/\text{LCM}(6, 4) = 360/12 = 30$.



(a) Couple sans courant pour chaque configuration en fonction de la position angulaire.



(b) Couple résiduel maximum en fonction de la configuration. Pour cette discrétisation, le minimum se trouve en $\tau_p = 0,3$. On remarquera que ce choix n'est cependant pas judicieux dans le cas d'un dimensionnement réel. En effet, on préférera choisir une configuration disposant d'une quantité supérieure d'aimant $\tau_p \geq 0,8$ pour augmenter le couple de la machine.

FIGURE 2.13. – Couple calculé pour différentes valeurs de l'ouverture d'encoche, de la configuration 1 ($\tau_p = 0,2$) à 7 ($\tau_p = 0,8$) par pas de 0,1.

2.3. Applications au cas des machines hautes vitesses

$$\phi^{(3i)} = \frac{l_{st}}{S^{(3i)}} \iint_{S^{(3i)}} A^{(3i)}(r, \theta) r dr d\theta \quad (2.86)$$

avec $S^{(3i)}$ la surface de la zone bobinée dans l'encoche considérée. Le développement de (2.86) donne l'expression suivante pour chaque coté bobinée (1 et 2) de l'encoche :

$$\begin{aligned} \phi_{1,2}^{(3i)} &= A_0 r_2 l_{st} + \mu_0 J_{1,2}^{(3i)} \frac{(\theta_0^{(3i)} - e) l_{st}}{8 S^{(3i)}} \\ &\times \left\{ r_3^4 \left[\ln(r_3) - \frac{3}{4} \right] + r_2^2 r_3^2 \left[\ln(r_2) - \frac{1}{2} \right] + \frac{r_2^4}{4} \right\} \end{aligned} \quad (2.87)$$

On notera que si l'on suppose la variation du potentiel vecteur négligeable sur la surface bobinée de l'encoche, on peut utiliser l'équation simplifiée (2.88) pour effectuer le calcul plus rapidement.

$$\phi^{(3i)} = l_{st} A^{(3i)}(r_0, \theta_0) \quad (2.88)$$

où r_0 et θ_0 sont choisis à n'importe quel endroit de la zone bobinée. Ensuite, le flux totalisée Ψ traversant les phases de la machine est donné par la relation :

$$\Psi = N_{sp} [\mathbf{M}_{cw}] \Phi \quad (2.89)$$

où N_{sp} est le nombre de spires en série par phases et $[\mathbf{M}_{cw}]$ la matrice de connexion entre les phases et les bobines telle que :

$$[\mathbf{M}_{cw}] = \begin{matrix} & S_1 & S_2 & S_3 & S_4 & S_5 & S_6 \\ \begin{matrix} phase 1 \\ phase 2 \\ phase 3 \end{matrix} & \begin{pmatrix} 1 & 0 & -1 & 1 & 0 & -1 \\ -1 & 1 & 0 & -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 & 0 & -1 & 1 \end{pmatrix} \end{matrix} \quad (2.90)$$

où les colonnes S_i ($i = 1..6$) représentent les différentes encoches. Cette matrice est ici donnée à titre d'exemple dans le cas d'une machine triphasé simple couche où les « 1 » représentent les allers du bobinage et les « -1 » les retours. Cette expression est bien sûr généralisable à un nombre quelconque de phase et les colonnes associées aux encoches peuvent être dédoublés pour traiter le cas d'une machine double couche.

On notera ensuite Φ le vecteur colonne associé à $\phi^{(3i)}$:

$$\Phi = \begin{matrix} & \phi^{(3i)} \\ & S_1 \\ & S_2 \\ & S_3 \\ & S_4 \\ & S_5 \\ & S_6 \end{matrix} \begin{pmatrix} \phi^{(31)} \\ \phi^{(32)} \\ \phi^{(33)} \\ \phi^{(34)} \\ \phi^{(35)} \\ \phi^{(36)} \end{pmatrix} \quad (2.91)$$

Enfin, on obtient la tension induite $\mathbf{E}$ dans les phases de la machine en utilisant la loi de Lenz – Faraday (2.92) qu'on écrira en fonction de la position du rotor θ_r :

$$\mathbf{E} = -\omega_r \frac{d\Psi}{d\theta_r} \quad (2.92)$$

où ω_r est la vitesse de rotation du rotor. Pour obtenir $\mathbf{E}$, on calculera Ψ pour chaque position du rotor et on effectuera numériquement la dérivée.

2.3.3. Calcul des pertes au rotor

L'évaluation des courants induits dans les aimants permet le calcul des pertes rotoriques. Dans le cas des machines à bobinages concentrés et à large ouverture d'encoche, ces pertes peuvent devenir très importantes et causer une augmentation de la température menant à la désaimantation irréversible de l'aimant. La méthode proposée pour calculer ces pertes est d'utiliser la solution du potentiel vecteur donnée par le modèle magnétostatique pour en déduire les courants induits. Cette approximation conduit à négliger l'effet de peau et effectuer une modélisation dite à « résistance limitée ».

Comme décrit dans Wu et al. [2012], la densité de courant peut être exprimée par la relation suivante :

$$J(r, \theta, t) = -\sigma \frac{\partial A_z^{(1)}}{\partial t} + C(t) \quad (2.93)$$

où σ est la conductivité électrique de la région aimantée et t le temps. Le calcul de $C(t)$ est nécessaire pour s'assurer que la somme des courants est bien nulle dans un modèle 2-D. Dans le cas d'une région segmentée, on obtient l'expression :

$$C(t) = \frac{1}{S} \int_{r_0}^{r_1} \int_{\theta_i}^{\theta_i + \delta_i} \sigma \frac{\partial A_z^{(1)}}{\partial t} r dr d\theta \quad (2.94)$$

avec S la surface d'une portion d'aimant égale à $\delta (r_1^2 - r_0^2) / 2$ et δ l'ouverture angulaire de cette portion. Cette expression se simplifie dans le cas d'une région annulaire en :

$$C(t) = \frac{1}{\pi (r_1^2 - r_0^2)} \int_{r_0}^{r_1} \int_0^{2\pi} \sigma \frac{\partial A_z^{(1)}}{\partial t} r dr d\theta \quad (2.95)$$

On peut montrer que cette intégrale est nulle et que la condition est par conséquent toujours vérifiée dans le cas d'une région annulaire. Le calcul de l'équation 2.93 et le changement de référentiel : $\theta = \theta_r + \omega_r t$ donne l'expression suivante pour les courants induits :

$$\begin{aligned} J(r, \theta, \theta_r) = & -\sigma \omega_r r_1 \frac{P_\lambda(r, r_0)}{P_\lambda(r_1, r_0)} \\ & \times \sum_{n=1}^{+\infty} \left\{ \begin{aligned} & \left(\frac{\partial C_\lambda}{\partial \theta_r} - \lambda D_\lambda \right) \cos[\lambda(\theta - \theta_r)] \\ & + \left(\frac{\partial D_\lambda}{\partial \theta_r} + \lambda C_\lambda \right) \sin[\lambda(\theta - \theta_r)] \end{aligned} \right\} \end{aligned} \quad (2.96)$$

On en déduit ensuite les pertes moyennes dans la région aimant pour une position du rotor θ_r :

$$P_{rot}(\theta_r) = \frac{l_{st}}{\sigma} \int_{r_0}^{r_1} \int_0^{2\pi} J^2(r, \theta, \theta_r) r dr d\theta \quad (2.97)$$

avec l_{st} la longueur du stator qui est aussi égale à la longueur du rotor. Le développement de (2.97) donne :

$$P_{rot}(\theta_r) = \pi \sigma \omega_r^2 r_1^2 l_{st} \times \sum_{n=1}^{+\infty} \left\{ \frac{I_\lambda}{P_\lambda^2(r_1, r_0)} \left[\left(\frac{\partial C_\lambda}{\partial \theta_r} - \lambda D_\lambda \right)^2 + \left(\frac{\partial D_\lambda}{\partial \theta_r} + \lambda C_\lambda \right)^2 \right] \right\} \quad (2.98)$$

avec :

$$I_\lambda = \begin{cases} r_0^2 \left[\frac{1}{4} \left(\frac{r_1}{r_0} \right)^4 + \left(\frac{r_1}{r_0} \right)^2 + \ln \left(\frac{r_1}{r_0} \right) - \frac{5}{4} \right] & , \text{ si } \lambda = 1 \\ r_0^2 \left\{ \left(\frac{r_1}{r_0} \right)^2 - 1 + \frac{1}{2(1+\lambda)} \left[\left(\frac{r_1}{r_0} \right)^{2(1+\lambda)} - 1 \right] \right. \\ \left. + \frac{1}{2(1-\lambda)} \left[\left(\frac{r_1}{r_0} \right)^{2(1-\lambda)} - 1 \right] \right\} & , \text{ si } \lambda \neq 1 \end{cases} \quad (2.99)$$

Les résultats obtenus avec cette méthode sont donnés pour la machine 1 sur la Figure 2.14. Cette Figure présente un comparatif avec les EF pour deux vitesses de rotation : 20 000 et 80 000 tr/min. On peut voir que les courants calculés sont proches des résultats EF aussi bien dans leurs répartitions que dans leurs intensités à 20 000 tr/min et diffèrent dans leurs répartitions à 80 000 tr/min.

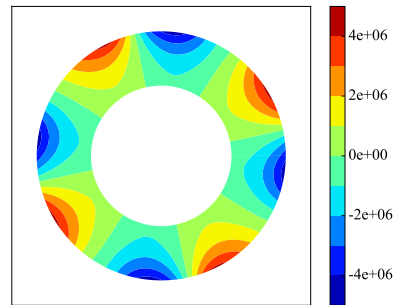
2.3.4. Calcul de la pression de Maxwell

Dans le cadre de la vibroacoustique des machines électriques, le calcul de la pression de Maxwell dans l'entrefer permet d'obtenir les forces d'excitations pour le calcul des vibrations et du bruit. On définira les composantes radiales et tangentielles de la pression magnétique par les relations (Verez et al. [2015]) :

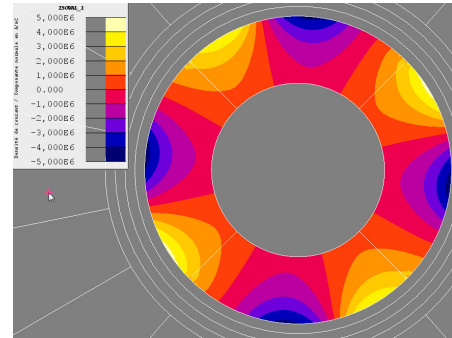
$$P_r = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{\mu_0} B_r^2 - \mu_0 H_\theta^2 \right) \quad (2.100)$$

$$P_\theta = H_\theta B_r \quad (2.101)$$

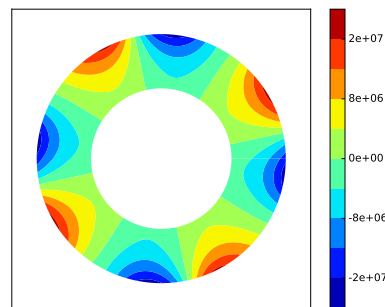
Le calcul de ces pressions impliquent une évaluation précise de B_r et H_θ qu'on calculera au milieu de l'entrefer (on pourra alors écrire $H_\theta = B_\theta / \mu_0$). La Figure 2.15 présente pour la machine 1 le comparatif entre le modèle analytique et les EF pour le calcul des inductions et de la pression de Maxwell. L'écart maximal constaté est inférieur à 2 %.



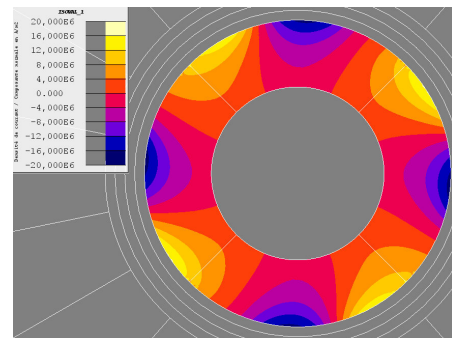
(a) Répartition de la densité de courant dans la couronne aimantée à 20 000 tr/min (modèle analytique). L'intensité et la répartition des courants calculés est très proche des EF.



(b) Répartition de la densité de courant dans la couronne aimantée à 20 000 tr/min (EF).

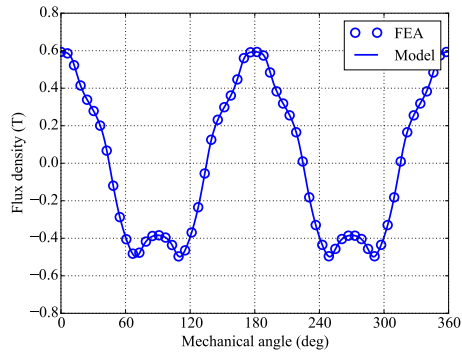


(c) Répartition de la densité de courant dans la couronne aimantée à 80 000 tr/min (modèle analytique). L'intensité des courants calculés est encore très proche des EF mais la répartition commence à différer.

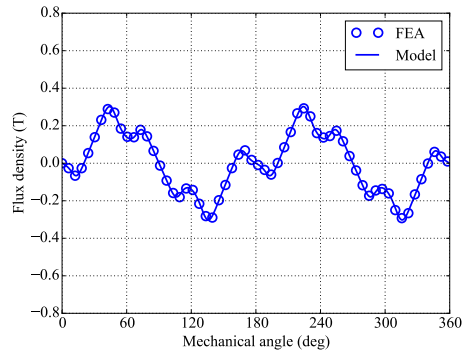


(d) Répartition de la densité de courant dans la couronne aimantée à 80 000 tr/min (EF).

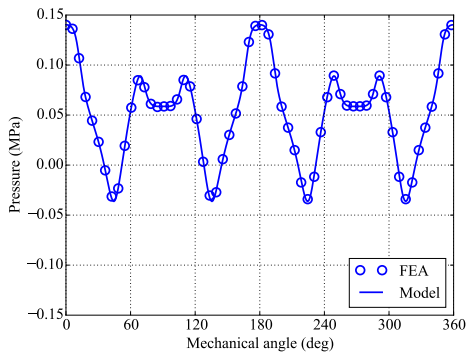
FIGURE 2.14. – Comparatif modèle analytique / EF pour le calcul des courants induits dans le rotor. On remarquera que l'intensité des courants est 4 fois supérieure à 80 000 tr/min qu'à 20 000 tr/min.



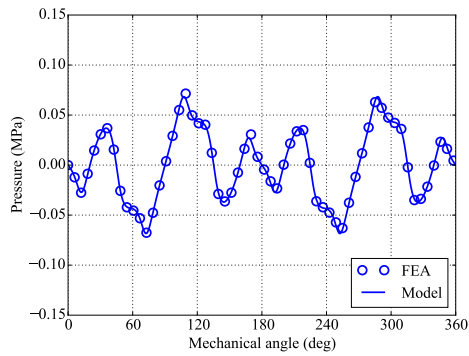
(a) Composante radiale de l'induction calculée au milieu de l'entrefer.



(b) Composante tangentielle de l'induction calculée au milieu de l'entrefer.



(c) Composante radiale de la pression de Maxwell calculée au milieu de l'entrefer.



(d) Composante tangentielle de la pression de Maxwell calculée au milieu de l'entrefer.

FIGURE 2.15. – Comparatif entre le modèle analytique et les EF pour le calcul des inductions et de la pression de Maxwell dans l'entrefer de la machine.

2.4. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté le modèle analytique électromagnétique développé pendant la thèse. La méthode proposée, basée sur les techniques de modélisation en sous-domaines, permet de modéliser les machines dentées à aimants permanents montés en surface. Cet besoin a été motivé d'une part par les conclusions du chapitre 1 sur les topologies de machines adaptées à la haute vitesse et d'autre part car cette structure était déjà employée au sein de l'entreprise MMT et nécessitait une modélisation améliorée pour traiter les spécifications haute vitesse.

Le modèle prend complètement en compte l'effet d'encoche et permet de choisir différentes aimantations au rotor. Le bobinage peut être simple ou double couche (une dent bobinée sur deux ou toutes les dents bobinées). Nous avons obtenus les résultats notables suivants :

1. précision : l'écart est inférieur à 2% entre le modèle et les EF sur le calcul des inductions ;
2. rapidité : grâce à l'optimisation de l'écriture des solutions et à la programmation matricielle du modèle, la vitesse de calcul sur le cas test proposé est environ 400 fois inférieure aux EF ;
3. pertes rotoriques : comme attendu par rapport aux hypothèses choisies, le calcul des pertes présente des imprécisions qui s'accroissent avec la fréquence. Malgré ce défaut, le calcul permet tout de même un comparatif qualitatif rapide entre les différentes machines. On remarquera aussi que les courants induits sont des phénomènes intrinsèquement 3-D et qu'aucune modélisation 2-D, même prenant en compte la conductivité des matériaux, ne saurait prédire ces phénomènes avec précision.

Enfin, le calcul de la pression de Maxwell permet de donner rapidement des valeurs sources de pression à intégrer dans un outil de calcul vibroacoustique.

Apport du chapitre

L'apport principal du chapitre est la modélisation électromagnétique efficace d'une topologie classique de machine haute vitesse à aimant permanents avec la prise en compte des pertes rotoriques.

Chapitre 3.

Modélisation mécanique

Ce chapitre traite des aspects mécaniques liés à la réalisation des rotors des machines électriques haute vitesse.

Nous étudierons principalement les deux aspects suivants :

1. **Résistance des matériaux** – Les aimants étant positionnés en surface du rotor, il est nécessaire de prévoir un système mécanique pour les maintenir en place et empêcher leur explosion sous l'action de la force centrifuge. On utilise habituellement une frette cylindrique (métallique amagnétique ou en matériaux composites) montée serrée sur les aimants. Cet assemblage permet de maintenir un contact permanent entre la frette et les aimants sur la plage de vitesse utile, mais aussi de leur imposer une contrainte de compression¹. Le dimensionnement de la frette est donc critique et la tenue mécanique de l'assemblage rotorique doit donc être analysée par une modélisation suffisamment précise.
2. **Dynamique des rotors** – Cette discipline concerne le comportement des solides en rotation. Dans le cas des machines tournantes hautes vitesses, l'étude des modes et des résonances du rotor peut devenir primordiale pour empêcher tout dysfonctionnement. Le fonctionnement au voisinage d'une fréquence critique pouvant entraîner la casse du rotor, il est nécessaire de porter une attention particulière aux masses en jeu, à la géométrie du rotor, aux paliers et au balourd lié à la fabrication et à l'assemblage du rotor.

Dans une première partie, nous traiterons le sujet résistance des matériaux en rappelant les équations de la mécanique des milieux continus et en présentant le modèle développé pour le dimensionnement de la frette de maintien. Dans une deuxième partie, nous présenterons les éléments liés à la dynamique des rotors avec notamment le calcul des forces sur les paliers et la lecture des diagrammes de Campbell. Enfin, on donnera des informations générales sur la conception mécanique des machines haute vitesse en détaillant notamment les systèmes de paliers utilisés et l'équilibrage des rotors.

3.1. Résistance des matériaux pour les assemblages rotatifs frettés

Cette partie présente le modèle de résistance des matériaux développé pour le calcul des rotors haute vitesse. Ce modèle a pour but d'évaluer la tenue des aimants et de la frette de

1. Les aimants frittés ne peuvent pas supporter de grandes contraintes de traction. Il est par conséquent nécessaire de les maintenir en état de compression permanente (ou très faible traction dans le pire des cas).

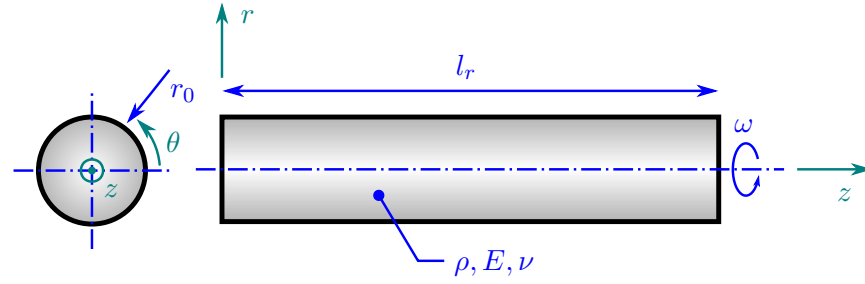


FIGURE 3.1. – Rotor simple tournant à la vitesse ω de rayon r_0 , longueur l_r et constitué d'un matériau de masse volumique ρ , module d'Young E et coefficient de Poisson ν . Cette image présente un rotor cylindrique long avec $l_r \gg r_0$, le modèle « rotor simple » présenté traitera aussi le cas d'un rotor disque avec $r_0 \gg l_r$.

maintien aux sollicitations mécaniques sur toute la plage de vitesse. Les équations fondamentales seront rappelées, appliquées pour le cas d'un rotor simple (voir la Figure 3.1) puis seront généralisées au cas d'un rotor multicouches². Ce dernier modèle sera utilisé dans le chapitre 5 pour le calcul des rotors prototypés.

3.1.1. Équations fondamentales

On considérera dans ce qui suit que le rotor peut être assimilé à un modèle axisymétrique à contraintes ou déformations planes³ (le passage de l'un à l'autre sera expliqué plus tard dans ce paragraphe) dont on néglige la contrainte axiale⁴ ($\sigma_z = 0$). Selon ces hypothèses, on peut écrire l'équation d'équilibre en coordonnées polaires de la manière suivante (Timoshenko [1968]) :

$$\frac{d\sigma_r}{dr} + \frac{\sigma_r - \sigma_\theta}{r} = -\rho\omega^2 r \quad (3.1)$$

où σ_r , σ_θ représentent respectivement les composantes radiale et tangentielle des contraintes mécaniques (Pa), ρ la masse volumique (kg/m^3) et ω la vitesse angulaire (rad/s). Ensuite, nous aurons besoin d'une relation régissant le comportement des matériaux. Les matériaux utilisés étant considérés comme linéaires et isotropes dans notre modèle, on utilisera la loi de Hooke sur le comportement des matériaux élastiques : $\sigma = [\mathbf{E}]\epsilon$ qui s'exprime ici par la relation :

$$\underbrace{\begin{pmatrix} \sigma_r \\ \sigma_\theta \end{pmatrix}}_{\sigma} = \underbrace{\frac{E}{1-\nu^2} \begin{pmatrix} 1 & \nu \\ \nu & 1 \end{pmatrix}}_{[\mathbf{E}]} \underbrace{\begin{pmatrix} \epsilon_r \\ \epsilon_\theta \end{pmatrix}}_{\epsilon} \quad (3.2)$$

2. C'est-à-dire un rotor composé de plusieurs cylindres de matériaux assemblés concentriquement.

3. On utilisera le modèle de contraintes planes dans le cas d'un rotor dont le rayon serait très grand devant sa longueur (facteur de forme « disque »). A l'opposé, on utilisera le modèle de déformations planes dans le cas d'un rotor dont la longueur serait très grande devant son rayon (facteur de forme « cylindre »). On peut noter que dans la majorité des cas, l'une ou l'autre modélisation est assez loin de la réalité puisque les rotors étudiés auront plutôt un diamètre proche de la longueur. L'utilisation de l'un ou l'autre modèle est laissé à l'appréciation du technicien et de son expérience.

4. C'est donc modèle axisymétrique plan.

3.1. Résistance des matériaux pour les assemblages rotatifs frettés

où $[\mathbf{E}]$ est la matrice des contraintes / déformations avec E le module d'Young du matériau (Pa), ν son coefficient de Poisson (sans dimension) et $\varepsilon_r, \varepsilon_\theta$ respectivement les déformations radiales et tangentielles (sans dimension). Avec les hypothèses du modèle, ces dernières peuvent être liées au déplacement radial u (le seul déplacement possible) par la relation (3.3).

$$\begin{cases} \varepsilon_r = \frac{du}{dr} \\ \varepsilon_\theta = \frac{u}{r} \end{cases} \quad (3.3)$$

On déduit ensuite de (3.1), (3.2) et (3.3) l'équation différentielle régissant le déplacement radial u :

$$\frac{d^2u}{dr^2} + \frac{1}{r} \frac{du}{dr} - \frac{u}{r^2} = -\frac{1-\nu^2}{E} \rho \omega^2 r \quad (3.4)$$

La solution de cette équation ainsi que les contraintes qui découlent de (3.3) et (3.2) peuvent s'écrire :

$$u = Ar + \frac{B}{r} - \frac{1-\nu^2}{8E} \rho \omega^2 r^3 \quad (3.5)$$

$$\sigma_r = \frac{E}{1-\nu} A - \frac{E}{1+\nu} \frac{B}{r^2} - \frac{3+\nu}{8} \rho \omega^2 r^2 \quad (3.6)$$

$$\sigma_\theta = \frac{E}{1-\nu} A + \frac{E}{1+\nu} \frac{B}{r^2} - \frac{1+3\nu}{8} \rho \omega^2 r^2 \quad (3.7)$$

où A et B sont des constantes calculées à partir des conditions aux limites du problème. Enfin, comme indiqué dans l'introduction de ce paragraphe, on pourra modéliser des contraintes planes ($r_0 \gg l_r$) en utilisant les équations (3.5) à (3.7) sans modification. On modélisera des déformations planes ($l_r \gg r_0$) en remplaçant E et ν respectivement par E_{DF} et ν_{DF} (Borisavljevic [2012]) définis selon l'équation (3.8).

$$\begin{cases} E_{DF} = \frac{E}{1-\nu^2} \\ \nu_{DF} = \frac{\nu}{1-\nu} \end{cases} \quad (3.8)$$

Pour des valeurs classiques de ν variant de 0,25 à 0,35⁵ (Greaves et al. [2011]), la Figure 3.2 présente E_{DF} et ν_{DF} en fonction de ν . Les résultats sont donnés en pourcentage de E et ν pour évaluer l'importance de la modification en passant d'un modèle à un autre. En moyenne, cette substitution augmente les valeurs de E et ν respectivement de 10 % et 43 %.

3.1.2. Application au rotor fretté

Dans ce paragraphe nous décrirons tout d'abord les conditions aux limites à appliquer aux équations (3.5) à (3.7). Ces conditions seront ensuite imposées à un rotor constitué d'un seul matériau (qu'on appellera « rotor simple »). On généralisera ensuite au cas d'un rotor comportant un nombre quelconque de couches de matériaux (qu'on appellera « rotor multicouches »).

5. Pour les solides « classiques » : la majorité des métaux, polymères et céramiques.

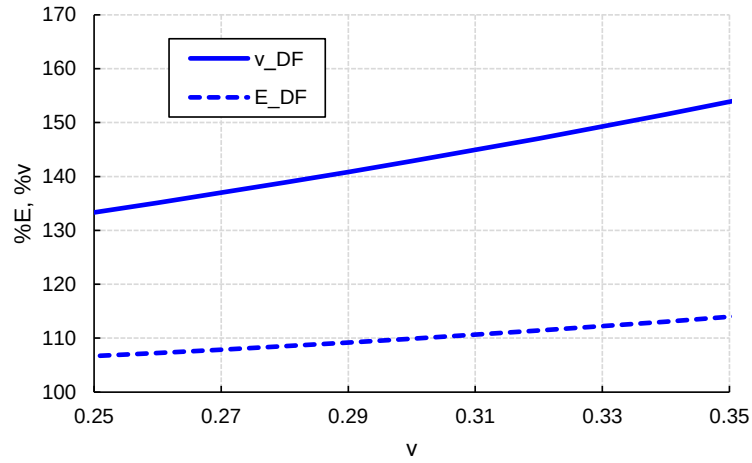


FIGURE 3.2. – Évolution de E_{DF} et ν_{DF} en pourcentage de E et ν lorsqu'on passe d'un modèle de contraintes planes à un modèle de déformations planes (fonction de ν). E et ν augmente respectivement de 10 % et 43 % en moyenne.

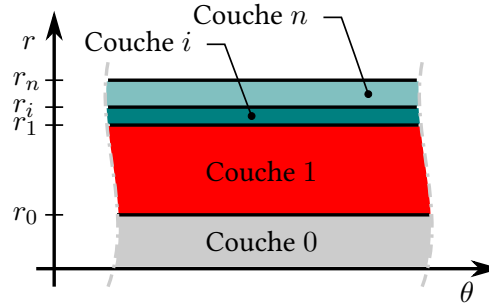


FIGURE 3.3. – Paramétrage des rayons et des régions du rotor multicouches.

Conditions aux limites

Pour écrire les conditions aux limites, on envisage dès à présent le cas général d'un rotor constitué de multiples couches concentriques de matières potentiellement différentes. Comme présenté sur la Figure 3.3, chaque couche numérotée i possèdera un rayon extérieur r_i et sera constituée d'un matériau de masse volumique ρ_i , de module d'Young E_i et de coefficient de Poisson ν_i .

Dans ce cas, on écrira les conditions aux limites telles que décrites par (3.9) et (3.10) imposant ainsi la continuité des composantes radiales de la contrainte et du déplacement. On ajoutera cependant une interférence e_i entre deux couches venant créer une discontinuité (3.9). Cet ajout est nécessaire pour pouvoir prendre en compte un frettage⁶ (*shrink fit*) lors de l'assemblage des éléments (nous verrons plus tard l'intérêt de cette démarche).

6. Permettant d'imposer une pré-contrainte au matériau.

3.1. Résistance des matériaux pour les assemblages rotatifs frettés

$$u_{i+1}(r_i) - u_i(r_i) = e_i \quad (3.9)$$

$$\sigma_{r,i+1}(r_i) - \sigma_{r,i}(r_i) = 0 \quad (3.10)$$

On ajoutera (3.11) et (3.12) aux conditions précédentes pour traiter les cas particuliers du centre ($r = 0$) et de l'extérieur du rotor ($r = r_n$).

$$\sigma_{r,0}(0) \neq \infty \quad (3.11)$$

$$\sigma_{r,n}(r_n) = 0 \quad (3.12)$$

Rotor simple

Si on se réfère au paragraphe précédent, les seules conditions aux limites à appliquer ici sont (3.11) et (3.12). La première impose que la constante $B = 0$ tandis que $\sigma_{r,0}(r_0) = 0$ donne directement la valeur de A :

$$A = \frac{(3 + \nu)(1 - \nu)}{8E} \rho \omega^2 r_0^2 \quad (3.13)$$

En substituant A dans (3.5) à (3.7) et en ré-organisant les expressions, on obtient les solutions (3.14) à (3.16) pour le déplacement radial et les contraintes radiales et tangentielles.

$$u = \frac{(3 + \nu)(1 - \nu)}{8E} \rho \left[1 - \frac{1 + \nu}{3 + \nu} \left(\frac{r}{r_0} \right)^2 \right] \omega^2 r_0^2 r \quad (3.14)$$

$$\sigma_r = \frac{3 + \nu}{8} \rho \left[1 - \left(\frac{r}{r_0} \right)^2 \right] \omega^2 r_0^2 \quad (3.15)$$

$$\sigma_\theta = \frac{3 + \nu}{8} \rho \left[1 - \frac{1 + 3\nu}{3 + \nu} \left(\frac{r}{r_0} \right)^2 \right] \omega^2 r_0^2 \quad (3.16)$$

Pour illustrer ces résultats, la Figure 3.4 présente les contraintes et déplacements calculés pour un exemple de rotor simple (la description du problème est dans la légende). De plus, il est intéressant de remarquer que :

1. les contraintes sont proportionnelles au carré de la vitesse périphérique v_p du rotor ($v_p = \omega r_0$);
2. elles sont positives et donc le rotor travaille uniquement en traction;
3. $\sigma_\theta \geq \sigma_r$ pour toute valeur de r ;
4. elles présentent un maximum en $r = 0$ avec $\sigma_r = \sigma_\theta = \frac{3+\nu}{8} \rho \omega^2 r_0^2$;
5. ce maximum est proportionnel à $(3 + \nu) \rho / 8$. Pour l'abaisser (et donc pour pouvoir augmenter v_p), il faut choisir un matériau peu dense ($\rho \searrow$) et résistant (limite élastique en traction élevée).

On notera que ce modèle simplifié permet d'avoir un premier dimensionnement du rayon maximum d'un rotor pour une vitesse et un matériau donné. En effet, en admettant que le couple d'une machine électrique est proportionnel au volume de son rotor (Pyrhonen et al. [2008]), on a tout intérêt à maximiser son rayon. Ainsi, on peut ré-écrire (3.16) (remarque no. 4) pour obtenir :

$$r_0 = \frac{1}{\omega} \sqrt{\frac{8\sigma_{max}}{(3+\nu)\rho}} \quad (3.17)$$

avec σ_{max} la contrainte maximum admissible par le matériau. Si maintenant on imagine ce rotor comme étant constitué d'un acier avec $\sigma_{max} = 900$ MPa, on obtient par exemple pour une vitesse de 150 000 rpm le rayon suivant :

$$r_0 = \frac{1 \times 10^3}{2\pi/60 \times 150000} \sqrt{\frac{8 \times 900 \times 10^6}{(3+0,3) \times 7830}} \approx 33,6 \text{ mm} \quad (3.18)$$

Cette valeur est très optimiste puisqu'elle ne prend en compte aucun coefficient de sécurité et n'est valable que pour les rotors cylindriques constitués d'un seul matériau⁷. Néanmoins, elle permet d'obtenir une valeur de départ pour entamer une phase d'optimisation.

Enfin, on notera grâce à la remarque no. 1 et 3.17 qu'on a un lien direct entre les propriétés du matériau et sa vitesse périphérique maximum admissible :

$$v_p = \sqrt{\frac{8\sigma_{max}}{(3+\nu)\rho}} \quad (3.19)$$

Rotor multicouches

On souhaite désormais généraliser les équations précédentes au cas d'un rotor multicouches. Pour cela on ré-écrit les équations (3.5) à (3.7) en prenant soin d'utiliser l'indice i présenté dans le paragraphe Conditions aux limites pour identifier chaque région du système. Le résultat, identique aux équations (3.5) à (3.7), est donné par les expressions (3.20) à (3.22) en utilisant les coefficients indicés i .

$$u_i = A_i r + \frac{B_i}{r} - \frac{1-\nu_i^2}{8E_i} \rho_i \omega^2 r^3 \quad (3.20)$$

$$\sigma_{r,i} = \frac{E_i}{1-\nu_i} A_i - \frac{E_i}{1+\nu_i} \frac{B_i}{r^2} - \frac{3+\nu_i}{8} \rho_i \omega^2 r^2 \quad (3.21)$$

$$\sigma_{\theta,i} = \frac{E_i}{1-\nu_i} A_i + \frac{E_i}{1+\nu_i} \frac{B_i}{r^2} - \frac{1+3\nu_i}{8} \rho_i \omega^2 r^2 \quad (3.22)$$

7. Cette équation serait donc très pertinente dans le cas des machines asynchrones à rotors massif ou encore pour certains freins à courant de Foucault dont le rotor n'est constitué que d'un seul matériau (acier par exemple). Ces types de rotors sont très robustes et très rigides et par conséquent, adaptés à la haute vitesse (Arkko et al. [2005]).

3.1. Résistance des matériaux pour les assemblages rotatifs frettés

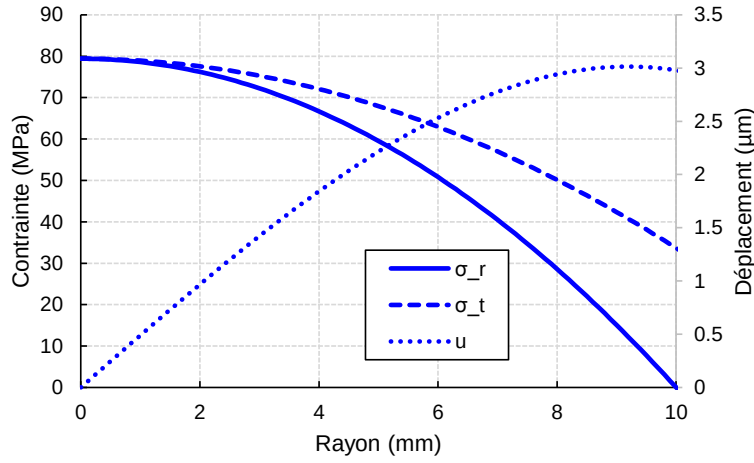


FIGURE 3.4. – Contraintes radiales et tangentielles (σ_r , σ_θ) et déplacement radial (u) dans un rotor de rayon $r_0 = 10$ mm tournant à $\omega = 150\,000$ rpm donnés par le modèle « rotor simple ». Le matériau utilisé est un acier standard ($\rho = 7800$ kg/m³, $E = 210$ GPa, $\nu = 0.3$). La contrainte maximale (et donc la valeur dimensionnante) est atteinte au centre du rotor en $r = 0$.

En appliquant les conditions aux limites (3.9) à (3.12) et en ré-organisant les expressions, on obtient le système suivant :

$$\begin{bmatrix} (A_{i+1} - A_i) r_i^2 \\ + B_{i+1} - B_i \end{bmatrix} = \left(\frac{1 - \nu_{i+1}^2}{8E_{i+1}} \rho_{i+1} - \frac{1 - \nu_i^2}{8E_i} \rho_i \right) \omega^2 r_i^4 + e_i r_i \quad (3.23)$$

$$\begin{bmatrix} \left(\frac{E_{i+1}}{1 - \nu_{i+1}} A_{i+1} - \frac{E_i}{1 - \nu_i} A_i \right) r_i^2 \\ - \left(\frac{E_{i+1}}{1 + \nu_{i+1}} B_{i+1} - \frac{E_i}{1 + \nu_i} B_i \right) \end{bmatrix} = \left(\frac{3 + \nu_{i+1}}{8} \rho_{i+1} - \frac{3 + \nu_i}{8} \rho_i \right) \omega^2 r_i^4 \quad (3.24)$$

$$B_0 = 0 \quad (3.25)$$

$$\frac{E_n}{1 - \nu_n} A_n r_n^2 - \frac{E_n}{1 + \nu_n} B_n = \frac{3 + \nu_n}{8} \rho_n \omega^2 r_n^4 \quad (3.26)$$

qui peut s'écrire sous forme matricielle pour obtenir le système linéaire (3.27) qu'il faudra inverser pour obtenir les coefficients A_i et B_i pour chaque région.

$$[\mathbf{Q}] \cdot \mathbf{X} = \mathbf{S} \quad (3.27)$$

avec $[\mathbf{Q}]$, $\mathbf{X}$, $\mathbf{S}$ respectivement la matrice des conditions aux limites, le vecteur des inconnues (les valeurs des coefficients recherchés) et le vecteur source. À titre d'exemple, le système matriciel (3.27) permettant de résoudre un système à trois couches tel que présenté sur la Figure 3.5 s'écrit explicitement avec les matrices (3.28).

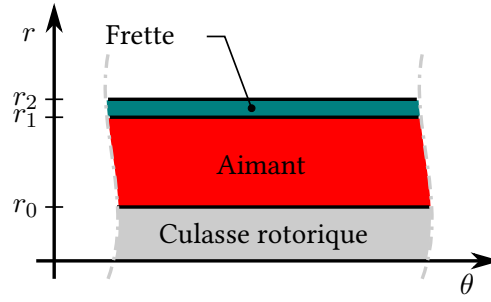


FIGURE 3.5. – Paramétrage des rayons et des régions du rotor exemple présentant trois couches : une culasse rotorique en acier, un aimant en samarium – cobalt (SmCo) et une frette en alliage de titane (les données matériaux sont données dans le Tableau 3.1).

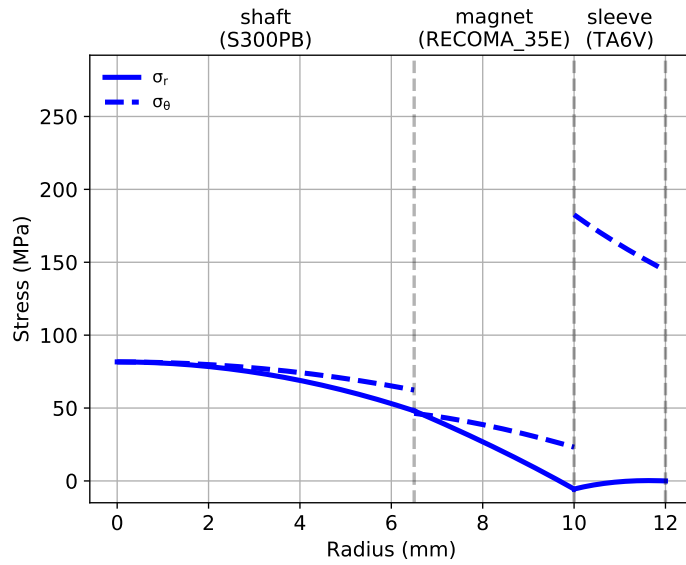
TABLE 3.1. – Matériaux utilisés pour chaque couche du modèle exemple.

Couche (no.)	r_i (mm)	ρ_i (kg/m ³)	E_i (GPa)	ν_i (-)	e_i (μm)
Culasse rotorique (0)	6,5	7800	210	0,30	0
Aimant (1)	10	8300	140	0,30	15
Frette (2)	12	4500	110	0,34	-

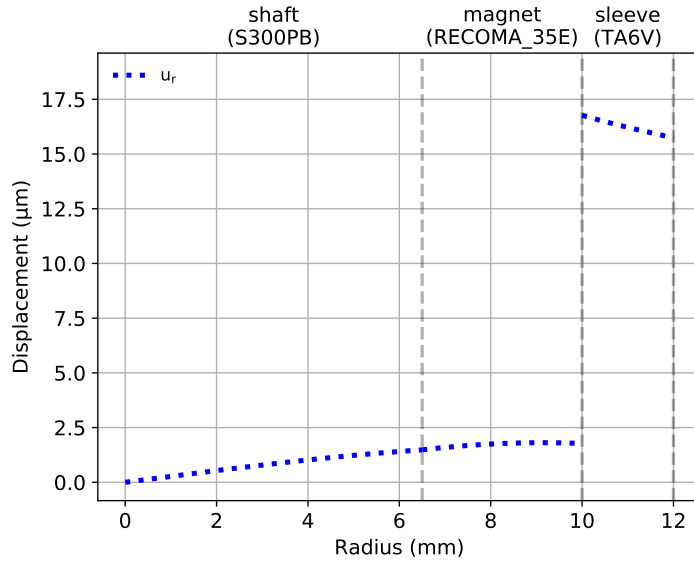
$$\begin{aligned}
 [\mathbf{Q}] &= \begin{pmatrix} -r_0^2 & r_0^2 & 0 & -1 & 1 & 0 \\ 0 & -r_1^2 & r_1^2 & 0 & -1 & 1 \\ 0 & 0 & \frac{E_2}{1-\nu_2} r_2^2 & 0 & 0 & -\frac{E_2}{1+\nu_2} \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ -\frac{E_0}{1-\nu_0} r_0^2 & \frac{E_1}{1-\nu_1} r_0^2 & 0 & \frac{E_0}{1+\nu_0} & -\frac{E_1}{1+\nu_1} & 0 \\ 0 & -\frac{E_1}{1-\nu_1} r_1^2 & \frac{E_2}{1-\nu_2} r_1^2 & 0 & \frac{E_1}{1+\nu_1} & -\frac{E_2}{1+\nu_2} \end{pmatrix} \\
 \mathbf{X} &= \begin{pmatrix} A_0 \\ A_1 \\ A_2 \\ B_0 \\ B_1 \\ B_2 \end{pmatrix}; \quad \mathbf{S} = \begin{pmatrix} \left(\frac{1-\nu_1^2}{8E_1} \rho_1 - \frac{1-\nu_0^2}{8E_0} \rho_0 \right) \omega^2 r_0^4 + e_0 r_0 \\ \left(\frac{1-\nu_2^2}{8E_2} \rho_2 - \frac{1-\nu_1^2}{8E_1} \rho_1 \right) \omega^2 r_1^4 + e_1 r_1 \\ \frac{3+\nu_2}{8} \rho_2 \omega^2 r_2^4 \\ 0 \\ \left(\frac{3+\nu_1}{8} \rho_1 - \frac{3+\nu_0}{8} \rho_0 \right) \omega^2 r_0^4 \\ \left(\frac{3+\nu_2}{8} \rho_2 - \frac{3+\nu_1}{8} \rho_1 \right) \omega^2 r_1^4 \end{pmatrix} \quad (3.28)
 \end{aligned}$$

La Figure 3.6 présente les résultats du modèle en terme de contraintes et déformations pour les couches décrites dans le Tableau 3.1. Les matrices du modèle présenté dans cette partie pourront ensuite être étendues à n couches selon le modèle de (3.28).

3.1. Résistance des matériaux pour les assemblages rotatifs frettés



(a) Contraintes radiales et tangentielles (σ_r, σ_θ). On notera que l'aimant (*magnet*) travaille essentiellement en traction sauf au plus proche de la frette (*sleeve*).



(b) Déplacement radial (u). On retrouve bien l'interférence de 15 μm imposée entre la frette (*sleeve*) et l'aimant (*magnet*).

FIGURE 3.6. – Contraintes et déplacements dans un rotor à trois couches tournant à $\omega = 150\,000$ rpm donnés par le modèle « rotor multicouches ». On peut voir graphiquement que les conditions de continuité aux interfaces et l'interférence sont respectées.

3.1.3. Contrainte équivalente

Pour pouvoir réaliser les dimensionnements envisagés, il faudra utiliser une condition sur la tenue du rotor aux sollicitations mécaniques. Habituellement, un critère de plasticité⁸ du type von Mises (3.29) ou Tresca (3.30) est employé (Spinnler [1999]).

$$\sigma_{eq} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{(\sigma_1 - \sigma_2)^2 + (\sigma_2 - \sigma_3)^2 + (\sigma_3 - \sigma_1)^2} \quad (3.29)$$

$$\sigma_{eq} = \max [|\sigma_1 - \sigma_2|, |\sigma_2 - \sigma_3|, |\sigma_3 - \sigma_1|] \quad (3.30)$$

où σ_{eq} représente la contrainte équivalente calculée par le critère et $\sigma_1, \sigma_2, \sigma_3$ les contraintes principales du tenseur des contraintes. Dans notre cas, les aimants ont une résistance beaucoup plus faible en traction qu'en compression. Par conséquent, ces critères qui supposent une isotropie de la résistance élastique du matériau sont trop optimistes et ne permettent pas de prédire la résistance des matériaux. Nous utiliserons donc un critère de type Mohr – Coulomb⁹ (Juvinal and Marshek [2012]) qui nous permettra de prendre en compte des limites en traction et compression différentes. L'équation (3.31) donne la description mathématique de ce critère.

$$\sigma_{eq} = \frac{m+1}{2} \max \left[\begin{array}{l} |\sigma_1 - \sigma_2| + k(\sigma_1 + \sigma_2), |\sigma_1 - \sigma_3| + k(\sigma_1 + \sigma_3), \\ |\sigma_2 - \sigma_3| + k(\sigma_2 + \sigma_3) \end{array} \right] \quad (3.31)$$

avec $m = \sigma_{y,c}/\sigma_{y,t}$, $k = (m-1)/(m+1)$ et $\sigma_{y,c}, \sigma_{y,t}$ respectivement la limite élastique en compression et traction du matériau. On utilisera ensuite les contraintes principales de notre modèle avec : $\sigma_1 = \sigma_r, \sigma_2 = \sigma_\theta$ et $\sigma_3 = \sigma_z = 0$ pour en déduire la relation suivante :

$$\sigma_{eq} = \frac{m+1}{2} \max [|\sigma_r - \sigma_\theta| + k(\sigma_r + \sigma_\theta), |\sigma_r| + k\sigma_r, |\sigma_\theta| + k\sigma_\theta] \quad (3.32)$$

On utilisera ce critère en s'assurant que σ_{eq} soit inférieure à la résistance élastique en compression $\sigma_{y,c}$ à tout moment et en tout point du rotor. On ajoutera aussi un facteur de sécurité S ($S > 1$), ce qui nous donnera finalement la relation à respecter pour s'assurer de la tenue du rotor aux sollicitations mécaniques :

$$\sigma_{eq} \leq \frac{\sigma_{y,c}}{S} \quad (3.33)$$

Les zones définies par les critères présentés de (3.29) à (3.31) sont présentées pour notre problème (c-à-d avec nos contraintes principales) sur la Figure 3.7. En appliquant le critère à l'exemple du rotor multicouches du paragraphe 3.1.2 le résultat est présenté sur la Figure 3.8. Ce critère sera utilisé dans le chapitre 5 pour le calcul des rotors prototypés.

8. Cela signifie qu'en plus d'éviter la rupture du matériau, on cherche aussi à ne pas entrer dans la zone plastique qui impliquerait une déformation résiduelle non désirée lors du relâchement de la contrainte. On impose donc ici un fonctionnement en zone élastique du matériau.

9. Ce critère correspond au critère de Tresca avec la prise en compte de résistances en traction et compression différentes.

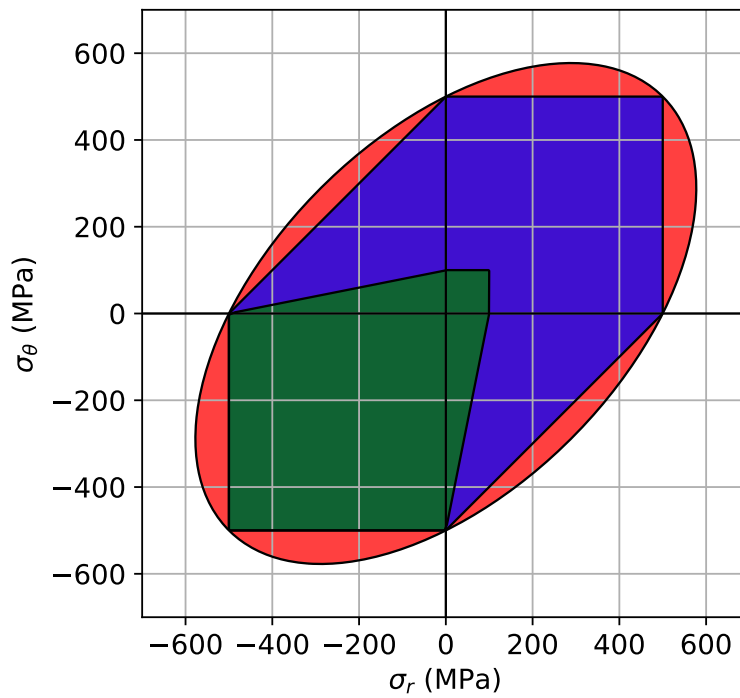


FIGURE 3.7. – Représentation graphique du critère de von Mises (zone elliptique rouge), de Tresca (zone bleue) et de Mohr – Coulomb (zone verte). Les tracés correspondent aux caractéristiques suivantes du matériau : $\sigma_{y,c} = 500$ MPa et $\sigma_{y,t} = 100$ MPa. On remarquera que si on classe ces critères du moins prudent au plus prudent, on a alors : von Mises, Tresca et Mohr – Coulomb. À la vue de la faible surface de ce dernier, on comprend l'importance de choisir un critère prenant en compte la limite en compression et en traction de manière différente.

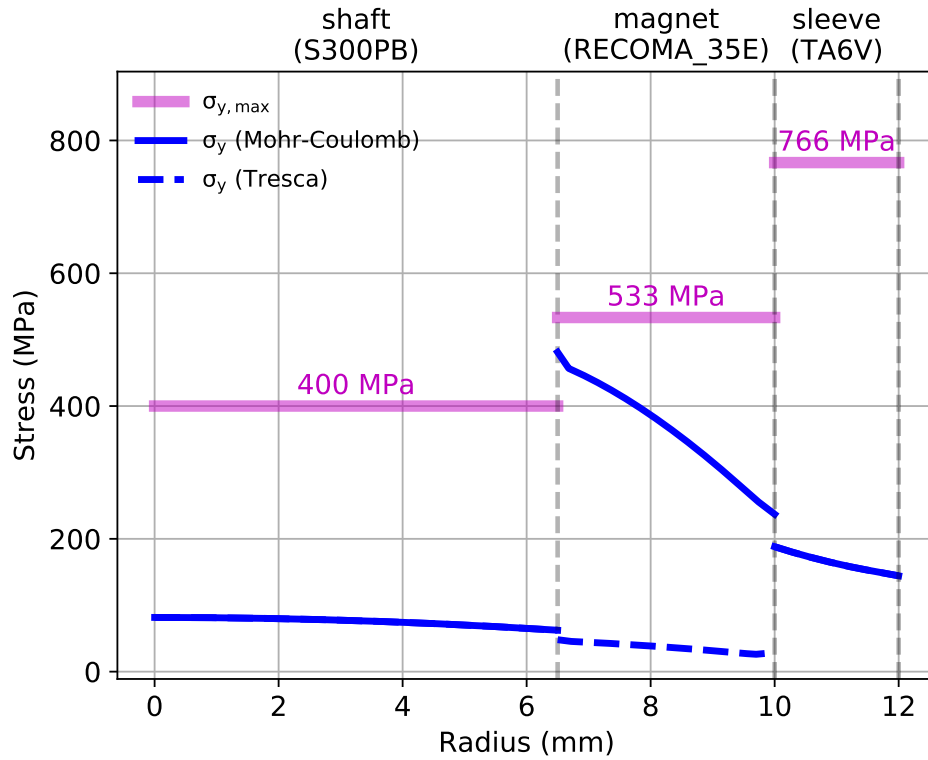


FIGURE 3.8. – Critères de Mohr – Coulomb et Tresca appliqués à l'exemple du rotor multicouches du paragraphe 3.1.2. Les lignes violettes horizontales représentent les différentes limites élastiques en compression $\sigma_{y,c}$ des matériaux avec un facteur de sécurité S valant 1,5. On remarque que la seule différence de calcul entre les deux critères se situe au niveau de l'aimant puisque c'est le seul matériau à avoir des limites en traction / compression différentes ($\sigma_{y,c} = 800$ MPa, $\sigma_{y,t} = 80$ MPa). La deuxième remarque importante est que le critère de Mohr – Coulomb montre qu'on se rapproche dangereusement de la limite élastique alors que le critère de Tresca présente une contrainte équivalente très optimiste qui est presque cinq fois plus faible.

3.2. Dynamique des rotors

Dans cette partie, plusieurs aspects de la dynamique des rotors seront abordés. Le but de cette partie n'est pas d'être exhaustif mais plutôt de présenter quelques éléments essentiels, les méthodes de calculs et les résultats qui en découlent. Bien que ce sujet soit très important pour traiter le cas de machines haute vitesse, cette thèse n'a pas fait l'objet d'un développement de modèle spécifique à la dynamique des rotors. Plusieurs ouvrages tels que Muszynska [2005] ou encore Lalanne and Ferraris [1997] permettent d'appréhender précisément la discipline.

L'étude de la dynamique des rotors permet d'évaluer le comportement du rotor en fonction de sa vitesse de rotation et d'en déduire notamment : les modes et résonances, les orbites en différents points du rotor, la réponse à un balourd et les contraintes mécaniques qui en découlent pour le rotor et ses paliers. Ce dernier point essentiel permet de se prémunir d'une casse du rotor ou d'un vieillissement prématuré des paliers.

Les outils utilisés pour la validation des calculs et la réalisation des prototypes ont été : le logiciel ROTORINSA¹⁰ (ROTORINSA [2017]), un code de calcul développé dans l'entreprise Moving Magnet Technologies (MMT), proposant le même type de fonctionnalité¹¹ et enfin des codes de calculs éléments finis (EF) tel que ANSYS (ANSYS [2017]) ou encore code_aster (Code_Aster [2017]).

Cette partie traite le cas du dimensionnement de la longueur du rotor, des efforts sur les paliers et quelques éléments sont donnés sur les modes de vibration et l'interprétation des diagrammes de Campbell. La partie applicative est abordée dans le chapitre 5 lors du dimensionnement des machines de tests.

3.2.1. Dimensionnement du rotor

Nous avons parlé dans le paragraphe 3.1.2 du pré-dimensionnement du rayon d'un rotor à partir de sa vitesse de service et du matériau qui le constitue. Toujours dans l'optique d'obtenir un premier dimensionnement et de maximiser le couple de la machine, on peut se demander quelle est la longueur maximale que l'on peut lui donner avant d'atteindre la première vitesse critique. On peut trouver un premier élément de réponse dans Pyrhonen et al. [2008] avec :

$$l_r^2 = n^2 \frac{\pi^2}{\Omega} \sqrt{\frac{EI}{\rho S}} \quad (3.34)$$

où n est l'ordre de la vitesse critique (c-à-d $n = 1$ pour la première vitesse critique), I le moment d'inertie transverse et S la section du rotor. Dans cette partie, on utilisera la notation Ω pour la vitesse de rotation (ω étant réservé pour une autre grandeur dans cette partie). Dans le cas d'un cylindre homogène, on utilisera $I = \pi r_0^4/4$ et $S = \pi r_0^2$ dans (3.34) pour obtenir l'expression suivante :

10. On peut trouver un grand nombre de logiciels de dynamique des rotors listés sur la page Wikipédia (Rotor-dynamics [2017]) dédiée à la discipline (en anglais).

11. Calcul des modes et des fréquences propres, diagrammes de Campbell et réponse à un balourd. Applicable aux rotors constitués de plusieurs éléments.

$$l_r^2 = n^2 \frac{r_0}{2} \frac{\pi^2}{\Omega} \sqrt{\frac{E}{\rho}} \quad (3.35)$$

On remarquera ici l'importance du rapport E/ρ propre au matériau utilisé dans la détermination de l_r . Si maintenant on substitue à (3.35) l'expression de r_0 donnée en fonction de la contrainte maximale σ_{max} par (3.17), on obtient l'expression de la longueur maximale du rotor :

$$l_r = n\pi r_0 \sqrt[4]{\frac{E(3+\nu)}{32\sigma_{max}}} \quad (3.36)$$

Cette expression nous donne la longueur maximale admissible pour ne pas dépasser la vitesse critique d'ordre n pour un arbre rigide. En utilisant le rayon maximum déterminé en 3.1.2, on obtient une longueur d'environ 41,6 mm pour la première vitesse critique. Un fois de plus, les caractéristiques du rotor réel pouvant être très éloignées de ce modèle simplifié, il convient de prendre des coefficients de sécurité adaptés et valider le dimensionnement final par un modèle plus précis ou par EF.

3.2.2. Efforts sur les paliers

Pour appréhender le comportement dynamique des rotors à étudier, on utilisera le modèle présenté par la Figure 3.9. Ce modèle est souvent appelé « rotor de Jeffcott » dans la littérature et on peut trouver ce modèle présenté avec plus de détails dans Borisavljevic [2012] et dans les références données au début de cette partie. Dans ce paragraphe nous étudierons plus particulièrement la réponse forcée due à un balourd et son action sur les paliers. Les résultats sont essentiellement tirés de Nguyen-Schafer [2012].

Pour le rotor décrit, les équations du mouvement peuvent s'écrire sous la forme matricielle suivante :

$$[\mathbf{M}] \ddot{\mathbf{x}} + [\mathbf{C}] \dot{\mathbf{x}} + [\mathbf{K}] \mathbf{x} = \mathbf{f}(t) \quad (3.37)$$

avec $[\mathbf{M}]$ la matrice des masses (matrice symétrique), $[\mathbf{C}]$ la matrice d'amortissement¹² et $[\mathbf{K}]$ la matrice de raideur. Dans le cas étudié, la force d'excitation s'écrit comme le balourd synchrone créé par l'excentricité ε de la masse m :

$$\mathbf{f}(t) = \begin{pmatrix} m\varepsilon\Omega^2 \cos(\Omega t) \\ m\varepsilon\Omega^2 \sin(\Omega t) \end{pmatrix} \quad (3.38)$$

En utilisant (3.38) et si on néglige les effets gyroscopiques, on pourra alors écrire explicitement (3.37) selon les deux degrés de liberté x et y de la manière suivante :

$$\begin{bmatrix} m & 0 \\ 0 & m \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \ddot{x} \\ \ddot{y} \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} c & 0 \\ 0 & c \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \dot{x} \\ \dot{y} \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} k & 0 \\ 0 & k \end{bmatrix} \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} m\varepsilon\Omega^2 \cos(\Omega t) \\ m\varepsilon\Omega^2 \sin(\Omega t) \end{pmatrix} \quad (3.39)$$

12. On peut décomposer cette matrice en une partie symétrique et une partie antisymétrique (gyroscopie).

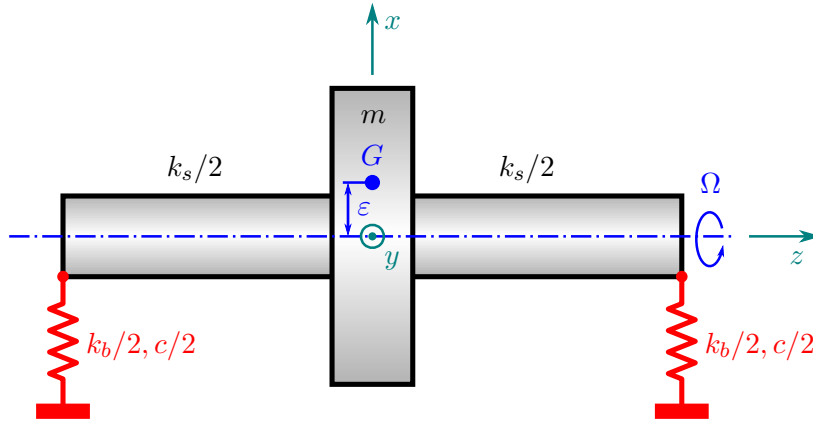


FIGURE 3.9. – Rotor de Jeffcott. L'arbre est constitué d'un disque rigide de masse m dont le centre de gravité G est excentré d'une valeur ε . L'arbre possède une raideur k_s et est supporté par des paliers de raideur k_b et d'amortissement c . Dans ce modèle simplifié le disque est en fait une masse ponctuelle et les moments d'inertie n'interviennent pas dans le calcul.

avec m la masse, $k = k_b k_s / (k_b + k_s)$ la raideur équivalente et c l'amortissement. La solution de cette équation différentielle est une combinaison d'une solution en régime libre (c'est-à-dire la solution de l'équation sans second membre) et d'une solution en régime forcé (réponse au balourd). En exprimant la position du centre de gravité G sous forme complexe telle que $r = x + jy$, on pourra ré-écrire (3.39) sous la forme :

$$m\ddot{r} + c\dot{r} + kr = m\varepsilon\Omega^2 e^{j\Omega t} \quad (3.40)$$

Enfin, en admettant que la solution de (3.40) en régime forcé s'écrit sous la forme $r = A(\Omega) e^{j\Omega t}$ et en substituant dans (3.40), on obtiendra alors l'expression de l'amplitude complexe :

$$A(\Omega) = \frac{m\varepsilon\Omega^2}{-m\Omega^2 + cj\Omega + k} \quad (3.41)$$

On peut ensuite exprimer (3.41) sous forme d'exponentielle complexe pour obtenir l'amplitude et la phase du mouvement. Cette amplitude pourra se mettre sous la forme :

$$A(\Omega) = \frac{m\varepsilon\Omega^2}{\sqrt{(k - m\Omega^2)^2 + (c\Omega)^2}} \quad (3.42)$$

La force agissant sur les paliers est maintenant donnée par la relation :

$$F_b = m\Omega_{cr}^2 |A(\Omega)| \quad (3.43)$$

avec $\Omega_{cr} = \sqrt{k/m}$.

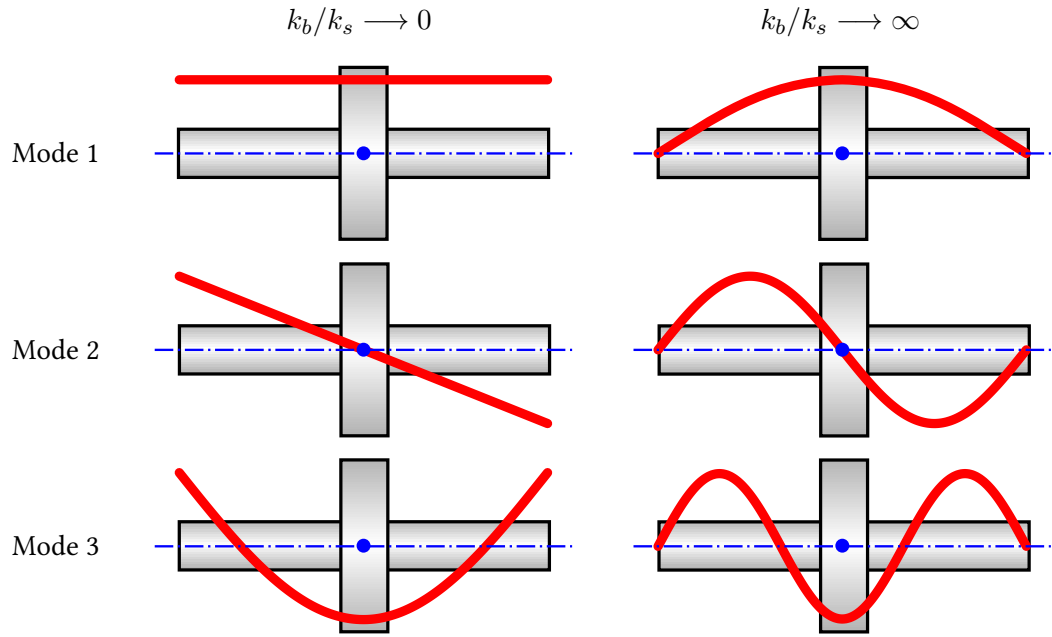


FIGURE 3.10. – Modes de vibration. Les premiers modes apparaissant à faible vitesse sont des modes de corps rigides cylindriques (mode 1) et coniques (mode 2). Les modes de flexion (mode 3) puis les modes axiaux et de torsions apparaissent à plus haute vitesse.

3.2.3. Modes de déformations

La Figure 3.10 présente les déformées des trois premiers modes de vibrations selon la valeur de k_b/k_s . Le premier cas $k_b/k_s \rightarrow 0$ correspond au cas où l'arbre est beaucoup plus rigide que ses paliers alors que $k_b/k_s \rightarrow \infty$ correspond au cas contraire (Muszynska [2005]). La situation réelle se situe souvent entre ces deux cas extrêmes. Le type de palier utilisé (valeur de k_b et c) aura donc une forte influence sur la déformée des modes propres.

3.2.4. Diagramme de Campbell

Les outils de calcul de dynamique des rotors permettent de tracer des diagrammes de Campbell utiles à la compréhension du comportement du rotor en fonction de sa vitesse de rotation. Un tel diagramme est illustré Figure 3.11. Les fréquences propres (ω_1 à ω_4) qui apparaissent sur le graphique sont des fonctions de la vitesse de rotation et on les distingue selon le sens de précession du rotor (*forward whirl* pour ω_1 et ω_2 , *backward whirl* pour ω_3 et ω_4). Ces deux types de rotations sont décrites plus en détails par la Figure 3.12. Lorsque la vitesse de rotation synchrone (droite $\omega = \Omega$ sur la Figure 3.11) du rotor coïncide avec une fréquence propre, il peut y avoir une résonance ($A(\Omega)$ sur la Figure 3.11). L'amplitude de cette résonance peut être très importante ou au contraire inexistante selon le type de mode traversé et les coefficients d'amortissements du système.

Ce diagramme permettra donc de nous assurer que le rotor dimensionné ne travaillera pas

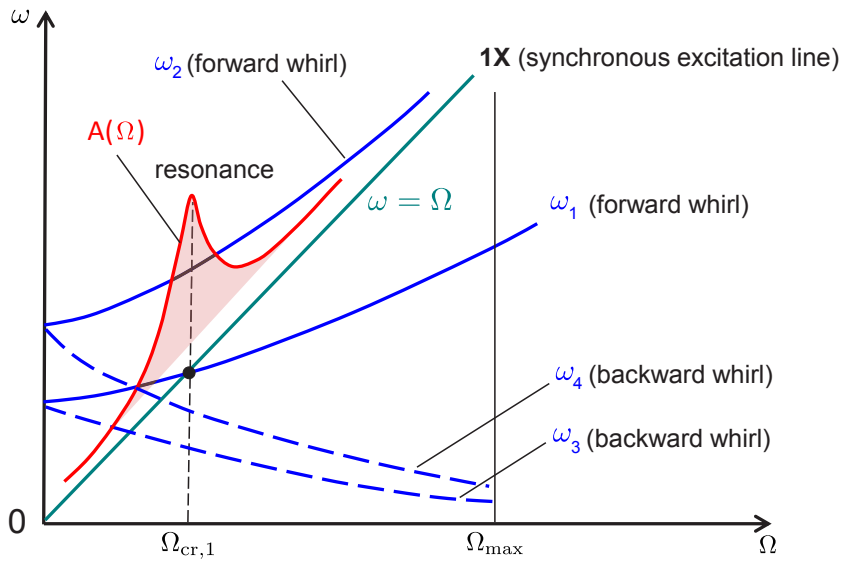


FIGURE 3.11. – Exemple de diagramme de Campbell. Une résonance apparaît sur la courbe $A(\Omega)$ en $\Omega_{cr,1}$ lorsque la vitesse de rotation synchrone croise la fréquence ω_1 (*forward whirl*) associée au mode 1. Image colorisée tirée de l'ouvrage « Rotordynamics of Automotive Turbochargers » (Nguyen-Schafer [2012]).

au voisinage d'une vitesse critique, c'est-à-dire une vitesse où l'amplitude des déplacements devient très grande et entraîne donc des contraintes importantes sur le rotor et ses paliers.

3.3. Aspects pratiques et réalisation

La fabrication des machines électriques haute vitesse demande une attention toute particulière. Les éléments de guidage, les tolérances dimensionnelles, géométriques, les états de surfaces, la lubrification, l'équilibrage du rotor et la robustesse de l'assemblage doivent être traités avec plus de soin que pour les machines conventionnelles. Les défauts étant amplifiés par la vitesse de travail, ils pourraient conduire à une usure prématurée, un bruit excessif et même à la casse du système.

Parmi tous ces aspects, nous nous attarderons dans cette partie sur les types de paliers et l'équilibrage du rotor.

3.3.1. Paliers

Ces éléments de guidage en rotation jouent un rôle clé dans le bon fonctionnement des machines hautes vitesses. Selon l'application et la caractéristique de vitesse / puissance de la machine, le choix peut s'orienter vers différentes technologies. La rigidité du palier, son amortissement, sa durée de vie, sa capacité de charge, son coût et sa facilité d'intégration sont autant de critères permettant de sélectionner la technologie adaptées. Des exemples de paliers sont illustrés par la Figure 3.13 et listés ci-après :

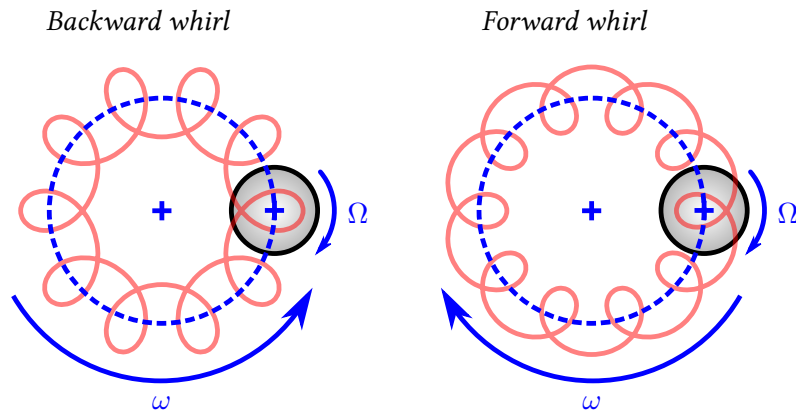


FIGURE 3.12. – *Forward and backward whirls*. Lorsque le rotor tourne dans un sens donné à une vitesse Ω , on observe qu'il peut aussi tourner autour du centre géométrique (croix bleue centrale) avec une vitesse ω . Ce mouvement peut s'effectuer dans le même sens que la rotation du rotor (*forward whirl*) ou dans le sens opposé (*backward whirl*). La combinaison de ces mouvements donne les trajectoires tourbillonnantes (*whirl*) en rouge sur la figure.

1. **Les roulements à billes hybrides** – Les roulements à billes sont le type de palier le plus utilisé et le plus simple à intégrer dans une grande variété d'application. La version dite « hybride » utilise des billes en céramique (nitrure de silicium, Si_3N_4) et permet de nombreux avantages par rapport aux billes classiques en acier (SKF [2017]) avec notamment : une augmentation de la vitesse maximale permise par le roulement, une rigidité accrue et des billes isolantes électriquement ¹³.
2. **Les paliers à film fluide** – Il en existe un grand nombre, on peut citer par exemple les paliers hydrodynamique à huile, hydrostatique à air, ou hydrodynamique à air de type *tilting-pad*, *foil*, ou *spiral / Herringbone grooved* (Fleming and Hamrock [1974], Schiffmann [2008]). Le dimensionnement de ces systèmes de guidages performants est très dépendant de l'application.
3. **Les paliers magnétiques** – On peut les classer en deux catégories : les paliers magnétiques actifs (*active magnetic bearing*) qui nécessitent une électronique de contrôle et les paliers magnétiques passifs. Si le technicien choisit d'utiliser ces derniers, il lui faudra dans tous les cas intégrer au moins un palier actif pour réaliser le guidage complet du rotor (contrôle et blocage de tous les degrés de liberté). Enfin, on peut aussi citer la possibilité d'utiliser le bobinage de la machine électrique elle-même (ou un bobinage dédié mais intégré au stator) pour réaliser la sustentation du rotor, on parle alors de machine *bearingless* (Dumont de Chassart [2017]).

Ces trois familles de paliers permettent d'atteindre des niveaux de vitesse plus ou moins éle-

13. Avec des roulements classiques comportant des billes en acier conductrices, des courants de palier préjudiciables pour le fonctionnement de la machine peuvent apparaître (Busse et al. [1997]).

vés. Étant données les grandes différences de diamètre rotorique d'une machine à l'autre, on préférera parler de vitesse périphérique pour quantifier le « degré de haute vitesse » atteint. On peut utiliser pour cela le facteur $d_m n$ qui s'écrit :

$$d_m n = d \times n \quad (3.44)$$

avec d le diamètre moyen du palier (mm) et n la vitesse de rotation (tr/min). Selon le critère défini par (3.44), les systèmes les plus performants sont (du plus au moins performant) : paliers magnétiques, les paliers à air et enfin les roulements (à billes, à rouleaux, etc.). À titre d'exemple, dans le cas des roulements à billes céramique, on peut atteindre des valeurs $d_m n$ d'environ 2,5 millions¹⁴ soit une vitesse de 150 000 tr/min pour un diamètre moyen d'environ 16,7 mm.

Dans le chapitre 5, nous utiliserons des roulements à billes céramique pour la réalisation des machines de tests. Notre choix s'est porté sur cette technologie pour sa plus grande simplicité d'intégration et pour son coût plus compatible avec l'industrie automobile.

3.3.2. Équilibrage

L'équilibrage (*balancing*) permet de faire correspondre l'axe de masse du rotor avec son axe de révolution. Cette opération s'effectue en corrigeant les déséquilibres de masse appelés « balourds » résultant de l'usinage des pièces (tolérances dimensionnelles et géométriques) et de l'assemblage. Cette correction peut s'effectuer par ajout ou enlèvement de matière selon l'application et la taille des rotors à équilibrer. Le balourd résiduel peut créer des vibrations importantes entraînant un bruit excessif voire une casse du rotor, il est donc important de le minimiser au maximum. On notera que la force d'une masse excentrée de son axe de rotation (donc un balourd) produit une force tournante d'amplitude F (N) donnée par (3.45).

$$F = m_e r_e \omega^2 \quad (3.45)$$

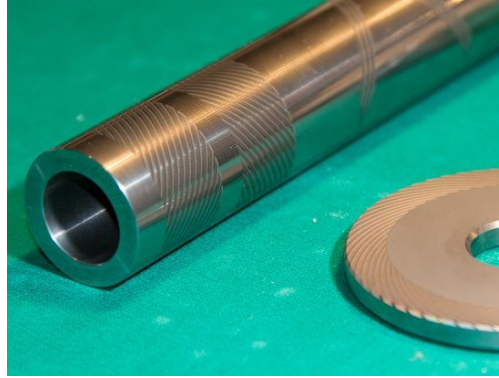
où m_e est la masse du balourd (kg), r_e son rayon d'excentration (m) et ω sa vitesse de rotation (rad/s). On remarquera que cette force est proportionnelle au carré de la vitesse de rotation.

L'opération d'équilibrage s'effectue sur une machine spéciale permettant d'équilibrer avec différents niveaux de qualité. On notera G la qualité de l'équilibrage et U (g.mm) le balourd résiduel qui se calculera selon (3.46). Un exemple de machine d'équilibrage utilisée pour les rotors de petite dimension (jusqu'à 500 g) est présenté Figure 3.14.

$$U = \frac{Gm}{\omega} \quad (3.46)$$

où m est la masse du rotor (g). Lors d'une opération d'équilibrage, on utilise habituellement des valeurs normalisées de G : 0.4, 1, 2.5, 6.3, etc. (Pugnet [1997]). Plus la valeur de G est faible, plus l'équilibrage est de bonne qualité. Dans notre cas d'étude, c'est-à-dire pour des applications de type turbocompresseur, on prendra comme valeur de référence une qualité $G2.5$ (Datatech [2017]). Prenons l'exemple d'un axe de 200 g tournant à 150 000 tr/min. Si on désire l'équilibrer avec la qualité $G2.5$, le balourd maximal autorisé sera selon (3.46) de :

14. Cette valeur est très dépendante du mode de lubrification du roulement. Des vitesses plus élevées peuvent être atteinte par l'emploi d'une lubrification par brouillard d'huile efficace.



(a) Paliers à air. On peut voir les rainures (*groove*) sur l'arbre pour le palier radial et sur le disque pour le palier axial. Image de la page Wikipédia ([Airbearing \[2017\]](#)) (en anglais).



(b) Roulements à billes céramique. Vue CAO du roulement avec ses billes en céramique. Image de la société SKF ([SKF \[2017\]](#)).



(c) Palier magnétique actif. Il est formé de quatre modules statoriques en « E » et de quatre bobines. Image provenant du site internet de la société Synchrony ([Dresser-Rand \[2017\]](#)).

FIGURE 3.13. – Exemples de paliers adaptés à la haute vitesse.



FIGURE 3.14. – Machine d'équilibrage. Image issue de la documentation Schenck de l'équilibreuse « pasio 05 » (Schenck [2017]).

$$U = \frac{Gm}{\omega} = \frac{2,5 \times 200}{2\pi/60 \times 150000} = 0,032 \text{ g.mm} \quad (3.47)$$

Pour terminer sur ce paragraphe, l'opération d'équilibrage peut s'effectuer sur un ou deux plans de corrections pour un équilibrage statique. Cette méthode est suffisante pour les rotors considérés comme rigide et travaillant en régime sous critique. Dans le cas contraire, il faudra envisager d'ajouter des plans de corrections pour réaliser un équilibrage dynamique. Les rotors des prototypes décrits dans le chapitre 5 seront tous équilibrés sur deux plans de corrections et pour une qualité $G2.5$ ou meilleure.

3.4. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les aspects mécaniques importants pour l'étude des machines haute vitesse à aimants permanents.

La première partie sur la résistance des matériaux a permis de traiter le cas du fretage des aimants. Un modèle analytique de « rotor simple » a été présenté permettant de saisir les grandeurs physiques et leurs impacts sur le dimensionnement. Un nouveau modèle de « rotor multicouches » a ensuite été développé pour traiter le cas des rotors constitués de plusieurs cylindres concentriques composés de différents matériaux. Ce modèle sera couplé aux modèles électromagnétiques (analytique et EF) pour déterminer l'épaisseur de la frette en fonction de sa matière, du diamètre d'aimant utilisé et de la vitesse de rotation de la machine.

La deuxième partie a cherché à attirer l'attention sur l'importance de la dynamique des rotors. Le pré-dimensionnement de la longueur du rotor et le calcul des forces sur les paliers ont été abordés puis, des informations sur la lecture des diagrammes de Campbell et les déformées des modes ont été présentés. Enfin, les outils numériques qui seront utilisés pour le calcul des rotors des machines de tests ont été présentés.

Enfin, la troisième partie a mis en avant l'importance de la qualité de fabrication et du choix des éléments de guidage pour les machines électriques haute vitesse. Des roulements à billes hybrides ont été sélectionnés pour leurs plus grande simplicité d'intégration et leurs coûts plus

raisonnables. Des notions sur l'équilibrage des rotors ont aussi été abordées qui nous ont permis de choisir une qualité d'équilibrage de $G2.5$ pour nos applications d'assistance à la turbocompression.

Apports du chapitre

La liste suivante présente de manière synthétique les principaux apports du chapitre :

1. modélisation analytique du frettage dans les assemblages multicouches pour les rotors de machines à aimants permanents montés en surface ;
2. utilisation du critère de Mohr – Coulomb pour une évaluation plus juste de la contrainte équivalente dans les matériaux frittés de type aimant.

Chapitre 4.

Dimensionnement et comparaison des topologies haute vitesse

Ce chapitre présente les travaux menés sur le comparatif des topologies de machines électriques haute vitesse adaptées à la turbocompression assistée électriquement. Le rendement, la densité de perte et de couple de cinq structures de machines sont analysés sur la base de la spécification de 15 kW à 150 000 tr/min du turbo électrique présenté dans le chapitre 1.

Ce travail a tenu un rôle central dans la thèse puisqu'il a permis la sélection des topologies qui ont menées à la réalisation des trois prototypes du chapitre 5. Nous présenterons dans le détail les étapes de cette démarche en se concentrant sur le bilan de puissance et les simulations électromagnétiques par éléments finis (EF) 2-D. La partie mécanique sera abordée avec le pré-dimensionnement des frettes de maintien des aimants tandis que le chapitre 5 reviendra sur ce sujet pour le prototypage des machines de test.

Le chapitre s'organise en trois parties. Dans la première partie, nous établirons les modèles de pertes utilisés pour le calcul du rendement des machines étudiées avec les spécificités qu'implique l'étude des machines haute vitesse. Ensuite, nous proposerons une modélisation des pertes du système machine – convertisseur de puissance permettant d'optimiser le rendement global du. Enfin, dans la dernière partie, nous détaillerons précisément le processus de sélection, de comparaison et de calcul EF des topologies étudiées.

4.1. Bilan de puissance des machines haute vitesse

Dans cette partie nous listerons les différentes pertes pouvant apparaître dans les machines électriques à aimants. Nous nous intéresserons plus spécialement aux spécificités des machines haute vitesse à aimants montés en surface.

On définira le rendement η des machines étudiées de la manière suivante :

$$\eta = \frac{P_{mec}}{P_{mec} + P_{loss}} \quad (4.1)$$

où P_{mec} représente la puissance mécanique (W) disponible à l'arbre et P_{loss} les pertes (W) dans la machine avec :

$$P_{loss} = P_{Cu} + P_{Fe} + P_{bea} + P_{flu} + P_{rot} + P_{sup} \quad (4.2)$$

avec P_{Cu} les pertes cuivre ¹ (pertes dans le bobinage statorique), P_{Fe} les pertes fer statoriques,

1. On peut aussi dire : pertes par effet Joule, pertes Joule ou pour les anglo-saxons *copper losses* ou pertes « I^2R ».

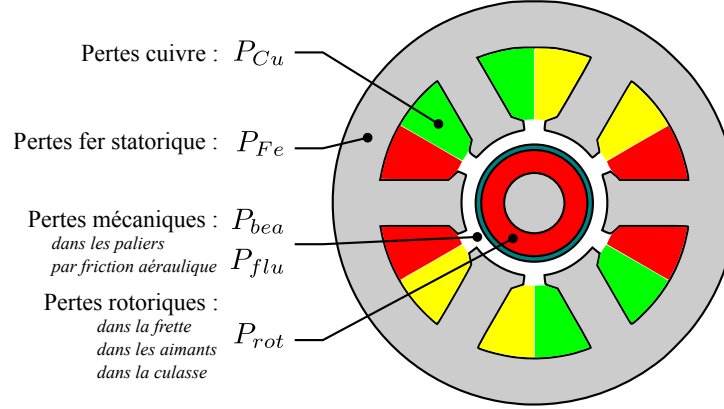


FIGURE 4.1. – Localisation schématisée des pertes dans une machine électrique.

P_{bea} les pertes dans les paliers (*bearings*), P_{flu} les pertes par friction du fluide² dans l'entrefer (l'air dans notre cas), P_{rot} les pertes rotoriques par courants induits et P_{sup} les pertes supplémentaires. P_{bea} et P_{flu} constituent les pertes mécaniques de la machine. La localisation de ces pertes dans la machine est schématiquement représentée sur la Figure 4.1.

On peut subdiviser ces pertes de manières plus précises, ce travail à notamment été fait dans Pfister [2010b]. En ce qui nous concerne, les pertes présentées par (4.2) seront détaillées dans les paragraphes suivants. pour cela, le calcul de ces pertes tel que présenté dans la littérature sera évoqué et les méthodes sélectionnées seront précisément décrites. Les paragraphes dédiés aux pertes statoriques et rotoriques seront complétés par une liste des paramètres sur lesquels le concepteur peut agir pour réduire ces pertes.

4.1.1. Pertes cuivre

Les pertes cuivre se divisent d'une part ; en une partie classique dite « DC » (*Direct Current*) ne prenant pas en compte les aspects fréquentiels (donc temporel), d'autre part ; en une partie « AC » (*Alternating Current*) qui prend justement en compte ces effets. En ce qui concerne la partie DC, les équations qui seront utilisées dans les dimensionnements seront données. Pour la partie AC, on expliquera les phénomènes d'effet de peau et de proximité et nous donnerons des références bibliographiques traitant le cas du calcul de ces pertes.

Dans les dimensionnements proposés, on supposera que des moyens de réalisation nous permettent de négliger les pertes AC. Pour cela, on utilisera des conducteurs de diamètres adaptés (pour limiter l'effet de peau) ou des fils de Litz (pour limiter l'effet de peau et de proximité).

Partie DC

On définira les pertes dans les conducteurs du bobinage statorique par la relation classique :

$$P_{Cu} = mRI_{eff}^2 \quad (4.3)$$

2. On peut aussi dire : pertes par ventilation, pertes aérouliques ou *windage loss* en anglais.

TABLE 4.1. – Comparatif des densités de courant maximales admissibles pour l'aluminium, le cuivre et l'argent à densité massique de pertes fixée.

	ρ_e ($\Omega.m$)	ρ_m (kg/m^3)	Q_{Cu} (W/kg)	J_{eff} (A/mm ²)
Aluminium	$2,8 \times 10^{-8}$	2 700	200	4, 4
Cuivre	$1,7 \times 10^{-8}$	8 900	200	10, 2
Argent	$1,6 \times 10^{-8}$	10 500	200	11, 5

avec m le nombre de phase, R la résistance (Ω) d'une phase et I_{eff} la valeur efficace du courant (A) parcourant cette phase. En pratique, nous travaillerons toujours avec des machines triphasées sur ce sujet de thèse ($m = 3$).

Pour des considérations thermiques, il peut être intéressant de définir les pertes massiques Q_{Cu} (W/kg) avec les équations (4.4) ou (4.5) (formulations équivalentes).

$$Q_{Cu} = \frac{\rho_e}{\rho_m} \left(\frac{N_{sp} I_{eff}}{k_f S} \right)^2 \quad (4.4)$$

$$Q_{Cu} = \frac{\rho_e}{\rho_m} J_{eff}^2 \quad (4.5)$$

où ρ_e et ρ_m représente respectivement la résistivité électrique ($\Omega.m$) et la masse volumique (kg/m^3) du matériau constituant le bobinage, N_{sp} le nombre de spires, S la surface de l'encoche (m^2), k_f le facteur de remplissage et J_{eff} la densité de courant (A/m²) en valeur efficace.

Si maintenant on transpose l'équation (4.5) pour exprimer la densité de courant en fonction des autres paramètres, on obtient alors la densité de courant maximum admissible dans le bobinage (4.6). À titre d'exemple, le Tableau 4.1 présente les valeurs obtenues pour des pertes massiques fixées à $Q_{Cu} = 200$ W/kg et pour un bobinage en aluminium et en cuivre. De manière générale, on choisira pour Q_{Cu} (ou J_{eff}) des valeurs issues de l'expérience.

$$J_{eff} = \sqrt{\frac{\rho_m}{\rho_e} Q_{Cu}} \quad (4.6)$$

On introduira aussi la notion de constante moteur définie par :

$$K_m = \frac{T}{\sqrt{P_{Cu}}} \quad (4.7)$$

avec T le couple produit par la machine qui, selon la définition choisie, pourra être la valeur du couple mécanique ou électromagnétique. Cette constante sera utilisée comme un facteur de qualité similaire à la densité de couple dans les dimensionnements qui seront effectués par la suite. On notera que la qualité du remplissage de l'encoche (k_f) et la dissipation thermique (naturelle ou forcée) des pertes dans le bobinage sont deux éléments importants pour limiter et évacuer les pertes cuivre.

TABLE 4.2. – Comparatif des épaisseurs de peau calculées pour du cuivre à différentes fréquences.

f (Hz)	50	500	2 500	10 000
δ (mm)	9,3	2,9	1,3	0,65

Partie AC (1) : effet de peau

L'effet de peau ou effet pelliculaire est le nom donné au phénomène qui pousse le courant dans un conducteur à se concentrer sur ses bords. La variation du courant induit un champ magnétique créant à son tour des courants qui s'opposent à la variation de ce champ (loi de Lenz). Ce phénomène est d'autant plus important que la fréquence, la perméabilité magnétique et la conductivité du matériau sont importantes. On appelle épaisseur de peau δ l'épaisseur en partant du bord du conducteur qui concentre ~63 % du courant et qui est définie par :

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho_e}{\pi f \mu}} \quad (4.8)$$

où f est la fréquence (Hz) du courant dans le conducteur et μ la perméabilité magnétique (Tm/A) du matériau ($\mu = \mu_0 \mu_r$). Le tableau (4.2) présente quelques valeurs calculées dans le cas du cuivre.

Ce phénomène a un impact direct sur la valeur de la résistance AC du conducteur et donc sur les performances de la machine puisqu'il modifie la surface réellement disponible pour le passage du courant. Il est par conséquent nécessaire de choisir des conducteurs dont le diamètre est adapté à la fréquence (et aux harmoniques) de l'application visée.

Partie AC (2) : effet de proximité

On appelle effet de proximité le phénomène qui modifie la distribution des courants alternatifs circulants dans plusieurs conducteurs parallèles. Dans le cas de deux conducteurs proches, le courant aura tendance à se concentrer sur le bord faisant face au conducteur voisin. Le phénomène est plus complexe à modéliser que l'effet de peau car il dépend de l'organisation des conducteurs les uns par rapport aux autres.

L'effet de proximité peut être limité en torsadant les conducteurs comme dans le cas du fil de Litz. On trouvera dans la littérature de nombreuses études sur le sujet avec par exemple [Popescu and Dorrell \[2013\]](#) qui traite le cas des machines haute vitesse à aimants comportant différents types de bobinages ou encore [Vetuschi and Cupertino \[2015\]](#) qui propose un arrangement optimal pour limiter ces pertes et maximiser le remplissage de l'encoche.

4.1.2. Pertes fer statoriques

Les pertes fer au stator sont causées par la variation temporelle du champ magnétique dans la tôle. Ces pertes sont habituellement décrites comme une fonction de l'amplitude du champ

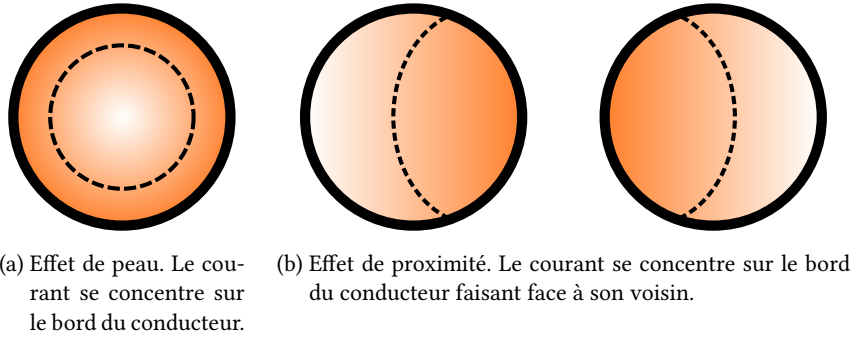


FIGURE 4.2. – Représentation schématique de la distribution du courant alternatif dans des conducteurs.

d'induction magnétique et de sa fréquence comme indiqué par le modèle de Steinmetz dans [Krings and Soulard \[2010\]](#) et qu'on peut exprimer à l'aide de l'équation (4.9).

$$P_{Fe} = k_{se} B_m^\alpha f^\beta \quad (4.9)$$

avec P_{Fe} les pertes massiques (W/kg) et k_{se} , α et β des coefficients que l'on identifie à partir des données du fabricant (voir le Tableau 4.3) de la tôle utilisée³. B_m correspond à la valeur pic de l'induction supposée sinusoïdale et unidirectionnelle tandis que f représente la fréquence de cette onde d'induction qu'on suppose ici sans harmoniques. Cette description des pertes est une des plus simple existante et comporte des hypothèses fortes (induction sinusoïdale et unidirectionnelle).

Nous reviendrons en fin de paragraphe sur les modèles plus précis existants mais pour le moment, nous allons décrire le modèle qui sera utilisé dans ce travail de thèse. Il s'agit du modèle de Bertotti décrit par l'équation (4.10). Cette équation utilise les même hypothèses que (4.9) mais présente l'avantage de distinguer trois sources de pertes : hystérésis, courants de Foucault et excès.

$$P_{Fe} = \underbrace{k_{hy} B_m^2 f}_{P_{hy}} + \underbrace{k_{ec} B_m^2 f^2}_{P_{ec}} + \underbrace{8,63 k_{ex} B_m^{3/2} f^{3/2}}_{P_{ex}} \quad (4.10)$$

où k_{hy} , k_{ec} , k_{ex} représentent respectivement les coefficients de pertes par hystérésis P_{hy} , courants de Foucault P_{ec} et excès P_{ex} . Comme pour (4.9), on pourra déduire ces coefficients des données fabricants en utilisant par exemple un algorithme d'optimisation du type moindre carré pour ajuster le modèle. Certains coefficients peuvent néanmoins être déterminés à partir des propriétés physiques du matériau. Ainsi, on pourra calculer k_{ec} et k_{ex} de la manière suivante :

3. Les fabricants donnent les pertes mesurées pour plusieurs valeurs d'induction et de fréquence.

$$k_{ec} = \frac{\sigma \pi^2 d^2}{6} \quad (4.11)$$

$$k_{ex} = \sqrt{\sigma G S V_0} \quad (4.12)$$

avec σ la conductivité électrique de la tôle, d son épaisseur, $G = 0.1356$ (sans dimension), S la section de l'échantillon test et V_0 un paramètre statistique prenant en compte la taille des grains des domaines magnétiques. Dans la pratique, on préférera calculer k_{ec} et on déterminera les autres coefficients à partir des données du fabricant de la tôle.

On peut étendre (4.10) à des formes d'inductions non sinusoïdales mais en perdant sa formulation explicite. On remplace pour cela les précédents termes P_{ec} et P_{ex} par :

$$P_{ec} = \frac{\sigma d^2}{12} \frac{1}{T} \int_0^T \left(\frac{\partial B(t)}{\partial t} \right)^2 dt \quad (4.13)$$

$$P_{ex} = k_{ex} \frac{1}{T} \int_0^T \left| \frac{\partial B(t)}{\partial t} \right|^{3/2} dt \quad (4.14)$$

Pour conclure sur ce paragraphe, un grand nombre de modèles sont disponibles dans la littérature pour le calcul des pertes fer. On peut citer par exemple : les modèles d'hystérésis (Preisach (Lee et al. [2012]) ou Jiles – Atherton), la MSE (*Modified Steinmetz Equation*) (Novak et al. [2017]) dérivés de l'équation de Steinmetz ou encore le modèle LS (*Loss Surface*). Ce domaine de recherche est très actif et la précision apportée par ces modèles progresse d'année en année.

Pour le sujet de cette thèse, nous utiliserons le modèle de Bertotti tel qu'il est décrit par (4.10) qui présente un bon compromis précision / complexité et qui est implémenté dans le logiciel EF utilisé. Nous appliquerons cette équation sur plusieurs subdivisions différentes des machines étudiées (isthmes d'encoche, dents, culasse statorique) pour garantir une bonne précision des résultats⁴. On négligera les pertes par magnétostriction.

Influence des paramètres sur le dimensionnement

Pour diminuer les pertes fer statoriques, on pourra bien évidemment utiliser un matériau plus performant, sinon on pourra agir sur :

1. **l'induction** : augmenter la section des dents et de la culasse statorique pour diminuer l'induction dans le fer ($B_m \propto 1/S$ avec S la section traversée par le flux magnétique et $P_{Fe} \propto B_m^\alpha$). Selon la structure employée, ce choix aura pour conséquence de diminuer l'espace dédié au cuivre et donc d'augmenter P_{Cu} . Si le concepteur cherche à optimiser le rendement de sa machine, il lui faudra donc trouver le bon équilibre entre pertes fer et pertes cuivre ;
2. **la fréquence** : diminuer le nombre de paires de pôles de la machine pour diminuer la fréquence fondamentale ($P_{Fe} \propto f^\beta$). Étant données les fréquences de travail envisagées (1 250 à 2 500 Hz), cette remarque à juste titre pour conséquence de limiter le choix à l'alternative une ou deux paires de pôles.

4. En fait, il s'agira de découper le stator en zones où la direction de l'induction est relativement fixe

TABLE 4.3. – Pertes massiques en fonction de la fréquence et de l'induction pour une tôle NO20 (non-orientée, $d = 0,2$ mm). Image extraites de la documentation du fabricant Cogent (Cogent [2017]).

NO20**TYPICAL VALUES**

POLARISATION J_{peak} T	SPECIFIC TOTAL LOSS				
	at 50 Hz W/kg	at 400 Hz W/kg	at 2500 Hz W/kg	at 5000 Hz W/kg	at 10000 Hz W/kg
0.1	0.02	0.17	2.79	9.01	27.0
0.2	0.07	0.72	10.6	31.8	95.6
0.3	0.14	1.49	24.4	65.6	191
0.4	0.23	2.50	40.4	108	315
0.5	0.32	3.80	58.4	159	
0.6	0.42	5.17	78.4	219	
0.7	0.54	6.70	103	290	
0.8	0.66	8.36	133	375	
0.9	0.80	10.3	166	477	
1.0	0.95	12.3	200		
1.1	1.14	14.8	248		
1.2	1.36	17.9			

4.1.3. Pertes rotoriques

Dans le cas des machines haute vitesse à aimants permanents montés en surface, les pertes rotoriques apparaissent essentiellement dans les aimants et dans la frette de maintien si celle-ci est conductrice. Ces pertes sont dues aux courants de Foucault induits par :

- la variation de réluctance vue par le rotor au passage des dents ;
- la distribution spatiale (distribution du bobinage) et temporelle (forme des courants d'alimentation) des courants.

Dans l'étude menée, les pertes au rotor pourront être calculées de deux manières :

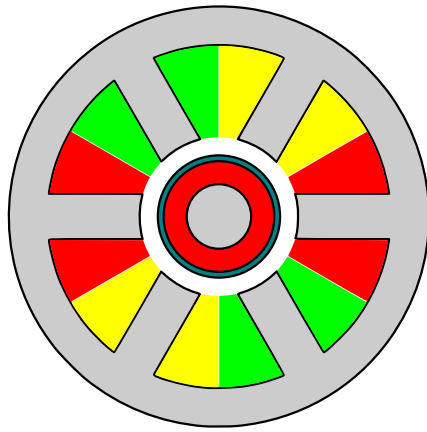
- analytiquement (en 2-D) en utilisant la description du chapitre 2 lorsque la topologie de la machine étudiée le permettra ;
- par EF (en 2-D/3-D) pour les autres topologies de machines.

Influence des paramètres sur le dimensionnement

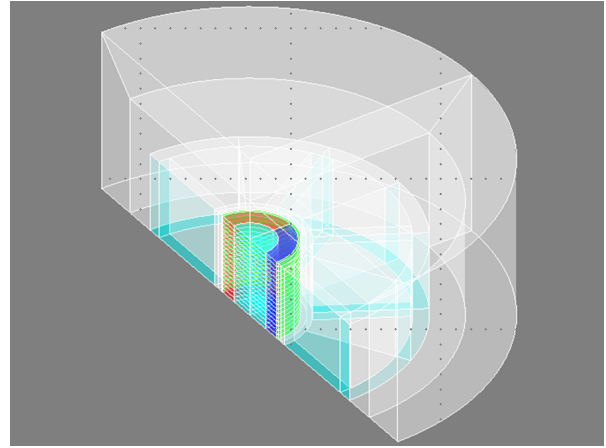
Les pertes rotoriques dépendent d'un grand nombre de facteurs. Les différentes topologies utilisées et associées à la construction du rotor en plusieurs couches de matériaux rendent difficile l'établissement de règles générales de dimensionnement. Néanmoins, la liste suivante tentera de donner quelques éléments de réponse pour diminuer ces pertes. Ainsi, le concepteur de la machine pourra agir sur :

1. L'épaisseur de l'entrefer :

- a) augmenter la taille de l'entrefer permet d'éloigner le rotor des dents et donc de diminuer la variation de réluctance ;



(a) Aperçu de la structure. Machine six dents et deux paires de pôles à bobinage dentaire. Les dents statoriques sont droites et la frette de maintien en alliage de titane.



(b) Modélisation EF 3-D de la structure réelle (demi-structure + périodicité).

FIGURE 4.3. – Modèle pour le calcul des pertes au rotor

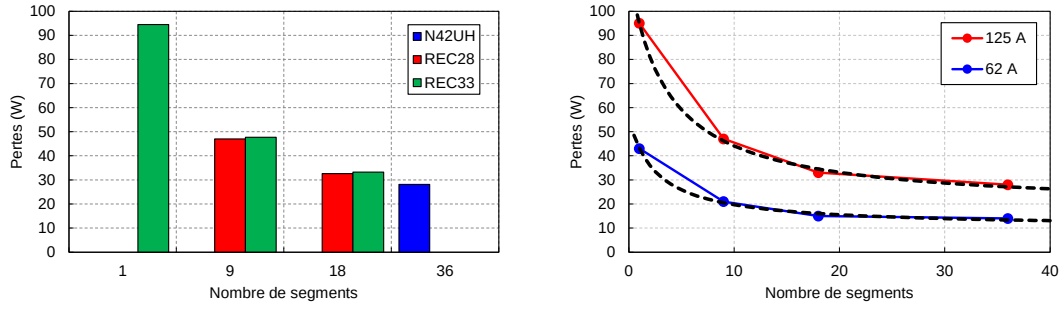
- b) augmenter la taille de l'entrefer permet de filtrer les harmoniques hautes fréquences pouvant être responsable d'une grand partie des pertes ($P_{ec} \propto f^2$);
- c) cependant, l'augmentation de la taille de l'entrefer peut avoir pour effet d'augmenter l'intensité du courant nécessaire à la production du couple désiré et donc les pertes cuivre. Augmenter la longueur de la machine permet de compenser cet effet si besoin.

2. la segmentation des aimants :

- a) segmenter axialement / circonférentiellement / radialement les aimants pour diminuer la longueur des boucles de courants responsables des pertes ($P_{ec} \propto l$). L'étude présentée par les Figures 4.3 et 4.4 sur la topologie de machine existante dans l'entreprise a permis de confirmer l'intérêt de la segmentation (comme un grand nombre d'articles dont [Mirzaei et al. \[2012\]](#)). On remarque la décroissance classique en $1/n$ (avec n le nombres de segments axiaux) observée.
- b) cependant, il a été montré que dans le cas des rotors comprenant plusieurs couches de matériaux, la segmentation des aimants combinée à l'utilisation d'une frette conductrice ne réduit pas drastiquement les pertes globales au rotor ([Tuysuz et al. \[2013\]](#)).

3. les matériaux :

- a) utiliser des matériaux faiblement conducteur ($P_{ec} \propto \sigma$) dans l'aimant et dans la frette ;
- b) l'effet de filtre magnétique que procure la frette peut entraîner une diminution des pertes rotoriques globales.



(a) Pertes dans les aimants N42UH (NdFeB), REC28 (SmCo nuance 1) et REC33 (SmCo nuance 2) pour 1 à 36 segments axiaux.

(b) Pertes dans les aimants REC33 pour 1 à 36 segments axiaux pour deux points de travail (92 et 125 A). Les résultats montrent que, grâce à la décroissance des pertes en $1/n$, il n'est pas nécessaire d'aller jusqu'à la segmentation maximale pour obtenir une réduction importante des pertes.

FIGURE 4.4. – Pertes au rotor calculées par EF 3-D pour plusieurs nuances d'aimants (Vac [2017a]) et niveaux de segmentation axiale.

4.1.4. Pertes mécaniques

Dans ce paragraphe, on distinguera deux types de pertes mécaniques : dans les paliers et par ventilation (ou pertes aérauliques). Ces dernières étant plus spécifique au cas des machines hautes vitesses.

Dans les paliers

Les pertes dans les paliers sont spécifiques à la technologie utilisée. Nous nous intéresserons uniquement au calcul des pertes dans les roulements à billes. Ces calculs sont complexes et dépendent notamment des dimensions des roulements, des précisions d'usinage et de la pré-contrainte appliquée. Dans notre cas, on modélisera les pertes dans les paliers P_{bea} (W) plus simplement par la relation (4.15).

$$P_{bea} = T_{fr}\omega^\alpha \quad (4.15)$$

où T_{fr} est la friction statique (N.m), ω la vitesse de rotation (rad/s) et α une puissance déterminé empiriquement. Pour les pré-dimensionnement, on prendra $\alpha = 1$.

On prendra en première approximation des valeurs issues de l'expérience de l'entreprise qui pourront ensuite être précisées par des mesures expérimentales. Ainsi, on prendra $T_{fr} = 0,003$ N.m et $\alpha = 1$ par roulement. À titre d'exemple, le niveau de pertes pour un guidage composé de deux roulements à billes à 150 000 tr/min est de :

$$\begin{aligned}
 P_{bea} &= T_{fr}\omega^\alpha \\
 &= 2 \times 0,003 \times (2\pi/60 \times 150000)^1 \\
 &\approx 94 \text{ W}
 \end{aligned}$$

Pour limiter ces pertes, il faut utiliser pour la lubrification une huile ou une graisse adaptés et les roulements doivent être assemblés avec une grande précision.

Par ventilation (*windage loss*)

Les pertes par ventilation (ou pertes par friction aéraulique ou *windage loss* en anglais) peuvent être calculées en utilisant l'équation (4.16) présentée dans Vrancik [1968]. La Figure 4.5 présente le paramétrage du rotor et de l'entrefer pour le calcul de ces pertes.

$$P_{flu} = \pi C_d \rho r^4 \omega^3 l_r \quad (4.16)$$

où ρ est la masse volumique (kg/m^3) du fluide dans l'entrefer, r le rayon (m) du rotor, ω sa vitesse de rotation (rad/s) et l_r sa hauteur (m). Le coefficient de pertes par friction C_d (sans dimension) est défini selon

$$\frac{1}{\sqrt{C_d}} = a + b \ln \left(\text{Re} \sqrt{C_d} \right) \quad (4.17)$$

où a et b sont des constantes empiriques qu'on prendra respectivement égales à 2,040 et 1,768 comme proposé dans Vrancik [1968]. Le nombre de Reynolds Re (sans dimension) est quant à lui défini par :

$$\text{Re} = \frac{\rho}{\nu_d} r \omega \delta \quad (4.18)$$

où ν_d est la viscosité dynamique (Pa.s) du fluide et δ l'entrefer mécanique. Finalement, pour calculer la valeur de C_d , on peut utiliser un algorithme numérique de recherche de racine ou utiliser la fonction W de Lambert (Weisstein [2017b]) et ainsi obtenir la relation suivante :

$$C_d = \left[b W \left(\text{Re} \frac{e^{a/b}}{b} \right) \right]^{-2} \quad (4.19)$$

On notera que la viscosité dynamique et la masse volumique du fluide dépendent de la température. Cependant, cet effet ne sera pas abordé dans les dimensionnements des machines présentées.

Les équations présentées permettent de rendre compte des pertes aérauliques dans le cas des rotors lisses et pour un entrefer radial constant. D'autres modèles présentés dans la littérature permettent de calculer ces pertes pour des rotors saillants (mécaniquement) (Vrancik [1968]), pour des entrefers axiaux comme présenté par Saari [1998] et en faisant la distinction entre écoulement laminaire et turbulent.

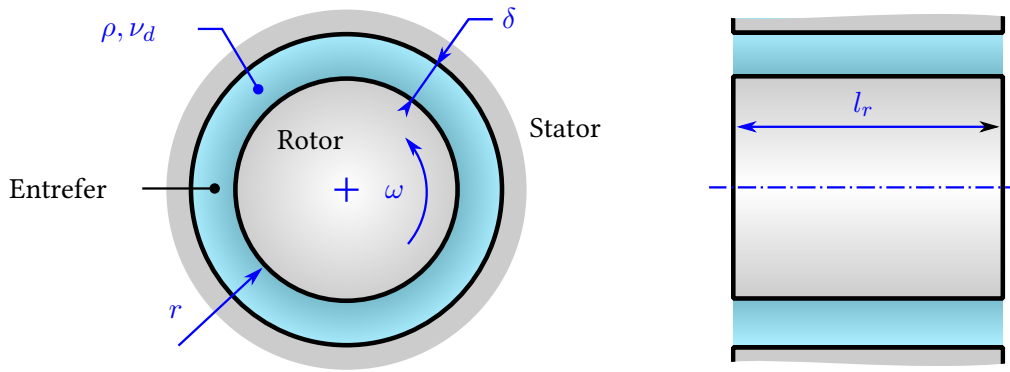


FIGURE 4.5. – Paramétrage du rotor pour le calcul des pertes aérauliques (*windage loss*).

4.1.5. Pertes supplémentaires

Les pertes supplémentaires représentent toutes les pertes qui n'ont pas été prises en compte dans les paragraphes précédents. On peut lister par exemple :

1. de manière générale, tous les écarts liés aux différences entre modélisation et pertes réelles ;
2. les pertes par courants induits :
 - a) Dues au bobinage : les courants circulant dans le bobinage de la machine peuvent induire des pertes dans le boîtier s'il est constitué d'un matériau conducteur ;
 - b) Dues aux aimants : ils peuvent induire des courants dans le boîtier et dans le bobinage (notamment dans le cas des machines sans encoches).

4.2. Bilan de puissance du système machine – convertisseur

Les convertisseurs classiquement utilisés dans l'automobile sont des onduleurs de tension triphasés à 2 niveaux tels que celui présenté sur la Figure 4.6. Ils sont généralement constitués de composants semi-conducteurs de type MOSFET et diode (groupe de composants T_1 à T_6 sur la Figure 4.6). L'étude de ce type de convertisseur à des fréquences de découpages élevées peut se révéler particulièrement longue en utilisant des outils de simulation numérique classiques. Le but de l'étude présentée est de fournir un modèle rapide de pertes dans le convertisseur que l'on pourra coupler au modèle de machine électrique présenté dans le chapitre 2 pour finalement obtenir un modèle de pertes globales.

Cette partie est essentiellement tirée de [Gerber et al. \[2016\]](#). Ce travail tardif dans le déroulement de la thèse n'a pas été intégré dans les dimensionnements de machines présentés dans les paragraphes suivants. Néanmoins, le sujet mérite d'être abordé car le calcul global des pertes du système machine – convertisseur est un sujet important qui est assez peu développé dans la littérature.

Dans cette partie, nous commencerons par présenter les deux stratégies de modulation employées et la méthode de calcul harmonique des courants dans l'onduleur. Ensuite, Nous pré-

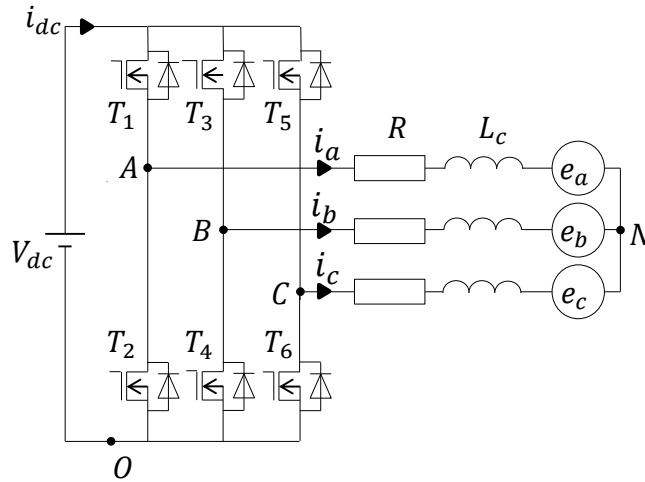


FIGURE 4.6. – Représentation schématique de l'onduleur et du moteur.

senterons le modèle de pertes utilisé pour les MOSFETs et les diodes. Enfin, nous présenterons le couplage entre le modèle de pertes de l'onduleur et de la machine ainsi que les résultats obtenus à travers un cas d'étude.

4.2.1. Modèle de l'onduleur

Les onduleurs de tension contrôlés en pilotage de tension sinusoïdale seront modélisés dans cette section. On décrira tout d'abord les stratégies de modulation employées puis une étude harmonique permettra de déterminer les évolutions des courants en fonction des états des interrupteurs supérieurs (T_1 , T_3 , et T_5 sur la Figure 4.6) et inférieurs (T_2 , T_4 , et T_6 sur la Figure 4.6). Ce modèle a été développé avec les hypothèses suivantes :

1. les moteurs étudiés sont des moteurs synchrones à aimants permanents ;
2. le rotor de cette machine est lisse, les inductances L_d et L_q sont alors égales⁵ ;
3. les machines étudiées ne sont pas saturées. La valeur de l'inductance reste constante et égale à l'inductance cyclique qu'on notera L ;
4. les machines étudiées sont connectées en étoile pour éviter les courants de recirculation et les pertes qui peuvent apparaître avec les déséquilibres de grandeurs de phase et par les harmoniques de force contre-électromotrice.

Stratégies de modulation

Les références de tension sinusoïdales issues directement du contrôle ne permettent pas une utilisation optimale de la tension mise à disposition sur le bus DC. Afin de pallier ce problème, des séquences homopolaires de tension (qui ne génèrent pas de courant) sont classiquement ajoutées aux références de tension sinusoïdales. Dans l'étude présentée, on utilisera deux types

5. Inductances sur les axes d et q dans le référentiel de Park.

de modulation sur ce principe. La première méthode utilisée est de type modulation vectorielle et on la notera SV PWM (*Space Vector Pulse Width Modulation*). Elle s'effectue comme présenté dans Hava et al. [1998] en injectant une séquence homopolaire v_0 de la forme :

$$v_0 = \frac{1}{2} [\max(v_a, v_b, v_c) + \min(v_a, v_b, v_c)] \quad (4.20)$$

où v_a, v_b et v_c les tensions de phase (V). La seconde méthode est une surmodulation discontinue qu'on notera GD PWM (*General Discontinuous PWM*) permettant de vérouiller les références de tensions sur un tiers de la période électrique. Cette méthode permet la réduction des pertes par commutation. On calculera v_0 tel que :

$$v_0 = \begin{cases} 1 - \max(v_a, v_b, v_c) & , \text{ si } \max(v_a, v_b, v_c) + \min(v_a, v_b, v_c) \geq 0 \\ -1 - \min(v_a, v_b, v_c) & , \text{ si } \max(v_a, v_b, v_c) + \min(v_a, v_b, v_c) < 0 \end{cases} \quad (4.21)$$

La Figure 4.7 présente les formes des tensions de références pour les deux méthodes de modulation. Les références de tensions sinusoïdales sont ensuite comparées avec un signal triangulaire haute fréquence nommé porteuse et noté p . Sa formulation est la suivante :

$$p = \frac{2}{\pi} \arcsin [\sin(2\pi f_{pwm} t)] \quad (4.22)$$

Par comparaison entre les références surmodulées de tension des phases et la porteuse, les ordres q_1, q_3, q_5 sont générés tel que :

$$q = \begin{cases} 0 & , \text{ si } réf \geq p \\ 1 & , \text{ si } réf < p \end{cases} \quad (4.23)$$

Les tensions de phase sans homopolaire v_a, v_b, v_c sont alors déterminées en fonction des ordres q_1, q_3, q_5 des interrupteurs supérieurs T_1, T_3 , et T_5 et de la tension de bus V_{DC} de la manière suivante :

$$\begin{pmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{pmatrix} = \frac{2}{3} V_{DC} \begin{pmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ -1/2 & 1 & -1/2 \\ -1/2 & -1/2 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} q_1 \\ q_3 \\ q_5 \end{pmatrix} \quad (4.24)$$

Calcul des courants

À partir des tensions de phases calculées dans la section précédente, nous déterminons les harmoniques de courant circulant dans les phases de la machine. On commencera par écrire l'équation de tension classique :

$$v = Ri + L \frac{di}{dt} + e \quad (4.25)$$

où R, L sont respectivement la résistance de phase et l'inductance cyclique et e la force contre électromotrice (*Back-EMF*). On ré-écrit ensuite cette expression sous forme harmonique complexe :

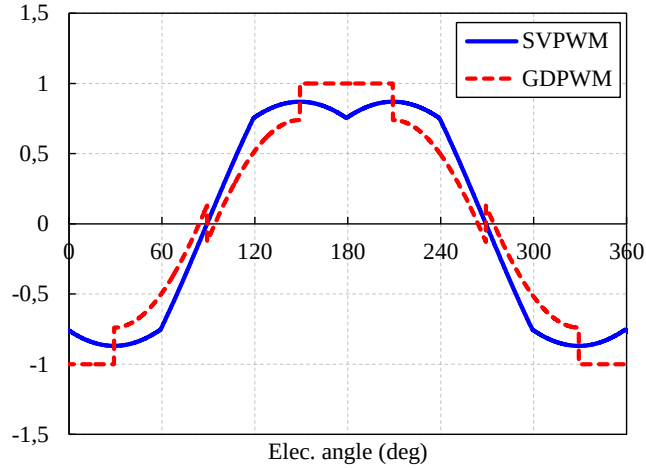


FIGURE 4.7. – Tensions de références pour le mode SV et GD PWM.

$$\sum_{k=1}^{\infty} \underline{V}_k = \sum_{k=1}^{\infty} (R + jkL\omega) \underline{I}_k + \sum_{k=1}^{\infty} \underline{E}_k \quad (4.26)$$

avec ω la pulsation électrique (rad/s). Ainsi, pour chaque harmonique, on obtient finalement l'expression des courants de phases :

$$\underline{I}_k = \frac{\underline{V}_k - \underline{E}_k}{R + jkL\omega} \quad (4.27)$$

4.2.2. Modèle de pertes dans l'onduleur

A partir des tensions et courants de phase, on peut désormais calculer les pertes dans l'onduleur en déterminant les courants et les tensions aux bornes des interrupteurs de puissance. Les pertes dans l'onduleur constitué de six interrupteurs sont données par :

$$P_{EL} = 6 \left(\underbrace{P_{M,cd} + P_{M,cm}}_{P_{MOS}} + \underbrace{P_{D,cd} + P_{D,rr}}_{P_{DIODE}} \right) \quad (4.28)$$

où les pertes dans un MOSFET P_{MOS} sont notées $P_{M,cd}$ pour les pertes par conduction et $P_{M,cm}$ pour les pertes par commutation et P_{DIODE} les pertes dans la diode avec $P_{D,cd}$ les pertes par conduction et $P_{D,rr}$ les pertes par recouvrement. Les équations (4.31) à (4.34) donnent l'expression de ces pertes.

$$p_{M,cd} = R_{DS,on} i_D^2 \quad (4.29)$$

$$p_{M,cm} = \frac{1}{T_{on}} \int_{t_{on}}^{t_{on}+T_{on}} v_{DS} i_D dt + \frac{1}{T_{off}} \int_{t_{off}}^{t_{off}+T_{off}} v_{DS} i_D dt \quad (4.30)$$

et :

$$P_{M,cd} = \frac{1}{T} \int_0^T p_{M,cd} dt \quad (4.31)$$

$$P_{M,cm} = \frac{1}{T} \int_0^T p_{M,cm} dt \quad (4.32)$$

avec t_{on} , t_{off} les instants de commutation, T_{on} , T_{off} les durées de commutation, T la période électrique, $R_{DS,on}$ la résistance du MOSFET lorsqu'il est passant et v_{DS} , i_D respectivement la tension et le courant instantanés de drain.

$$P_{D,cd} = \frac{1}{T} \int_0^T V_f i_f dt \quad (4.33)$$

$$P_{D,rr} = \frac{1}{2} Q_{rr} V_{DC} f_{pwm} \quad (4.34)$$

avec V_f , I_f respectivement la chute de tension et courant à travers la diode, Q_{rr} la charge de recouvrement, V_{DC} la tension de bus et f_{pwm} la fréquence de découpage PWM. Les valeurs de $R_{DS,on}$ et Q_{rr} sont données par le fabricant du composant utilisé tandis que les valeurs de tension et courant sont calculées à partir du modèle présenté dans le paragraphe précédent.

4.2.3. Couplage machine – onduleur

Le couplage entre les deux modèles est schématisé sur la Figure 4.8. On peut résumer les différentes étapes de la manière suivante :

1. on commence par choisir les paramètres de la simulation (géométrie, matériaux, composants, etc.);
2. on utilise ensuite le modèle de machine pour calculer les paramètres K_t (constante de couple, tension induite), R et L ;
3. Ces paramètres sont ensuite utilisés pour calculer les courants de phases;
4. Enfin, ces courants sont utilisés dans les deux modèles (machine et onduleur) pour calculer les pertes et le rendement de la chaîne globale.

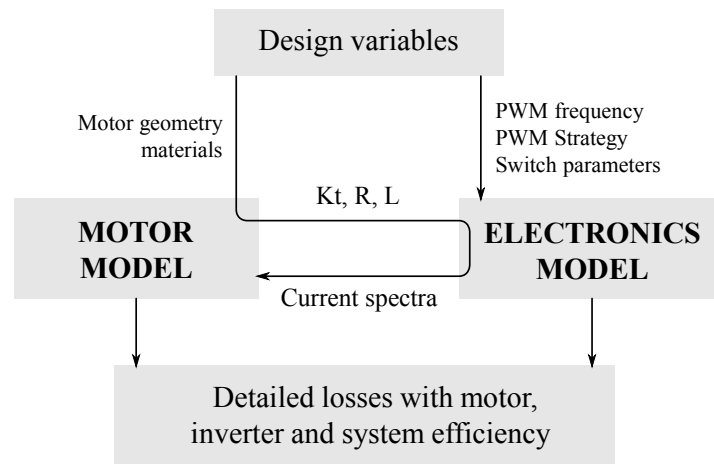


FIGURE 4.8. – Schéma de couplage entre le modèle de convertisseur et le modèle analytique de machine électrique.

4.2.4. Cas d'étude

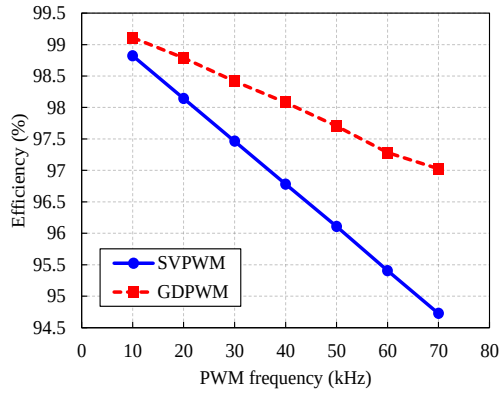
La Figure 4.9 présente les résultats d'un cas étudié dans Gerber et al. [2016]. Il s'agissait ici d'examiner pour les deux types de modulation présentées et en fonction de la fréquence PWM les pertes dans le système machine – onduleur. Les sous-figures a, b et c présentent successivement les rendements obtenus dans l'onduleur, dans la machine et dans le système complet. Les principales remarques que l'on peut formuler sur ces résultats sont :

1. le rendement de l'onduleur diminue avec la fréquence PWM et la stratégie GD PWM permet d'obtenir un bon rendement ;
2. le rendement de la machine augmente rapidement avec la fréquence PWM du fait de l'impact de la qualité des formes de courant sur la diminution des pertes rotoriques. La SV PWM est légèrement plus performante sur toute la plage de fréquence ;
3. pour le système complet, la GD PWM est plus performante et il existe un optimum de rendement dans le cas étudié qui se situe environ à 20 kHz.

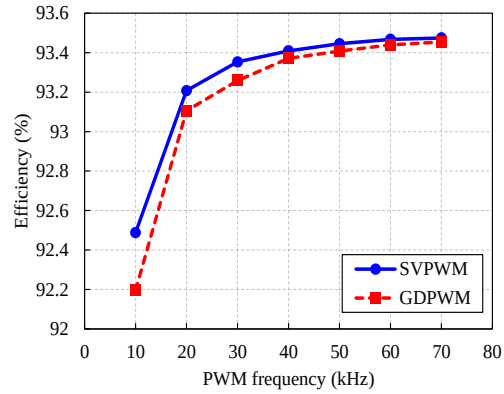
En résumé, ces résultats montrent qu'on peut trouver une fréquence PWM optimale pour un système donné et que le choix de cette fréquence permet d'agir sur la localisation des pertes (machine ou onduleur). Ce dernier élément est important si l'on imagine une application où l'évacuation des pertes du système pourrait être problématique sur l'un ou l'autre élément du système. La GD PWM est globalement plus performante sauf pour la machine mais dans ce cas son effet est plus limité.

4.3. Sélection et comparatif des topologies

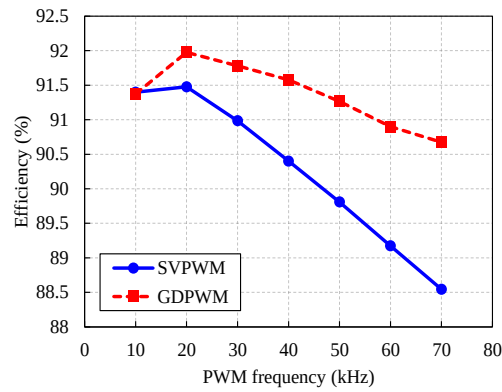
Cette partie présente les étapes de sélection et de calcul des topologies de machines menant à la réalisation de trois prototypes de machines électriques d'assistance à la turbocompression.



(a) Rendement de l'onduleur en fonction de la fréquence PWM pour les modes SV et GD PWM. Le mode GD PWM est beaucoup plus performant à haute fréquence



(b) Rendement de la machine en fonction de la fréquence PWM pour les modes SV et GD PWM. Le rendement augmente rapidement et le mode SV PWM est légèrement plus performant



(c) Rendement du système machine – onduleur en fonction de la fréquence PWM pour les modes SV et GD PWM. On observe un optimum pour les deux méthodes de modulation aux alentours de 20 kHz

FIGURE 4.9. – Rendement du système en fonction de la fréquence PWM pour les modes SV et GD PWM

Au cours de ce travail de thèse, l'idée principale a été de trouver les structures les plus adaptées à la réalisation de machines haute vitesse en général et pour la turbocompression électrique en particulier. Pour cela, cinq structures de machines électriques à aimants permanents montés en surface ont été retenues et trois d'entre elles ont été optimisées et prototypées dans le chapitre 5. Cette partie présentera de manière synthétique les raisonnements, les méthodes employées et les résultats du comparatif des cinq topologies étudiées.

La partie s'organise de la manière suivante : dans un premier temps, nous décrirons les matériaux utilisés pour les simulations EF en indiquant quelques éléments spécifiques aux machines hautes vitesses. Ensuite, le pré-dimensionnement de la frette sera présenté pour obtenir une première valeur cohérente servant de base commune au comparatif. Enfin, nous présenterons les topologies étudiées, les paramètres de variation utilisés et les résultats du comparatif.

4.3.1. Matériaux

Ce paragraphe décrit succinctement les matériaux utilisés dans les machines électriques en général. Il s'attache aussi à présenter les matériaux employés pour la conception des machines haute vitesse (avec notamment les frettes) et qui seront utilisés pour les simulations EF entreprises.

Stator

Le stator doit être constitué d'un matériau magnétique doux adapté aux hautes fréquences ([Waeckerle \[2015b\]](#)). Ils existent un grand nombre de matériaux aux propriétés différentes pouvant être utilisés pour cette fonction, on peut citer par exemple :

1. **les tôles en alliages de fer – silicium (FeSi) à grains non-orientés** ([Waeckerle \[2015a\]](#)) : ces matériaux sont les plus utilisés pour la réalisation de stators de machines électriques. Le niveau de pertes en fréquence peut être diminué par l'ajout de silicium et par la diminution de l'épaisseur de la tôle. On utilisera typiquement des nuances de type M270-35A (353 W/kg @ 1 T et 2 500 Hz) et de meilleure qualité telles que NO20 (200 W/kg @ 1 T et 2 500 Hz) jusqu'à NO10 (119 W/kg @ 1 T et 2 500 Hz) ([Cogent \[2017\]](#));
2. **les matériaux magnétiques composites doux (Soft Magnetic Composites, SMC)** : ces matériaux sont réalisés à partir de poudres magnétiques frittées. Contrairement aux tôles en FeSi, la liberté de forme qu'on peut leur donner permet de les utiliser par exemple dans les machines à flux transverse⁶ (Somaloy® d'Höganäs ([Hoganäs \[2017\]](#)));
3. **les matériaux amorphes** ([Perron \[1997\]](#)) : matériaux performants à haute et très haute fréquence et présentant des pertes magnétiques faible (plus de 10 fois plus faible que pour les alliages Fe-Si). Le matériau se présente habituellement sous forme de ruban et est relativement fragile. La liste suivante présente quelques exemples de produits : VITROVAC de Vacuumschmelze ([Vac \[2017b\]](#)) et Metglas® de Hitachi Metals ([Hitachi \[2017\]](#));
4. **les matériaux nanocristallins** ([Perron \[1997\]](#)) : meilleurs que les amorphes mais plus fragiles mécaniquement. On pourra trouver dans le commerce les produits suivants : VI-

6. Les chemins de flux dans ces machines étant 3-D, l'utilisation de tôles n'est pas adapté.

TROPERM de Vacuumschmelze (Vac [2017a]), Nanophy® d'Aperam (Aperam [2017]) ou encore FINEMET® de Hitachi Metals (Hitachi [2017]).

Du fait de leur coût et de la difficulté à les mettre en forme, les matériaux amorphes et nanocristallins sont aujourd'hui utilisés dans des domaines précis tels que les transformateurs haute fréquences ou les filtres EMI (*ElectroMagnetic Interference*). En ce qui concerne les machines hautes vitesses, ils sont encore très peu utilisés.

Pour les dimensionnements présentés, le matériau utilisé sera exclusivement du Fe-Si NO20. Ce choix permet un bon compromis entre coût et performance.

Aimant

Les aimants font partie des éléments les plus importants de notre étude. Ils en existent de nombreuses nuances avec notamment Degauque [2001], Le Breton et al. [2015] : ferrites ($\text{BaFe}_{12}\text{O}_{19}$, $\text{SrFe}_{12}\text{O}_{19}$), samarium cobalt ($\text{Sm}_2\text{Co}_{17}$, SmCo_5), samarium fer azote ($\text{Sm}_2\text{Fe}_{17}\text{N}_3$), néodyme fer bore ($\text{Nd}_2\text{Fe}_{14}\text{B}$) et aluminium nickel cobalt (AlNiCo 5, AlNiCo 8). Les aimants les plus couramment utilisés pour les machines électriques hautes performances sont naturellement les aimants à fortes densités d'énergies ($(BH)_{\max}$ important) tels que les $\text{Nd}_2\text{Fe}_{14}\text{B}$ (qu'on appellera désormais simplement NdFeB) et les $\text{Sm}_2\text{Co}_{17}$ (qu'on appellera désormais simplement SmCo).

On trouvera les caractéristiques physiques classiques⁷ des aimants NdFeB et SmCo dans Pyrhonen et al. [2008] (p. 206). Le Tableau 4.4 présente deux caractéristiques élémentaires des aimants : la rémanence (B_R) et le coefficient thermique pour la rémanence (modification du B_R en %/K). Ces deux caractéristiques nous permettent de faire une remarque importante : l'utilisation de l'un ou l'autre aimant est conditionné par la température d'utilisation du système. En effet, les deux aimants n'ayant pas le même coefficient thermique, il existe un point en température où la valeur de leur B_R est identique. Ainsi, si le souci du concepteur pour son application est uniquement la rémanence de l'aimant, il sera préférable d'utiliser du SmCo à partir d'une certaine température.

Frette

Les matériaux utilisés pour la fonction de frette doivent répondre à plusieurs contraintes :

1. ils doivent être résistants ($\sigma_y \nearrow$) pour supporter les efforts centrifuges et la pré-contrainte à appliquer aux aimants ;
2. ils doivent être légers ($\rho \searrow$) pour limiter l'inertie du rotor et ne pas pénaliser l'accélération de la machine ;
3. ils doivent avoir une faible conductivité ($\sigma \searrow$) pour limiter les courants induits.

Des critères de performances peuvent nous aider à sélectionner les bons matériaux⁸. Cependant, c'est souvent le coût, les modes d'assemblages et le calcul de résistance des matériaux qui

7. Le domaine évoluant constamment, il est important de se renseigner auprès des fournisseurs d'aimants (Bomatec, Arnold Magnetic Technologies, Vacuumschmelze, Hitachi, etc.) pour obtenir les caractéristiques les plus récentes.

8. Comme le facteur E/ρ ou σ_y/ρ des diagrammes d'Ashby.

TABLE 4.4. – Caractéristiques élémentaires des aimants NdFeB et SmCo. Les valeurs indiquées viennent du catalogue de Vacuumschmelze (Vac [2017a])

	B_R (T)			α (%/K)		
	min.	moy.	max.	min.	moy.	max.
NdFeB	1,08	1,27	1,47	-0,120	-0,099	-0,040
SmCo	0,90	1,05	1,12	-0,090	-0,033	-0,030

	T_{max} (°C)			ρ_e^* ($\times 10^{-6} \Omega.m$)		
	min.	moy.	max.	min.	moy.	max.
NdFeB	50	160	250	1,2	1,40	1,60
SmCo	230	310	350	0,65	0,80	0,95

* Pour le NdFeB, la valeur dépend fortement du sens de l'anisotropie.

TABLE 4.5. – Propriétés des matériaux utilisés pour la frette. $\sigma_{c,y}$ est la limite élastique du matériau.

	σ_y (MPa)	E (GPa)	ν (n/a)	ρ_m (kg/m ³)	ρ_e ($\times 10^{-6} \Omega.m$)
Inconel 718 (INC718)	1240	205	0,3	8210	1,2
Fibre de carbone (CFK 411)	2200	135	0,3	1550	30
Fibre de verre (GFK 411)	1200	45	0,3	1900	∞
Alliage de titane (TA6V)	1150	110	0,34	4500	1,7

nous permettrons de juger de la réelle qualité du matériau par rapport à l'application étudiée. Dans notre cas, les matériaux que nous avons retenus sont présentés dans le Tableau 4.5.

Le calcul des pertes au rotor avec la frette devra être systématique car selon certains auteurs, l'effet de filtre magnétique que procure la frette peut entraîner une diminution des pertes rotoriques globales (Tuysuz et al. [2013]). Cet effet est difficile à utiliser en pratique car il demande un calcul précis de l'épaisseur du filtre qui est souvent dépendant de l'application. En général, ce n'est pas la frette de maintien des aimants qui fait office de filtre mais une couche additionnelle de très faible épaisseur et de conductivité élevée (typiquement un dépôt de cuivre).

Les calculs menés pendant la thèse n'ont pas permis de mettre en avant une diminution notable des pertes rotoriques globales en utilisant cet effet de filtre. Néanmoins, les pertes peuvent être déplacées de l'aimant vers la frette ce qui procure l'avantage d'une meilleure dissipation thermique.

TABLE 4.6. – Valeurs des coefficients thermiques α_R et α_B utilisés dans les simulations.

	α_R	α_B
	(%/K)	(%/K)
Cuivre	+0,390	–
NdFeB	0	–0,100
SmCo	0	–0,035

Influence de la température

Dans les simulations, on actualisera si nécessaire les valeurs de résistance du bobinage et de rémanence de l'aimant en fonction de la température selon les formules suivantes :

$$R(T) = R_0 \left(1 + \frac{\alpha_R}{100} \Delta T \right) \quad (4.35)$$

$$B_R(T) = B_{R,0} \left(1 + \frac{\alpha_B}{100} \Delta T \right) \quad (4.36)$$

où R_0 , $B_{R,0}$ sont respectivement les valeurs de résistance et de rémanence à une température connue T_0 (par exemple à 20°C), ΔT la variation de température ($\Delta T = T - T_0$), α_R et α_B (%/K) les coefficients thermiques associés à R et B_R . Le Tableau 4.6 donne les valeurs des coefficients α_R et α_B utilisées pour les différents matériaux.

4.3.2. Pré-dimensionnement de la frette

Pour pouvoir réaliser le comparatif entre les cinq topologies, nous avons choisi l'épaisseur de la frette pour qu'elle soit capable de contenir toute la masse d'un rotor constitué d'un aimant plein qui viendrait à casser. Cela correspond à considérer que l'aimant viendrait presser de toute sa masse contre la paroi de la frette. Pour cela, nous avons choisi de modifier les propriétés physiques de l'aimant pour qu'il s'apparente à un liquide (module d'Young E très faible et coefficient de Poisson ν proche de 0,5), puis nous avons utilisé le modèle présenté dans le chapitre 3 pour calculer la résistance de la frette.

Le travail a été effectué pour différents matériaux envisageables pour la frette dont les propriétés sont listées dans le Tableau 4.5. Les calculs ont été effectués pour les deux nuances d'aimant dont les propriétés sont indiquées dans le Tableau 4.7. Comme affirmé précédemment, pour ce calcul spécifique, nous avons modifié les valeurs de E et ν pour les aimants en les fixant respectivement à 0,001 GPa et 0,5.

Les résultats de cette étude sont présentés sur la Figure 4.10 pour le cas du SmCo et pour un rayon d'aimant variant de 6 à 12 mm. La frette en fibre de carbone (CFK 411) offre la plus faible épaisseur tandis que l'Inconel 718 (INC718) semble être le plus mauvais choix. Ces courbes obtenues pourront être interpolées pour être manipulées plus facilement dans le logiciel de simulation EF.

TABLE 4.7. – Propriétés du matériau utilisé pour l'aimant. $\sigma_{y,t}$ et $\sigma_{y,c}$ sont respectivement les limites élastiques en traction et compression du matériau.

	$\sigma_{y,t}/\sigma_{y,c}$	E	ν	ρ
	(MPa)	(GPa)	(n/a)	(kg/m ³)
NdFeB	80/600	140	0,3	7700
SmCo	50/400	140	0,3	8400

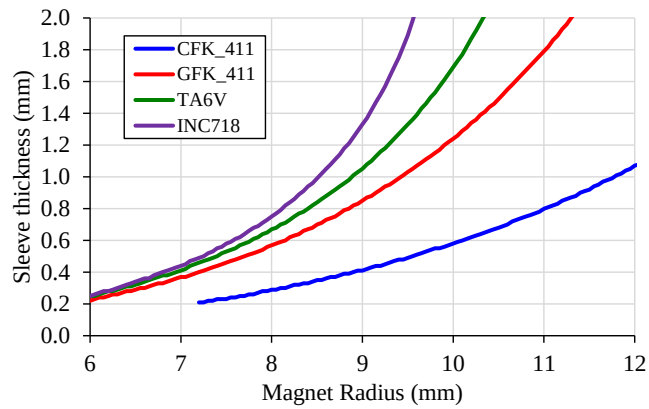


FIGURE 4.10. – Épaisseur de la frette pour un aimant en SmCo. L'épaisseur est calculée pour 120 % de la vitesse nominale soit 180 000 tr/min et avec le modèle d'aimant « souple » présenté.

4.3.3. Présentation des topologies candidates

Les topologies envisageables pour réaliser le turbocompresseur électrique devaient a priori respecter deux principaux critères :

1. **une paire de pôles** : des études préliminaires ont montrées que les solutions à deux paires de pôles seraient moins performantes pour la spécification visée ;
2. **une construction simple du stator** : l'assemblage du stator et de son bobinage doit être simple⁹. Il faudra donc limiter le nombre d'encoches, éviter les bobinages imbriqués et privilégier les bobinages concentrés autour des dents. Les aspects de construction seront abordés plus en détails lors de la réalisation des prototypes dans le chapitre 5.

La Figure 4.11 présente trois des cinq topologies retenues. La synthèse du raisonnement qui a mené aux choix de ces structures est le suivant :

1. à partir d'une topologie 6 / 4 (6 dents et 4 pôles) à encoches (slotted) modélisée dans le chapitre 2 et utilisée dans l'entreprise MMT, on passe à une topologie 6 / 2 (topologie 2 de la Figure 4.11b) pour répondre au critère numéro 1 précédent ;
2. la topologie 6 / 2 ayant un mauvais facteur de bobinage, on lui ajoute des isthmes de dent pour augmenter le flux d'aimant collecté et diminuer les pertes au rotor (très présentes sur la topologie 2) (topologie 3 de la Figure 4.11c) ;
3. en partant de cette troisième structure, on introduit ensuite une structure toroïdale qui permet d'améliorer le facteur de bobinage sans enchevêtrer les bobinages (topologie 1 de la Figure 4.11a). Nous avons aussi choisi cette structure pour nous permettre de tester une topologie sans encoches. Ce choix résulte de deux hypothèses qui seront validées par simulation et mesure : la diminution des pertes rotoriques et des émissions acoustiques de la machine.

La première partie de l'étude a donc consisté à comparer ces trois topologies pour en faire ressortir les avantages et inconvénients et sera présentée dans le paragraphe suivant.

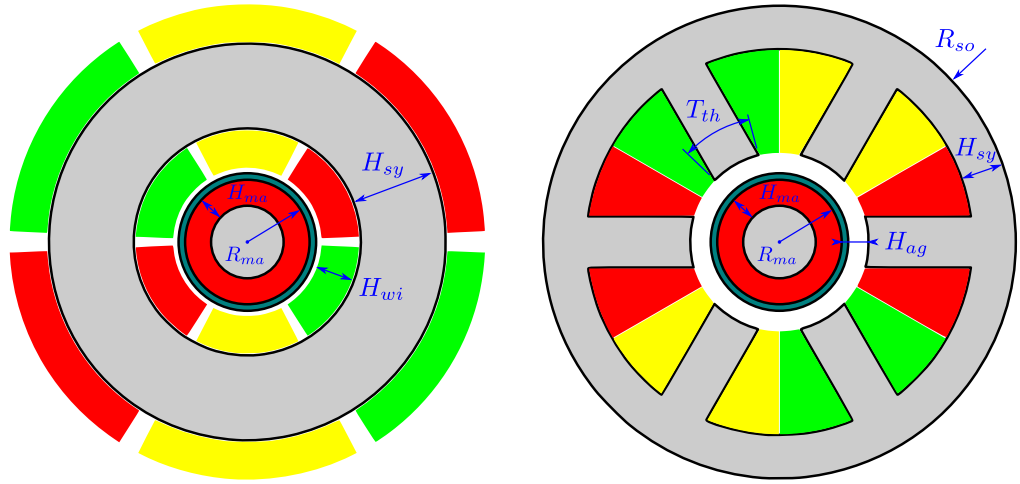
Dans un deuxième temps, nous avons voulu pousser les investigations concernant la topologie 1, pour cela :

1. nous avons proposé la topologie 4 (Figure 4.12a) qui présente une construction alternative à la topologie 1 plus simple à assembler. La topologie 4 est de forme hexagonale et constituée de plusieurs segments statoriques chacun associé à une bobine réalisée en dehors du stator ;
2. Enfin, sur la base de la topologie 4, la topologie 5 (Figure 4.12b) a été proposée pour tester une version à encoches de cette structure à bobinage toroïdal.

4.3.4. Paramétrage et résultats du comparatif

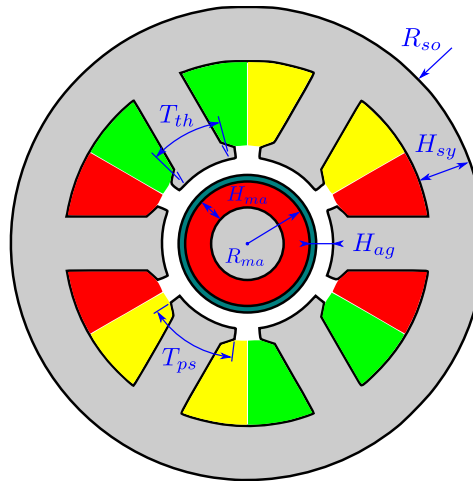
Les résultats présentés dans ce paragraphe sont issus en partie de [Gilson et al. \[2016\]](#). Les topologies 1 à 5 ont été comparées sur la base de la spécification de puissance / vitesse du turbo électrique (15 kW à 150 000 tr/min). Étant donné le nombre de structures à comparer, certaines

⁹. Cette notion assez vague signifie qu'il faudrait idéalement pouvoir comparer les coûts de fabrication (matières et procédés) des structures proposées.



(a) Topologie 1 : slotless toroïdale.

(b) Topologie 2 : slotted à dents droites.



(c) Topologie 3 : slotted à isthmes.

FIGURE 4.11. – Première série de topologies candidates.

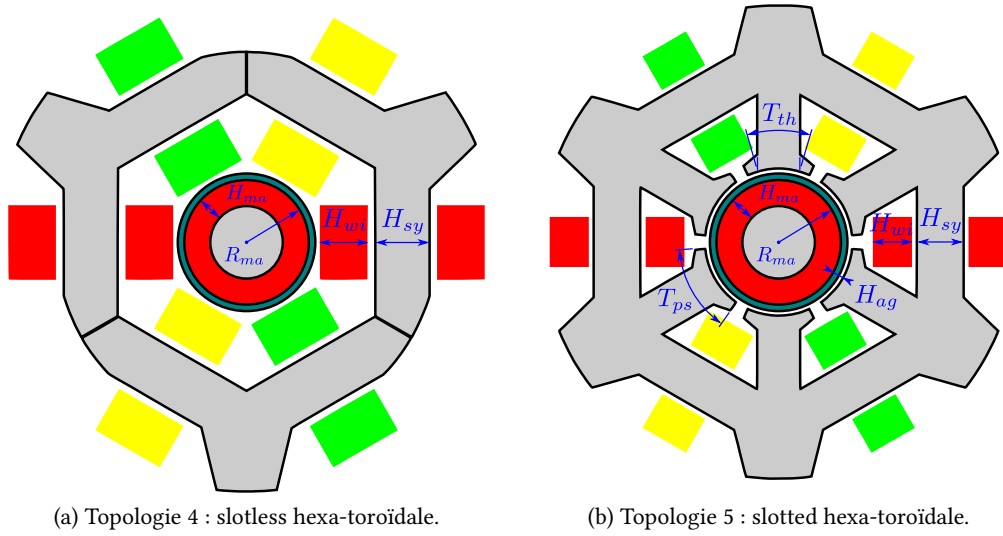


FIGURE 4.12. – Deuxième série de topologies candidates.

caractéristiques dimensionnelles ont été fixées pour limiter le nombre de paramètres à faire varier. Le comparatif a été réalisé à l'aide du logiciel de simulation Altair Flux® 2-D (Flux [2017]) et de son module de calcul transitoire. Deux séries de simulations ont été réalisées :

1. les topologies 1 à 3 ont été simulées avec un encombrement (rayon extérieur R_0 et longueur L_{st}) et des dimensions rotoriques (rayon extérieur R_{ma} et épaisseur d'aimant H_{ma}) fixées tels que présentés dans la ligne « série 1 » du Tableau 4.8 ;
2. les topologies 3 à 5 ont été simulées avec une longueur (L_{st}) et des dimensions rotoriques (R_{ma} , H_{ma}) fixées tels que présentés dans la ligne « série 2 » du Tableau 4.8. Par rapport à la première série de simulations, la longueur du stator et le rayon du rotor ont été réduits. Le rayon extérieur R_0 , quant à lui, a été partiellement contraint. Pour cette deuxième série de simulations, le choix de diminuer la longueur du stator et le rayon du rotor a été motivé par les considérations du chapitre 3 sur la dynamique des rotors (mode de flexion) et la résistance des matériaux (vitesse périphérique).

Ensuite, nous avons choisi de faire varier les paramètres présentés dans le Tableau 4.9 et de sélectionner la structure ayant le meilleur rendement ou présentant un bon compromis entre rendement et constante moteur. Bien que cette étude n'ait pas fait l'objet d'une optimisation complète, nous la pensons suffisamment large pour permettre un comparatif pertinent entre les différentes structures.

La synthèse des résultats est présentée dans le Tableau 4.10 pour la série 1. Ce tableau présente la meilleure configuration identifiée pour chaque topologie sur le critère du rendement.

La série de simulations no. 1 présente l'avantage de proposer des résultats en fonction du seul paramètre d'épaisseur de culasse statorique H_{sy} (sauf pour la topologie 3 où deux ouvertures d'isthmes sont investigués). Les résultats sont présentés sur les Figures 4.13 à 4.15 sous la forme de graphiques constante moteur / rendement en fonction de H_{sy} et de graphiques en secteurs

TABLE 4.8. – Principaux paramètres géométriques fixés pour les séries de simulations no. 1 et 2.

	R_0	L_{st}	R_{ma}	H_{ma}
	(mm)	(mm)	(mm)	(mm)
Série 1	50 [*]	80 [*]	12	5
Série 2	< 60	45 ^{**}	11	6

^{*} Le rayon et la longueur de la machine prennent en compte les têtes de bobines (encombrement total).

^{**} Dans ce cas, c'est la longueur du stator de la machine uniquement.

TABLE 4.9. – Principaux paramètres géométriques fixés pour les séries de simulations no. 1 et 2. La signification des paramètres est indiquée sur les Figures 4.11 et 4.12.

	H_{ag}	H_{sy}	H_{wi}	T_{ps}	T_{th}
	(mm)	(mm)	(mm)	(deg)	(deg)
Topologie 1		×	×	⁽¹⁾	
Topologie 2	×	×			×
Topologie 3	×	×		×	×
Topologie 4		×	×		
Topologie 5	×	×	×	×	×

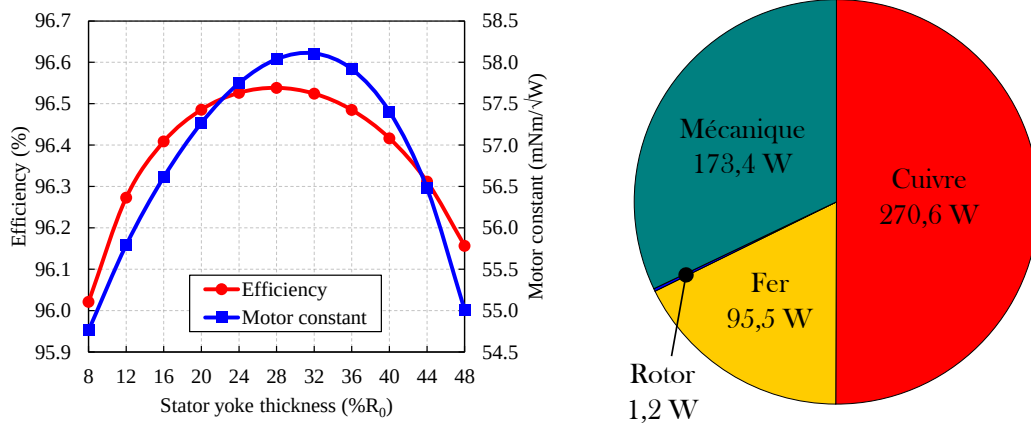
⁽¹⁾ Dépend de H_{sy} car l'encombrement est fixé pour la série 1.

⁽²⁾ Pour la série 1, l'entrefer a été fixé.

⁽³⁾ Dépend de H_{sy} pour la série 1. La largeur de la dent a été maintenue égale à l'épaisseur de la culasse statorique.

TABLE 4.10. – Résultats de la série de simulation no. 1. Constante moteur K_m , rendement η et densité massique de pertes pour les topologies optimisées 1, 2 et 3 (en **gras** la meilleure performance, en *italique* la plus mauvaise).

	η (%)	K_m (mNm/ $\sqrt{W}$)	Q_{Cu} (W/kg)	Q_{Fe} (W/kg)	Q_{rot} (W/kg)
Topologie 1	96,5	<i>58,1</i>	369	62	338
Topologie 2	<i>94,9</i>	67,5	<i>519</i>	180	412
Topologie 3	95,4	79,6	220	<i>260</i>	<i>469</i>



(a) Courbes de rendement η (Efficiency) et de constante moteur K_m (Motor constant) en fonction de l'épaisseur du stator H_{sy} (Stator yoke thickness).

(b) Répartition des pertes pour la structure optimale choisie ($H_{sy} = 32 \%R_0$).

FIGURE 4.13. – Résultats du calcul paramétrique pour la topologie 1 : slotless toroïdale.

pour la répartition des pertes.

De cette étude est ressorti que les topologies 1 et 3 présentaient des caractéristiques intéressantes : au niveau de la densité de couple pour la topologie 3 et du rendement pour la topologie 1. Il est intéressant de remarquer que la topologie 1 est la seule à présenter un optimum pour la constante moteur et le rendement dans une configuration presque similaire ($H_{sy} \simeq 30 \%$).

Les résultats pour la série de simulation no. 2 sont présentés dans le Tableau 4.11. Pour cette série, le nombre de paramètres étant plus important, nous n'avons pas réalisé de graphique synthétique comme dans le premier cas. Nous pouvons cependant formuler les observations suivantes : la topologie 3 présente la meilleure densité de couple tandis que la topologie 4 présente le meilleur rendement. La topologie 5 présente un bon compromis entre ces deux critères et affiche des résultats similaires à la topologie 3 tout en étant légèrement en dessous. Enfin, la topologie 4 présente une densité massique de pertes très élevée dans le cuivre et ne

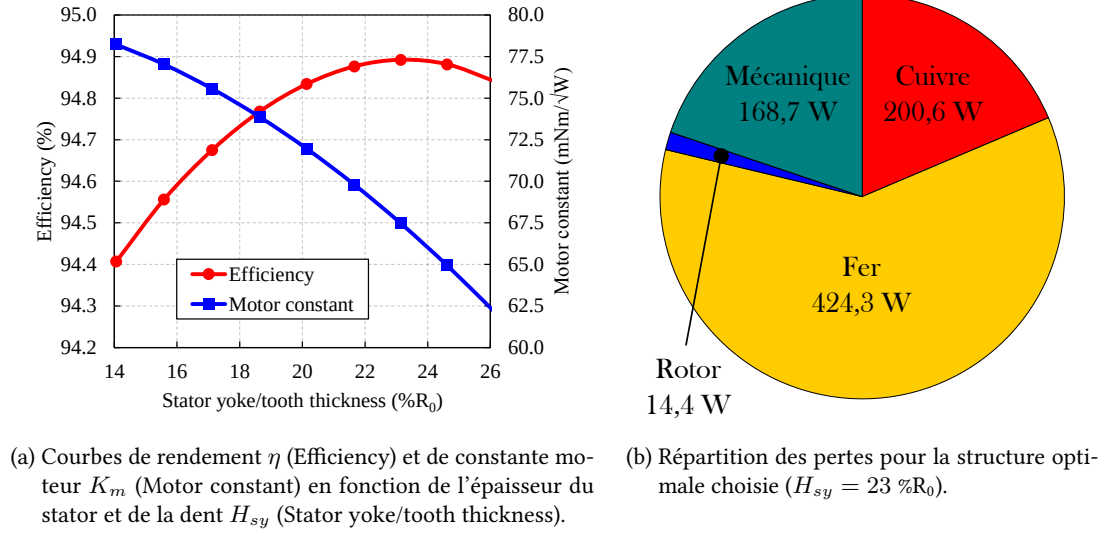


FIGURE 4.14. – Résultats du calcul paramétrique pour la topologie 2 : slotted à dents droites.

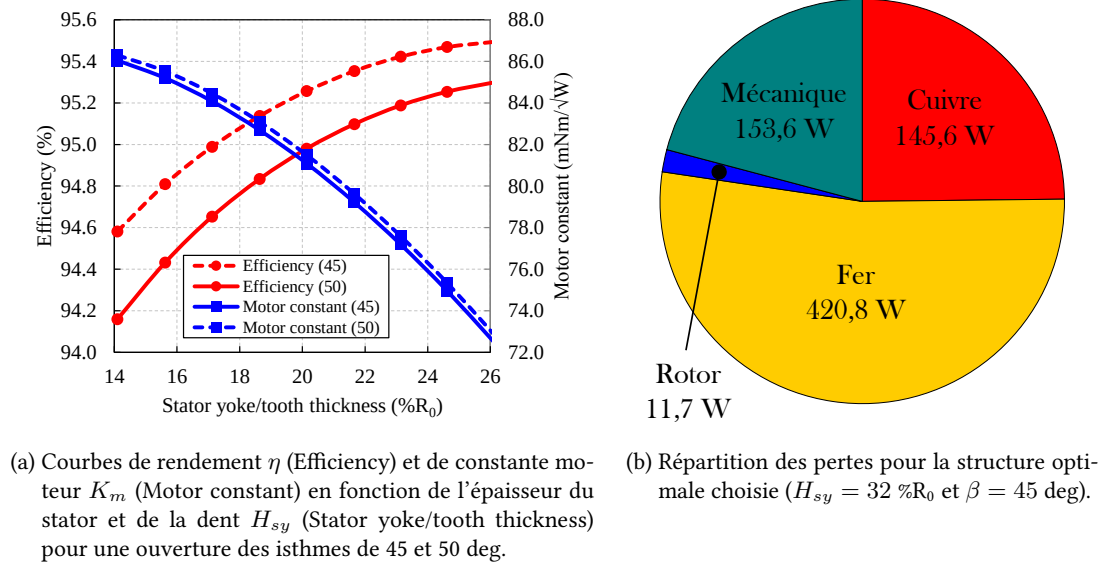


FIGURE 4.15. – Résultats du calcul paramétrique pour la topologie 3 : slotted à isthmes.

TABLE 4.11. – Résultats de la série de simulation no. 2. Constante moteur K_m , rendement η et densité massique de pertes pour les topologies optimisées 3, 4 et 5 (en **gras** la meilleure performance, en *italique* la plus mauvaise).

	η (%)	K_m (mNm/ $\sqrt{W}$)	Q_{Cu} (W/kg)	Q_{Fe} (W/kg)	Q_{rot} (W/kg)
Topologie 3	95,4	74,0	226	253	526
Topologie 4	95,6	<i>44,5</i>	<i>844</i>	138	422
Topologie 5	<i>95,2</i>	71,4	314	<i>422</i>	<i>548</i>

pourrait probablement pas fonctionner en régime continu sur la base de ces spécifications et dans cet encombrement.

4.4. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons cherché à explorer des topologies alternatives à celle présenté dans le chapitre 2 pour proposer la topologie la plus adaptée aux applications d'assistance à la turbocompression.

La première partie du chapitre s'est focalisée sur la description des méthodes employées pour calculer les pertes dans les machines électriques haute vitesse. Nous avons ainsi décrit les méthodes de calcul des pertes cuivre, des pertes fer et des pertes aérauliques qui seront utilisées dans le chapitre. Les pertes rotoriques ont été présentées et des recommandations de conception ont été proposées pour les limiter, notamment avec le choix de matériaux ayant une résistivité importante et l'augmentation de la valeur de l'entrefer. D'autres recommandations de conception ont été proposés avec : l'utilisation de fil de Litz (pertes cuivre AC) et l'utilisation de tôles fer – silicium de faible épaisseur (< 0,2 mm) ou de matériaux amorphes (pertes fer).

Le calcul des pertes dans le système machine – convertisseur a été abordé et nous a permis de mettre en avant l'importance du choix de la méthode de modulation et de la fréquence PWM sur le rendement global.

La deuxième partie du chapitre a présenté le raisonnement qui nous a permis de sélectionner cinq topologies que nous pensons adaptées à la problématique. Elles possèdent toutes une paire de pôles pour diminuer la fréquence fondamentale et six enroulements non imbriqués (bobines) pour faciliter la fabrication. Ces différentes topologies ont été comparées par EF sur la base du cahier des charges du turbo électrique (15 kW à 150 000 tr/min) et des calculs de pertes présentés.

Si aucune des structures ne présente la solution parfaite, ce comparatif nous a permis de nous orienter vers trois structures présentant des caractéristiques intéressantes : la topologie 3 pour sa constante moteur, la topologie 4 pour son rendement et la topologie 5 comme compromis entre ces deux critères. Les rendements calculés sont globalement supérieur à 95 %. Pour la suite de ce travail, nous avons choisi de poursuivre les investigations sur les topologies 3, 4 et 5.

Apports du chapitre

La liste suivante présente de manière synthétique les principaux apports du chapitre :

1. une présentation des modèles de pertes adaptés aux machines hautes vitesses ;
2. une méthode de calcul global des pertes dans le système machine – convertisseur ;
3. un comparatif entre cinq topologies de machines électriques adaptées à la haute vitesse incluant des recommandations de conception.

Chapitre 5.

Prototypage et mesures

Ce chapitre présente les calculs par éléments finis (EF) 2-D, la conception et les premières mesures effectuées sur les trois topologies de machines sélectionnées. Ces topologies ont été étudiées dans le chapitre 4 et sont rappelées sur la Figure 5.1 et associées aux prototypes qui seront décrits dans ce chapitre.

Ces structures ont été choisies pour leur densité de couple ou leur rendement mais aussi dans une optique d'industrialisation du produit. Sur ce dernier point, la liste suivante rappelle les principaux arguments :

1. le nombre de phases est de 3 pour assurer la compatibilité avec les onduleurs standards ;
2. le nombre de paire de pôles est de 1 pour diminuer la fréquence fondamentale et réduire la fréquence des courants statoriques. L'utilisation d'une paire de pôles est aussi recommandée pour faciliter le processus d'aimantation ¹ ;
3. Les stators des différentes machines sont constitués de plusieurs pôles indépendants et construits à partir de tôles NO20. Ces pôles sont ensuite assemblés pour former le stator complet ;
4. un faible nombre d'enroulements non imbriqués (bobines) a été choisi pour faciliter l'opération de bobinage et six bobines ont été préférées plutôt que trois pour empêcher l'apparition de forces tournantes et limiter les efforts sur les roulements pouvant conduire à du bruit et un vieillissement prématuré.

Pour la réalisation des prototypes, nous avons choisi de traiter trois cas avec des niveaux de vitesse / puissance différents. Ces spécifications seront détaillées dans le premier paragraphe de ce chapitre. Ensuite, nous détaillerons la procédure d'optimisation utilisée pour la réalisation des simulations EF. Pour finir, la majeure partie du chapitre traitera la conception et les essais réalisés sur les trois prototypes. La partie dédiée au prototype 1 introduira la plupart des méthodes de mesure employées tandis que chaque partie présentera les techniques spécifiques au prototype concerné. La partie dédiée au prototype 3 s'attardera en plus sur le dimensionnement mécanique du rotor de la machine et présentera les essais préliminaires.

1. Une aimantation sinusoïdale à une paire de pôles est obtenues en plaçant le cylindre d'aimant dans un champ magnétique intense et unidirectionnel (une bobine d'aimantation). On obtient alors une aimantation diamétrale qui est équivalente à une aimantation sinusoïdale dans le cas une paire de pôles. Une aimantation multipolaire nécessiterait l'utilisation de plusieurs blocs d'aimant ou la réalisation d'un inducteur spécifique à l'aimantation recherchée.

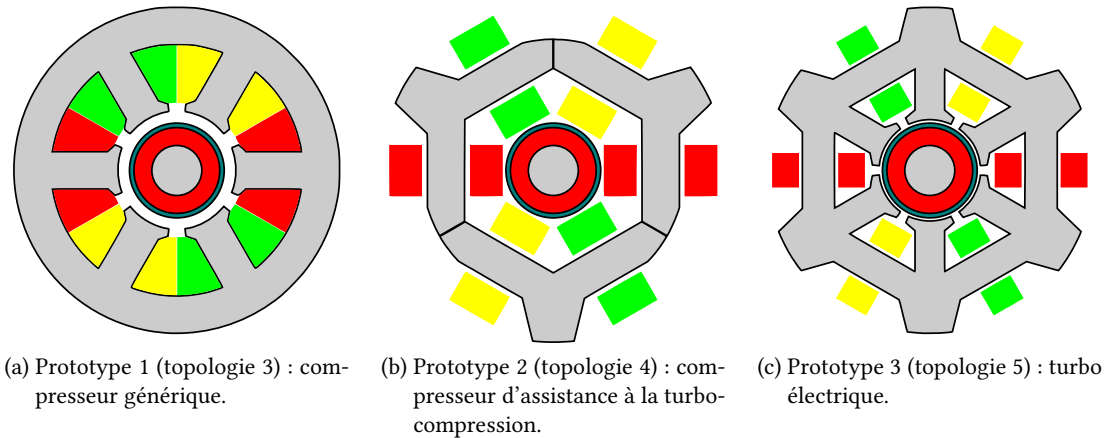


FIGURE 5.1. – Structures retenues pour les trois prototypes présentés dans ce chapitre.

5.1. Cahier des charges

Comme expliqué dans l'introduction de ce chapitre, nous nous sommes focalisés sur trois spécifications pour la réalisation des prototypes haute vitesse :

1. **Prototype 1** – la première machine appelée « compresseur générique » a permis de tester la topologie 3 sur des spécifications relativement peu exigeantes. La tension d'alimentation a été fixée à 400 V pour être compatible avec les standards du véhicule hybride électrique (HEV) ou électrique à pile à combustible (FCEV).
2. **Prototype 2** – la deuxième machine que l'on appellera « compresseur d'assistance au turbo » a permis de tester la topologie 4 sur des spécifications similaires au prototype 1. La tension choisie est de 48 V pour permettre l'intégration dans les véhicules thermiques nécessitant des machines électriques d'assistance à la suralimentation.
3. **Prototype 3** – la troisième machine a permis la réalisation du « turbo électrique » basé sur le retour d'expérience des deux premiers prototypes et visant à remplir le cahier des charges le plus exigeant. La tension choisie pour ce prototype est de 48 V pour les mêmes raisons que pour le prototype 2.

Le Tableau 5.1 présente les spécifications retenues pour les trois prototypes en matière de puissance et vitesse. Les spécifications seront réalisées pour un fonctionnement en continu pour les prototypes 1 et 3 et avec une densité de courant d'environ 10 A/mm^2 . Ces machines bénéficieront d'un refroidissement liquide. La spécification du prototype 2 sera réalisée pour un fonctionnement impulsif avec une densité de courant d'environ 15 A/mm^2 dans la machine. D'autres aspects n'apparaissant pas dans ce cahier des charges ont aussi été étudiés tels que : les émissions sonores et les coûts de production des machines. Le premier aspect sera abordé dans la partie mesure du prototype 2. Le dernier aspect n'a pas été investigué en détail mais nous pensons que les conceptions des machines présentées dans ce document sont pertinentes par rapport

TABLE 5.1. – Spécifications des prototypes 1 à 3.

	Puissance	Vitesse
	(kW)	(krpm)
Prototype 1	3	80
Prototype 2	4, 5	75
Prototype 3	15	150

5.2. Optimisation des structures

Pour les topologies sélectionnées dans le chapitre 4, nous avons effectué des itérations supplémentaires de calcul EF pour améliorer les dimensionnement proposés. Le travail ayant été effectuée sur la base de la spécification du prototype 3, nous avons aussi adapté le rayon du rotor et la longueur des stators (et donc la densité de courant) selon la spécification à remplir.

Dans cette partie, nous commencerons par donner des précisions sur la configuration du logiciel de calcul EF. Ensuite, nous décrirons la routine de calcul implémenté dans ce logiciel. Pour finir, la méthode de sélection de la topologie optimale sera décrite.

5.2.1. Configuration du logiciel de simulation par élément finis

Les simulations sont réalisées à l'aide du logiciel Flux® 2-D de la société Altair ([Flux \[2017\]](#)). Le logiciel sera employé en mode transitoire pour permettre le calcul des pertes induites par les courants de Foucault. Entre 15 et 30 min de calcul seront nécessaires en moyenne pour terminer une simulation (selon la topologie simulée). La liste suivante présente quelques points notables dans la configuration de ces simulations :

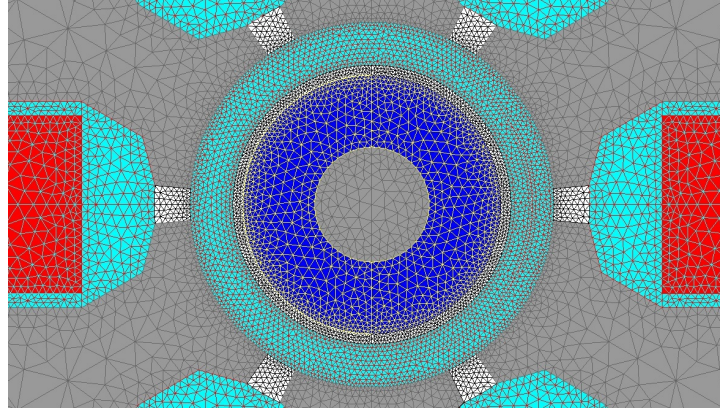
1. la machine est alimentée par des courants sinusoïdaux et idéalement phasés (sur l'axe q) ;
2. le nombre d'éléments et le pas de temps sont bien choisis. La Figure 5.2 présente l'importance du choix de ces paramètres ;
3. la durée de la simulation sera choisie pour que le régime permanent soit atteint. Nous avons effectué des simulations sur les trois topologies pour déterminer cette durée moyenne.

À titre d'exemple, la Figure 5.3 présente l'induction dans le stator et la répartition des courants de Foucault dans le rotor sur la structure finale du turbo électrique à son point de travail nominal.

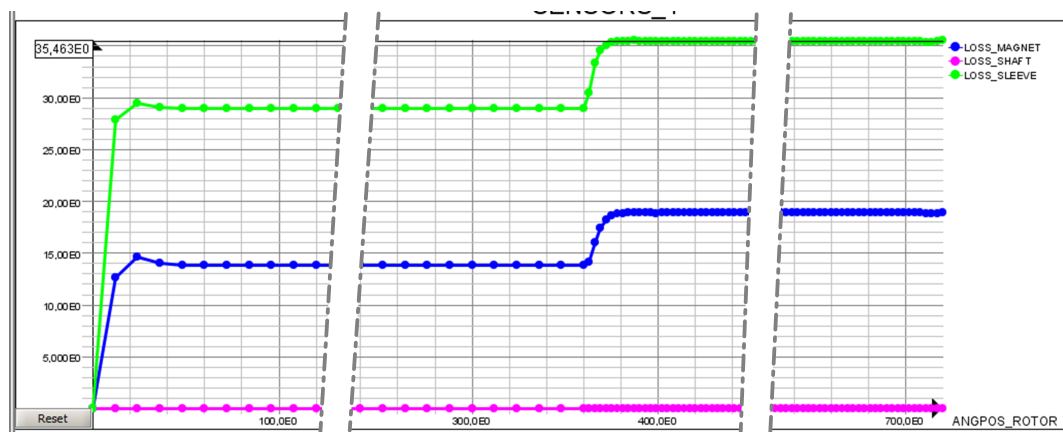
5.2.2. Description de la routine de calcul

Pour réaliser les simulations EF, nous avons suivi la routine présentée sur la Figure 5.4 que nous avons appliquée aux configurations désirées.

Le but de cette routine est de converger vers le couple mécanique désiré en prenant en compte les pertes dans la machine. Ce besoin est motivé par le fait que les pertes mécaniques et les pertes fer statoriques ne sont pas prises en compte pendant la simulation. Le calcul est donc



(a) Aperçu de la densité du maillage dans le cas de la simulation du prototype 3. La densité du maillage doit être fine dans l'entrefer et dans les parties conductrices où les courants de Foucault sont évalués. On prendra au moins trois couches d'éléments par épaisseur de peau.



(b) Pertes rotoriques calculées dans l'aimant (LOSS_MAGNET), l'arbre (LOSS_SHAFT) et la frette (LOSS_SLEEVE) à 150 000 tr/min pour un pas angulaire de 12° puis 3° mécaniques. La différence est notable sur la valeur des pertes calculées (de ~22 à ~36 % d'erreur). L'image est extraite de l'interface du logiciel Flux 2-D.

FIGURE 5.2. – Maillage type et pas de temps pour les simulations EF 2-D.

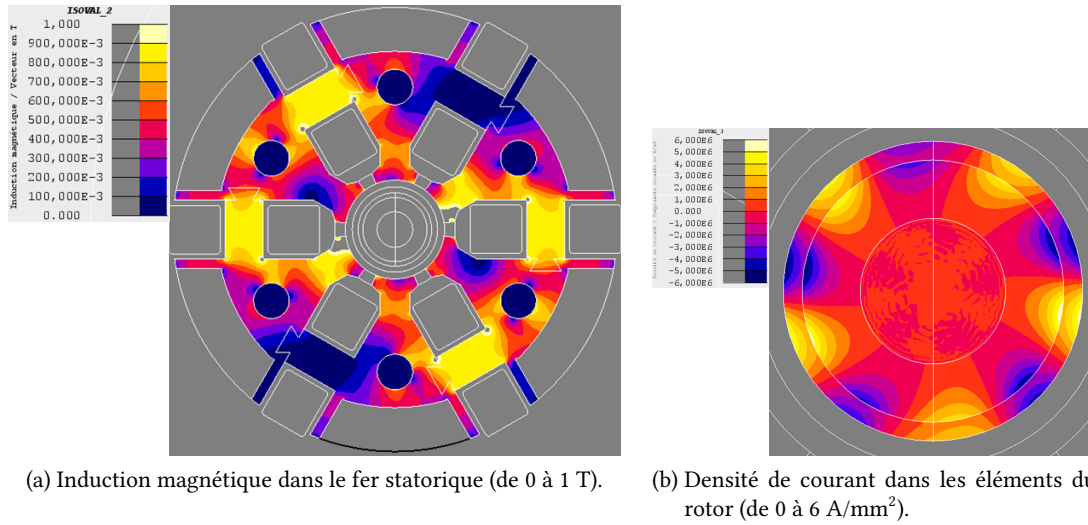


FIGURE 5.3. – Résultats en charge du calcul EF 2-D pour le turbo électrique.

fait *a posteriori*² et il est nécessaire d’itérer le calcul pour converger vers la valeur de courant nécessaire. Il est important d’obtenir la valeur de courant la plus juste possible car elle impacte la majeure partie des pertes de la machine.

À chaque itération, la méthode de Newton – Raphson est utilisée pour calculer la nouvelle valeur de courant I_0 à utiliser. On prendra typiquement ε égale à 5 % de la valeur du couple nominal T_r au point de travail comme critère d’arrêt. Nous avons constaté qu’il fallait entre 2 et 4 simulations par machine pour converger.

5.2.3. Choix de la structure optimale

Les structures ont été sélectionnées à l’aide du logiciel glueviz ([Glue \[2017\]](#)) qui permet d’afficher le résultat des calculs dans plusieurs graphiques simultanés. Nous utiliserons comme critère de décision essentiellement la valeur du rendement de la machine. La constante moteur, la densité de courant et la densité massique de perte seront aussi observées. D’autres critères serviront aussi à la décision telles que la densité de pertes massiques dans chaque élément de la machine : on écartera ainsi les machines ayant des pertes massiques au rotor trop importantes (pertes difficiles à évacuer).

Le logiciel utilisé permet d’observer simultanément tous ces critères. La Figure 5.5 présente pour le prototype 1 le rendement, la constante moteur, les pertes cuivre et les pertes fer sur deux graphiques liés. La sélection d’une zone sur l’un des graphiques est reportée simultanément sur tous les graphiques créés, ce qui permet une vision d’ensemble des résultats et évite de se limiter à (par exemple) la maximisation de la constante moteur.

2. Les pertes mécaniques (aérodynamiques et dans les paliers) sont calculées analytiquement tandis que les pertes fer sont calculées avec le modèle de Bertotti implémenté dans le logiciel.

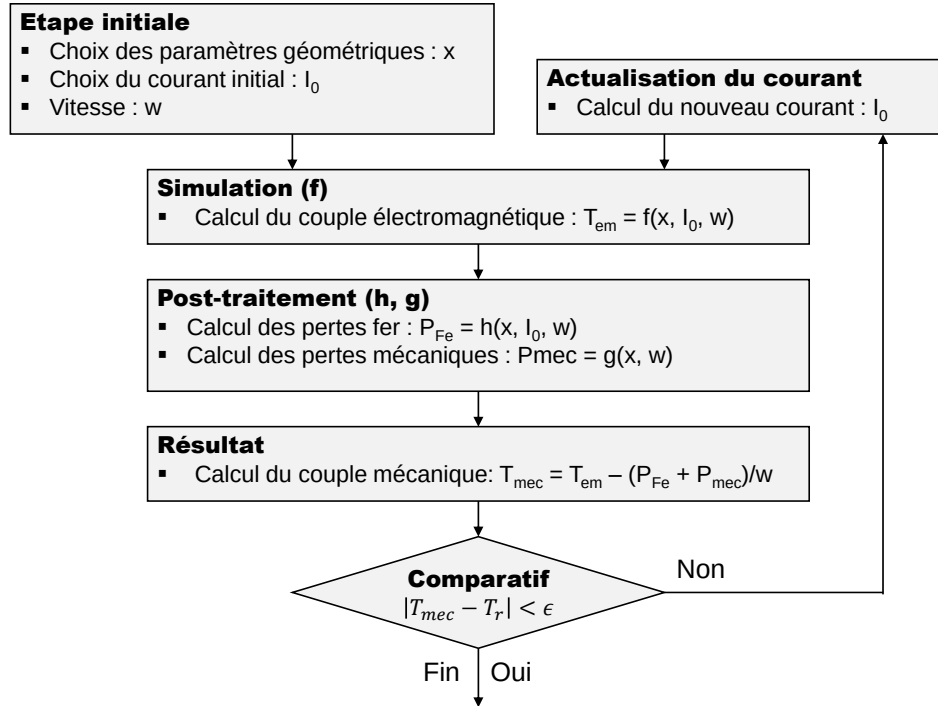


FIGURE 5.4. – Routine de calcul.

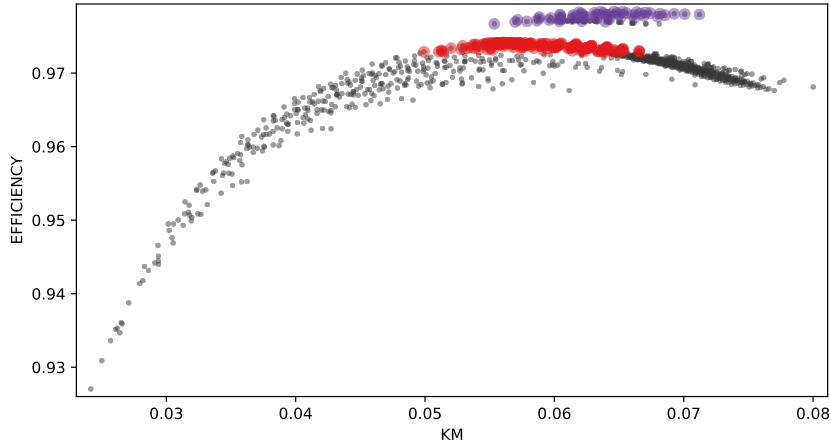
5.3. Prototype 1

La construction et les mesures du prototype 1 de « compresseur générique » sont détaillées dans cette partie. Pour rappel, cette topologie présente l'avantage d'avoir une densité de couple relativement importante mais un rendement légèrement inférieur aux autres structures proposées et les spécifications pour cette machine sont de 3 kW à 80 000 tr/min. La Figure 5.6 présente le modèle EF de la machine qui sera prototypée.

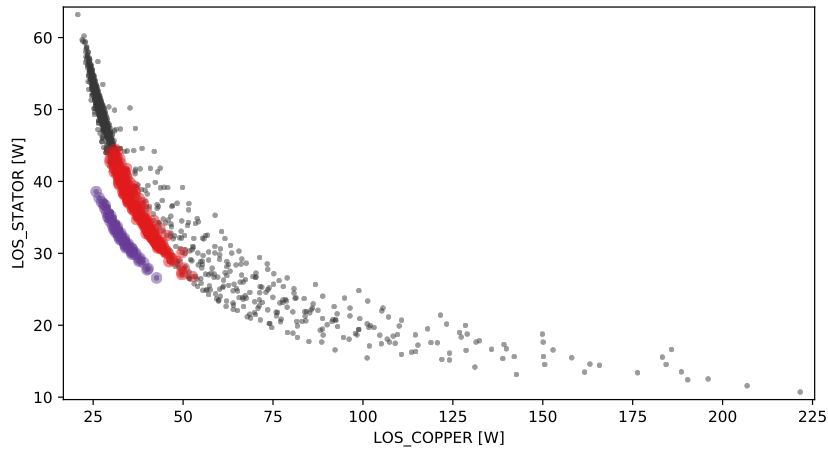
5.3.1. Construction

La Figure 5.7 présente la conception assistée par ordinateur (CAO) réalisée avec le logiciel Solidworks (SolidWorks [2017]) de la face avant et du côté du stator de la machine. La Figure 5.8c présente le stator réel de la machine dans son boîtier en aluminium. Ce stator est constitué d'un paquet de tôles de 70 mm de diamètre et de 30 mm de hauteur (49 mm avec les têtes de bobines). Il comporte six pôles rivetés comme présenté sur la Figure 5.8a, qui sont bobinés indépendamment puis assemblés entre eux. Cette solution nous permet d'obtenir un excellent facteur de remplissage (50~60 %) tout en gardant une réalité industrielle.

La Figure 5.8b présente le rotor de la machine. L'aimant rotor est constitué d'un seul anneau en NdFeB aimanté diamétralement. Bien que la segmentation de l'aimant soit un moyen de réduire drastiquement les pertes par courants de Foucault, les simulations précédentes ont montré que les pertes étaient suffisamment faibles pour se passer de ce processus coûteux. Le



(a) Constante moteur K_m (KM) en fonction du rendement η (EFFICIENCY) pour les machines simulées.



(b) Pertes cuivre P_{Cu} (LOS_COPPER [W]) en fonction des pertes fer statoriques P_{Fe} (LOS_STATOR [W]) pour les machines simulées.

FIGURE 5.5. – Résultat des calculs paramétriques par simulation EF pour le compresseur générique (prototype 1). Les configurations optimales sélectionnées sont en rouge (en violet les mêmes configurations avec un aimant de B_R 18 % supérieur).

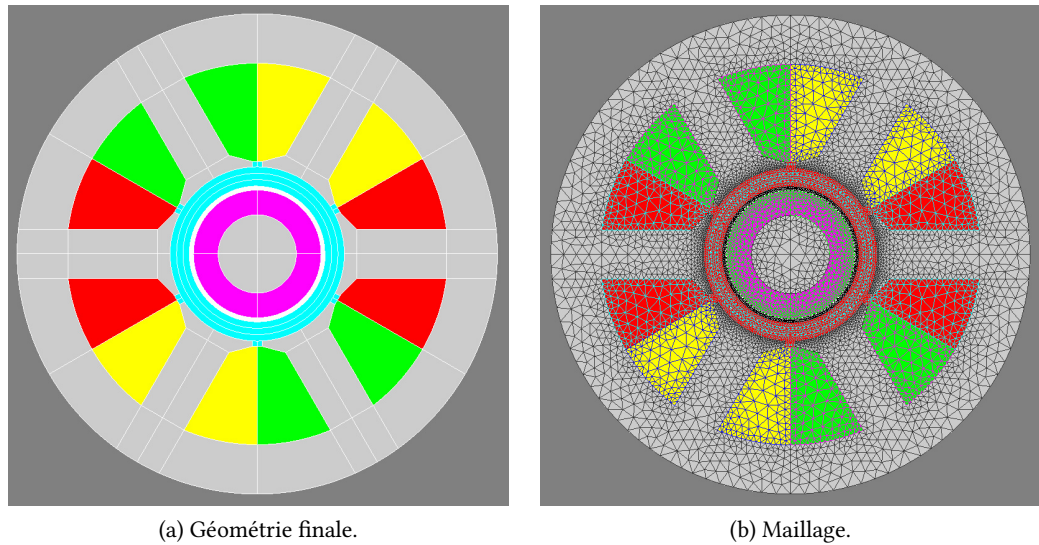


FIGURE 5.6. – Modèle EF Flux 2-D du prototype 2.

rotor nécessite une frette à haute résistance mécanique pour maintenir les aimants en place et éviter leur dislocation due aux vitesses circonférentielles importantes. Ce point a été abordé dans le chapitre 4 et on rappelle ici les famille de matériaux pouvant être employés pour réaliser cette fonction :

1. les alliages de nickel – cobalt tel que l’Inconel 718 ;
2. les alliages de titane comme le Ti-6Al-4V (TA6V) ;
3. les aciers inoxydables amagnétiques ;
4. les fibres de carbone et fibres de verre.

Pour les trois prototypes, le choix s’est porté sur une frette en Ti-6Al-4V. L’épaisseur de la frette a été calculée avec la méthode décrite dans le chapitre 4 pour contenir l’aimant avec une survitesse de 20 % de par rapport à la vitesse nominale.

En ce qui concerne le guidage en rotation, des roulements haute vitesse à billes céramiques ont été utilisés pour leur rigidité, la simplicité d’assemblage et leur coût raisonnable. Comme expliqué dans le chapitre 3, les paliers magnétiques ou à air peuvent aussi être employés mais nécessitent respectivement une électronique de commande et un dimensionnement complexe très spécifique à l’application.

Ce premier paragraphe sur la construction de la machine 1 est l’occasion de mentionner que les trois prototypes ont été conçus et réalisés en grande partie dans l’entreprise Moving Magnet Technologies (MMT). Seuls les éléments suivants ont été sous-traités : la découpe des tôles et des aimants, les corps de bobines en impression 3-D (prototype 2 et 3) et certaines pièces mécaniques (boîtier et axe rotor du prototype 3).

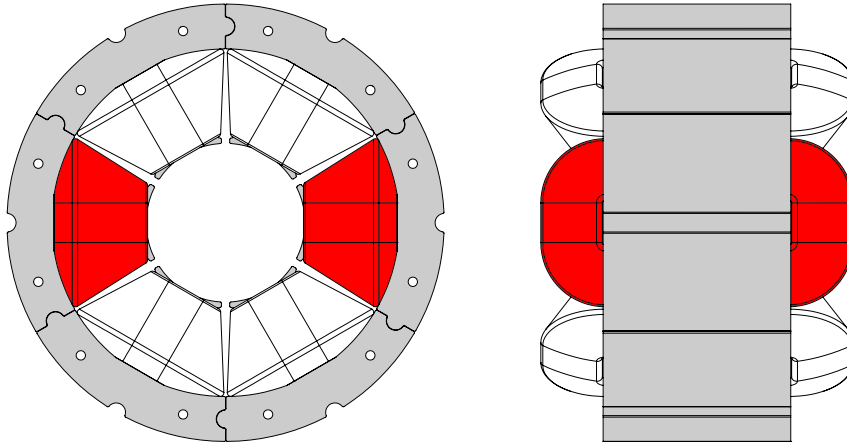


FIGURE 5.7. – Vue CAO de face et de coté du prototype 1. Les enroulements (bobines) de la phase A sont représentés en rouge.

5.3.2. Mesures

Une partie des mesures du prototype 1 est présentée dans [Gilson et al. \[2015b\]](#). Les différents résultats sont rappelés et commentés dans ce paragraphe et des mesures supplémentaires ont été ajoutées.

Mesures statiques

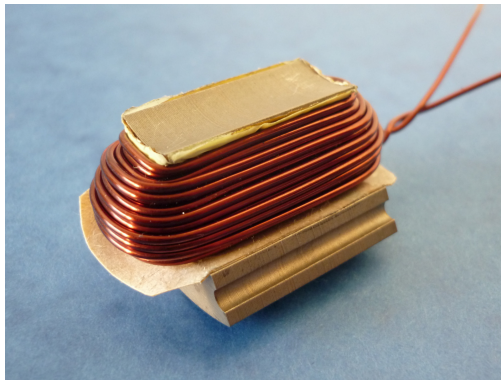
La Figure 5.9 présente le couple statique mesuré sur le banc de mesure de la Figure 5.10. Pour réaliser ces mesures, on impose un courant continu entre deux phases et on actionne manuellement le rotor de la machine. Un couple-mètre et un codeur incrémental permettent d'enregistrer le couple et la position absolue du rotor. Le couple résiduel (sans courant) et le couple de friction sont aussi mesurés même s'ils n'ont pas été simulés analytiquement ou par EF.

On mesurera la résistance en utilisant une méthode à quatre fils pour compenser la présence des fils de mesure. L'inductance de la machine a été mesurée de deux manières : soit en utilisant un pont RLC, soit en court-circuitant³ les phases de la machine. Dans ce dernier cas, en ayant mesuré au préalable la résistance de phase, on obtient l'inductance grâce aux relations suivantes qui donne le couple T_{cc} et le courant I_{cc} de court-circuit que l'on comparera aux mesures :

$$T_{cc} = \frac{3}{2} \frac{K_t^2 R \omega}{R^2 + (L p \omega)^2} \quad (5.1)$$

$$I_{cc} = \frac{2}{3} \frac{K_t \omega}{\sqrt{R^2 + (L p \omega)^2}} \quad (5.2)$$

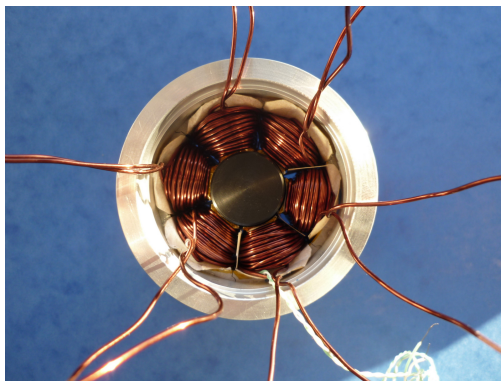
3. Dans ce cas, les 3 phases de la machine sont court-circuitées et son rotor est entraîné par une autre machine.



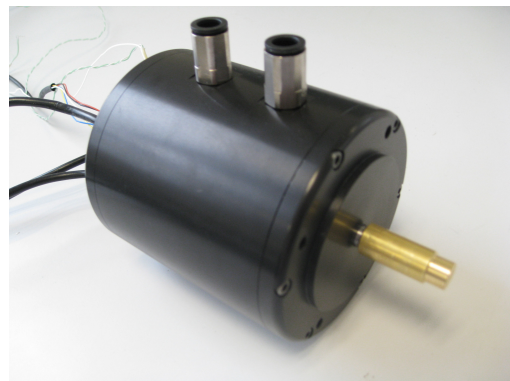
(a) Un des six pôles statoriques. Le conducteur est bobiné sur isolant polyimide et aramide.



(b) Rotor de la machine. les aimants sont cachés par la frette en TA6V.



(c) Stator assemblé dans sa chemise de refroidissement en aluminium.



(d) Prototype 1 assemblé. Sur cette vue, une pièce d'accouplement en laiton est vissé sur le rotor.

FIGURE 5.8. – Prototype 1 « compresseur générique » et quelques composants.

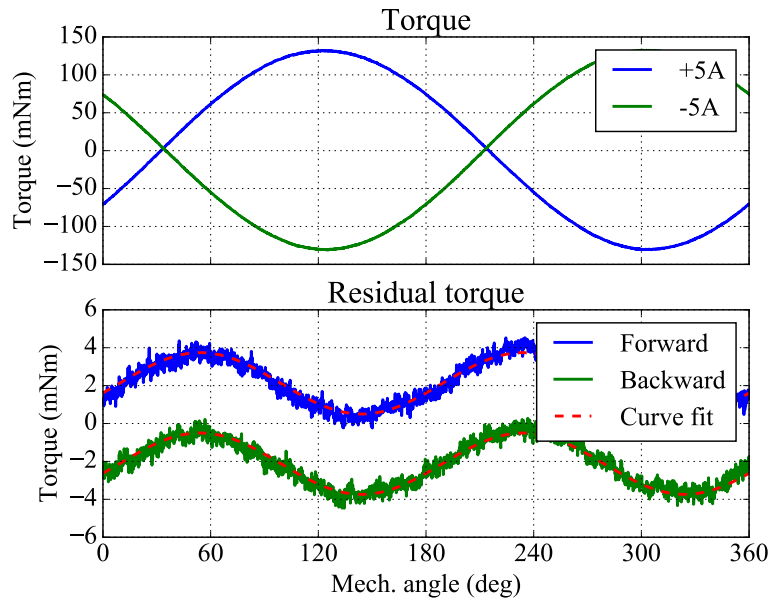


FIGURE 5.9. – Couple statique avec et sans courant mesuré sur le prototype 1. Le couple sans courant est mesuré dans les deux sens de rotation ce qui permet d'obtenir le couple de friction statique comme étant la moitié de la différence entre les deux courbes.

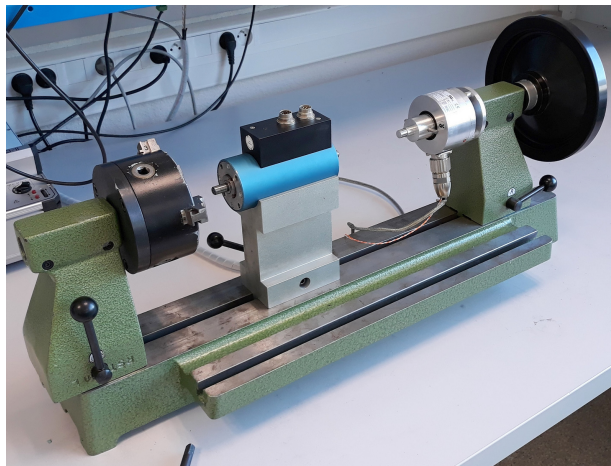


FIGURE 5.10. – Banc pour la mesure du couple statique de la machine. Le stator de la machine est fixé sur un mandrin ou une équerre de mesure alors que le rotor est accouplé à l'axe du couple-mètre. De l'autre côté du couple-mètre est placé un codeur incrémental pour enregistrer la position absolue du rotor.

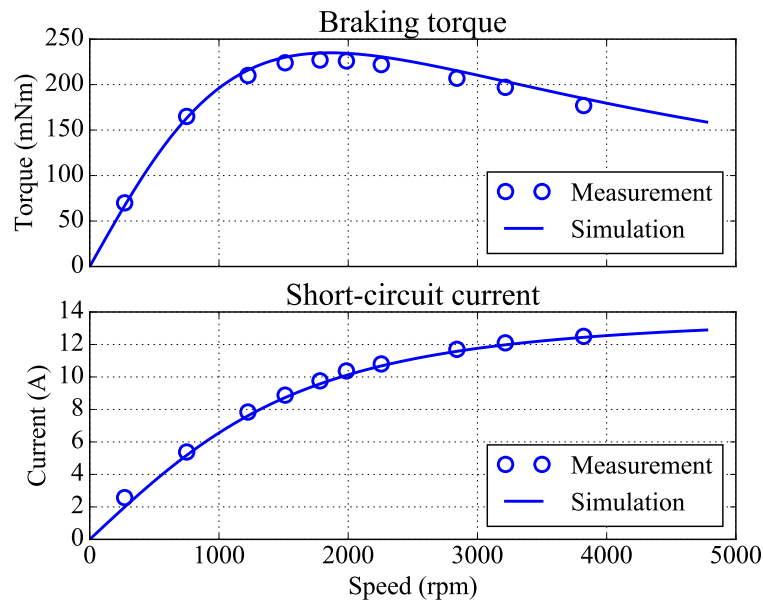


FIGURE 5.11. – Comparatif entre les mesures et les simulations pour le couple de freinage en court-circuit (*braking torque*) et le courant de court-circuit (*short-circuit current*). Cette mesure permet d’obtenir l’inductance de la machine connaissant sa résistance.

avec K_t , R et L respectivement la constante de couple (Nm/A), la résistance (Ω) et l’inductance de phase (H), p le nombre de paire de pôles et ω (rad/s) la vitesse de rotation mécanique. La Figure 5.11 présente le comparatif entre mesure et simulation. On notera que d’après (5.1), la valeur maximum de T_{cc} est obtenue pour $\omega = R/(Lp)$.

Les valeurs mesurées sont synthétisées dans le Tableau 5.2 et présentent globalement moins de 5 % d’erreur avec les simulations. La résistance mesurée est faible car nous avons réussi à atteindre un niveau de remplissage de l’encoche d’environ 57 % sur le prototype alors que nous avons choisi un taux de remplissage de 50 % pour les simulations.

Mesures dynamiques

Pour la mesure du couple dynamique, nous avons utilisés deux méthodes :

1. **Frein à courants de Foucault** – cette méthode consiste à utiliser un frein tel que présenté sur la Figure 5.12. Pour cela, un aimant multipolaire radial (ou axial) est fixé sur le rotor de la machine à caractériser. Lorsque la machine est en rotation, on approche une cloche (ou une plaque) en aluminium dans laquelle des courants induits vont s’établir pour s’opposer à la variation de champ. La distance entre les deux éléments permet de charger la machine avec plus ou moins d’intensité. Pour obtenir une mesure du couple de freinage, on attache la cloche (ou la plaque) à un couple-mètre fixe qui nous donne la valeur de couple par réaction. Cette méthode présente l’avantage d’être sans contact mais

TABLE 5.2. – Synthèse des mesures statiques du prototype 1.

	K_t	R	L	K_m	L/R	T_{cr}^*	T_{fr}^{**}
	(mNm/A)	(mΩ)	(μH)	(mNm/√W)	(ms)	(mNm)	(mNm)
Simulée	15,9	166	774	47,8	4,66	—	2,0
Mesurée	15,2	143	735	49,2	5,14	1,6	2,1
Diff. (%)	-4,4	-13,9	-5,0	+2,9	+10,3	—	+5,0

* La valeur du couple résiduel n'a pas été simulée.

** La valeur de 2 mNm a été prise arbitrairement comme valeur de départ.

elle est cependant limitée par la capacité maximale du frein à dissiper la chaleur produite.

2. **Mesure d'accélération** – Cette méthode consiste à mesurer l'accélération de la machine pour en déduire le couple développé selon le principe fondamental de la dynamique (5.3). Cette inertie peut être calculée géométriquement mais des imprécisions importantes peuvent résulter des tolérances d'usinages et des roulements utilisés sur le rotor réel. La solution proposée pour obtenir une valeur expérimentale de l'inertie est d'utiliser deux disques de géométrie parfaitement connue tels que présentés sur la Figure 5.13. On effectuera ensuite une mesure d'accélération avec chacun de ces disques fixé au rotor. Le différentiel des profils de vitesse mesurés nous permettra d'en déduire l'inertie réelle du rotor. Cette méthode de mesure indirecte du couple présente cependant deux inconvénients importants : le premier est que l'accélération se déduit de la position de la machine par deux dérivations numériques successives qui brulent fortement la valeur de couple finale. Le deuxième est que la méthode ne nous donne pas accès au rendement de la machine car la mesure est transitoire.

Pour cette deuxième méthode, on utilisera donc l'équation suivante :

$$J \frac{d\omega}{dt} = T_{mec} \quad (5.3)$$

où J représente l'inertie du rotor de la machine et T_{mec} le couple mécanique de la machine.

La Figure 5.14 présente le couple mesuré pour différentes tensions d'alimentation avec le frein à courants de Foucault. Le frein utilisé ne nous a pas permis de balayer tous les niveaux de puissance (jusqu'à ~1 kW) et vitesse (jusqu'à ~40 000 tr/min) mais les résultats obtenus sont cependant en très bon accord avec les simulations.

La Figure 5.15 présente les données obtenues pour les mesures d'accélération. Les tests ont été effectués avec une tension d'alimentation de 96 V et donnent des résultats similaires à ceux présentés sur la Figure 5.14.

Pour la mesure des pertes dans la machine, on rappellera tout d'abord que les pertes totales P_{loss} sont données par l'équation (5.4).

$$P_{loss} = P_{Cu} + P_{Fe} + P_{bea} + P_{flu} + P_{rot} + P_{sup} \quad (5.4)$$

les différentes composantes des pertes totales étant données dans le chapitre 4 Pour mesurer ces pertes, on utilisera la définition de la puissance instantanée dans la machine (triphase) :

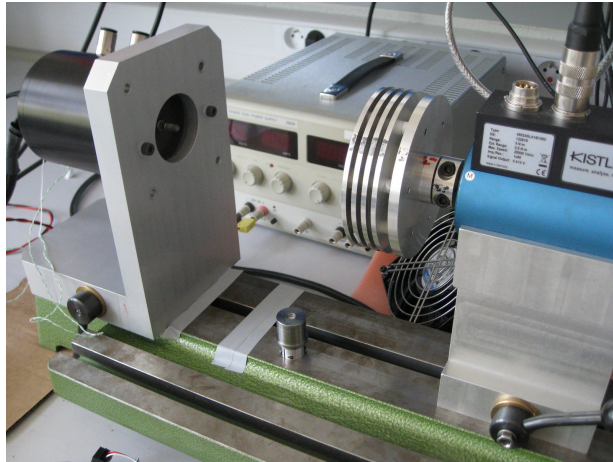


FIGURE 5.12. – Prototype 1 sur le banc de test dynamique. Un aimant est fixé sur l'axe du moteur et le posage du moteur peut se déplacer dans une cloche en aluminium solidaire d'un couple-mètre. L'ensemble forme un système de frein à courants de Foucault pour les mesures à haute vitesse.



FIGURE 5.13. – Disques en alliage TA6V. Ils sont utilisés comme inerties additionnelles (90 et 130 g.cm^2) à fixer sur le rotor de la machine pour en déduire son inertie.

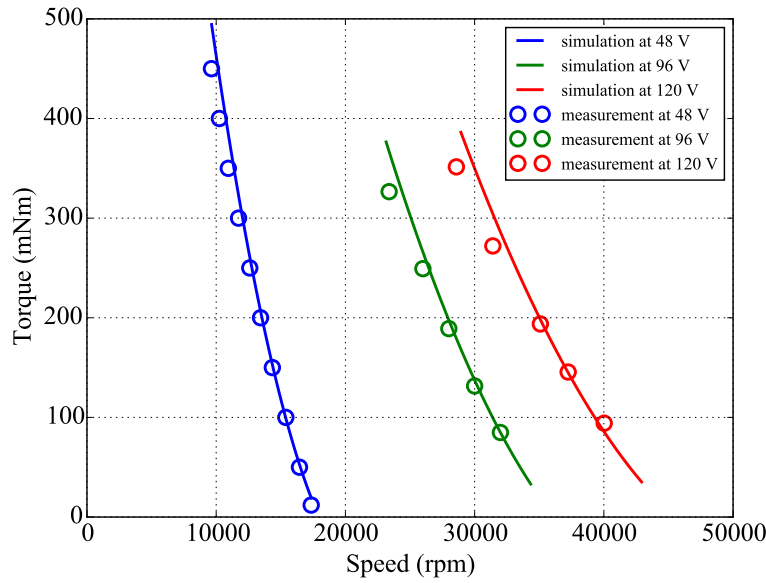


FIGURE 5.14. – Couple de la machine pour différentes tensions d'alimentation.

$$p(t) = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c \quad (5.5)$$

avec v_a, v_b, v_c les tensions de phases et i_a, i_b, i_c les courants de phase. La machine étant connectée en étoile, on peut écrire la loi des nœuds au point milieu : $i_a + i_b + i_c = 0$. En substituant cette expression dans l'équation (5.5), on obtient la relation suivante :

$$p(t) = v_{ac} i_a + v_{bc} i_b \quad (5.6)$$

avec $v_{ac} = v_a - v_c$ et $v_{bc} = v_b - v_c$. Enfin, on obtiendra P_{loss} en calculant la moyenne de $p(t)$ sur une période électrique T :

$$P_{loss} = \frac{1}{T} \int_{t_i}^{t_i+T} p(t) dt \quad (5.7)$$

où t_i est un instant d'échantillonnage de la mesure. Pour mesurer $p(t)$ selon l'équation (5.6), on utilisera deux pinces de courant et quatre sondes d'oscilloscope connectées à un amplificateur différentiel. L'acquisition s'effectuera à l'aide d'un oscilloscope quatre voies.

Les pertes mesurées peuvent être difficiles à séparer de la mesure globale. Les points suivants indiquent les méthodes qui peuvent être employées et les difficultés rencontrées :

1. **Pertes cuivre** – On utilisera une pince de courant et les relations données dans le chapitre 4 pour les calculer.
2. **Pertes fer + pertes rotoriques (sans courant) + pertes mécaniques** – La machine peut être entraînée mais l'accouplement de deux machines à haute vitesse peut poser des problèmes mécaniques (vibration excessive et même la casse des rotors). Cette méthode

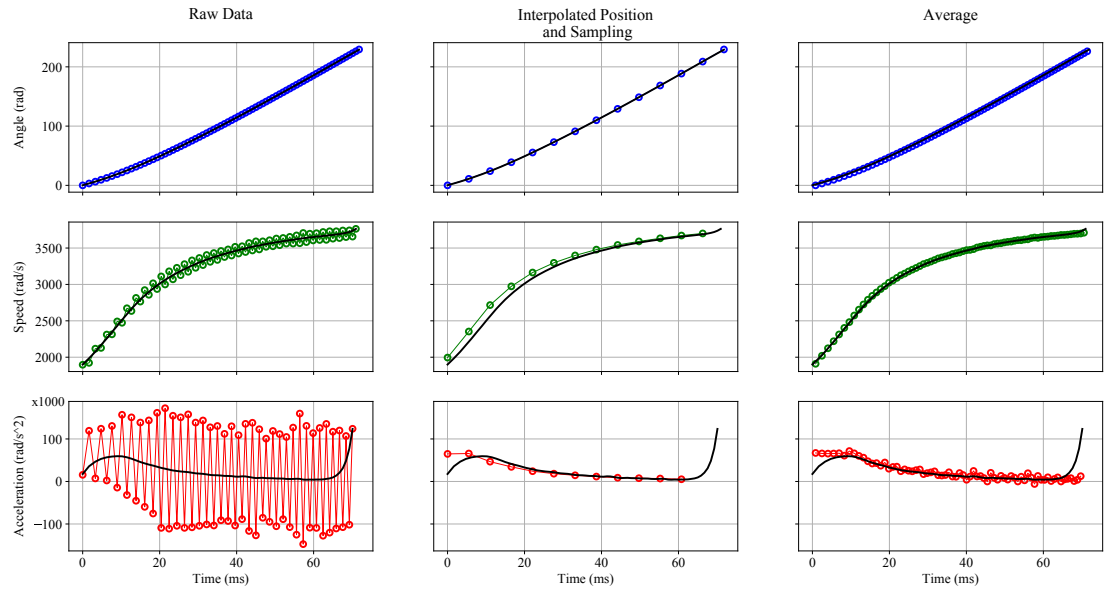


FIGURE 5.15. – Mesure d’accélération réalisée selon la méthode 2. La figure montre les difficultés à obtenir des valeurs d’accélération stables si le signal de position n’est pas suffisamment précis (première colonne). La double dérivation entraîne des fortes oscillations dans le signal final. Pour pallier ce problème, on peut interpoler la position avec des fonctions polynomiales (deuxième colonne) ou filtrer / moyenner le signal (troisième colonne) pour obtenir des valeurs d’accélération avec moins d’oscillations. Le couple de la machine est ensuite obtenu en multipliant l’accélération par l’inertie du rotor tel qu’indiqué par l’équation (5.3). La courbe noire représente les valeurs brutes (*raw data*) filtrées de la première colonne.

permet de supprimer totalement l'influence des courants statoriques (même faible) sur la valeur des pertes fer et rotoriques.

3. **Pertes rotoriques** – Elles peuvent être identifiées en mesurant la température des aimants si on connaît la capacité calorifique de ces derniers. Cette méthode suppose que les pertes dans les aimants sont les seules à provoquer leurs échauffement. On supposera donc être dans le cas d'une transformation adiabatique si les mesures sont réalisées suffisamment rapidement (par rapport à la constante de temps thermique du système). L'acquisition de la mesure de température peut se révéler difficile : la vitesse de fonctionnement rend impossible l'utilisation de collecteurs standards pour récupérer les informations de sondes de température qui seraient placées dans le rotor. Les solutions envisageables peuvent être l'utilisation d'une caméra thermique si la construction de la machine le permet ou la mesure de la tension induite. Cette dernière méthode impose une connaissance suffisamment précise des caractéristiques des aimants utilisés (coefficient thermique pour le B_R) et une définition élevée de l'oscilloscope pour mesurer des variations de tension induite parfois très faible.
4. **Pertes mécaniques** – Un rotor non aimanté peut être utilisé mais le problème de l'entraînement reste identique à haute vitesse. Si on cherche ensuite à séparer les pertes dans les paliers et aérauliques, il faut alors pouvoir réaliser un vide dans la machine. Un effort important sur le posage de mesure doit alors être fourni et des problèmes de dissipation thermique peuvent apparaître⁴ (Zwyssig et al. [2006]). Ce vide partiel peut aussi modifier le comportement de la graisse dans les roulements à billes et donc modifier la friction.
5. **Pertes supplémentaires** – Elles sont intrinsèquement impossible à séparer sauf si certaines de ces pertes ont été identifiées. Par exemple, pour les pertes par courant induit par le bobinage dans le boîtier, on peut utiliser un boîtier plastique pour le comparatif.

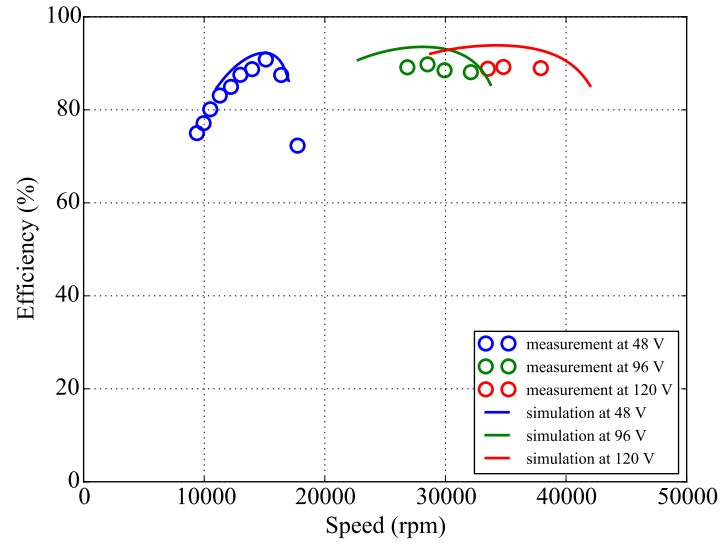
Sur le prototype 1, nous avons mesuré les pertes en charge sur les points de travail décrits par la Figure 5.14. Le rendement déduit de ces mesures est présenté sur la Figure 5.16a et se trouve être en bon accord avec les simulations. Cependant, l'augmentation de la vitesse a tendance à accroître les différences observées. Nous avons aussi mesuré les pertes sans charge jusqu'à 92 000 tr/min qui sont présentées sur la Figure 5.16b. Ces mesures ont été plus facilement réalisables puisqu'elles ne nécessitent pas l'utilisation d'un banc de mesure particulier.

Les Tableaux (5.3) présentent le comparatif entre les mesures et les simulations réalisées sur le prototype 1 pour les cas avec et sans charge. Comme indiqué précédemment, les pertes sont difficiles à séparer dans le cas des machines haute vitesse et par conséquent la seule valeur mesurée fiable à 100 % sera la valeur des pertes globales P_{loss} .

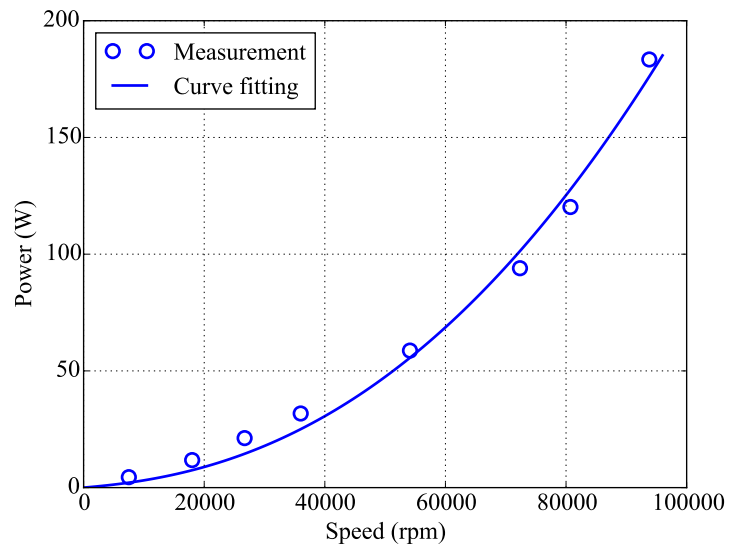
5.4. Prototype 2

Cette partie est consacrée à la conception et aux mesures du prototype 2 dit de « compresseur d'assistance à la turbocompression ». Le but de ce deuxième prototype a été de tester une topologie sans encoches (*slotless*) adaptés à la compression d'air. Ce choix a aussi été motivé

4. Si la machine est placée dans une chambre à vide, la convection thermique est quasiment inexistante. La conduction dans les parties de la machine puis le rayonnement sont les seuls modes de transfert thermique



(a) Rendement de la machine.



(b) Pertes à vide mesurées jusqu'à 92 000 tr/min.

FIGURE 5.16. – Mesure des pertes du prototype 1.

TABLE 5.3. – Synthèse des mesures dynamiques du prototype 1 à son point de travail.

	P_{bea}	P_{flu}	P_{Cu}	P_{rot}	P_{Fe}	P_{loss}
	(W)	(W)	(W)	(W)	(W)	(W)
Simulée	16,8	4,2	~ 0	~ 0	61,7	82,7
Mesurée	17,6 ⁽¹⁾	—	~ 0	—	—	120,2

(a) Comparatif sans charge à 80 000 tr/min

	P_{bea}	P_{flu}	P_{Cu}	P_{rot}	P_{Fe}	P_{loss}	η
	(W)	(W)	(W)	(W)	(W)	(W)	(%)
Simulée	16,8	4,2	47,2	2,5	77,7	148,4	95,3
Mesurée	17,6 ⁽¹⁾	—	53,0 ⁽²⁾	—	—	173,2 ⁽³⁾	94,5

(b) Comparatif en charge à 3 kW et 80 000 tr/min

⁽¹⁾ Les pertes sont calculées à partir de la friction statique T_{fr} mesurée.⁽²⁾ Les pertes sont calculées à partir de la constante moteur K_m mesurée.⁽³⁾ Pour obtenir cette valeur, les pertes cuivre ont été ajoutées aux pertes totales sans charge pour obtenir une valeur approchée des pertes totales en charge.

par le souhait de trouver une topologie intrinsèquement plus silencieuse que les structures à encoches (*slotted*). Pour cela, nous présenterons en plus ici la mesure des émissions sonores de la machine et le comparatif avec une structure à encoches de l'entreprise MMT servant de référence et dont la topologie (voir Figure 5.17) a été introduite dans les chapitres 2 et 4.

Nous avons envisagé cette structure à bobinage toroïdal pour plusieurs raisons qui nous semblaient pertinentes dans le cadre de notre application :

1. **limiter les émissions acoustiques** : en supprimant les dents de la machine. En effet les dents sont soumises à des forces normales (sur le sommet de la dent) et tangentielles (sur les faces latérales de la dent) variables, du fait du passage successif des pôles rotoriques. Ces forces variables conduisent premièrement à un mouvement de diapason des dents et deuxièmement à une déformation variable de la culasse statorique. Ces vibrations sont à l'origine d'un bruit acoustique important et difficile à réduire du fait de son origine topologique (existence de dents). La suppression des dents est donc de nature à réduire assez fortement le bruit ;
2. **grand entrefer** : le couple n'étant pas la première caractéristique recherchée, la diminution de l'induction dans la machine permet de réduire l'ensemble des pertes magnétiques et les pertes aérauliques ;
3. **pertes rotoriques** : l'absence de dent permet de limiter les variations d'induction dans les aimants, ce qui permet de réduire les pertes rotoriques ;
4. **facteur de bobinage** : le bobinage toroïdal nous permet d'allier un bon facteur de bobinage (proche de 1) avec une construction simplifiée sans enroulements statoriques enchevêtrés.

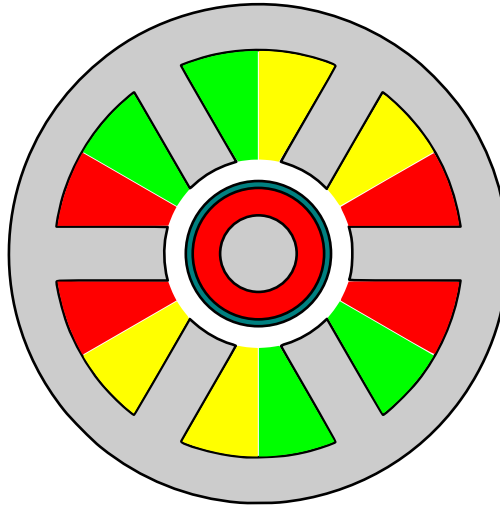


FIGURE 5.17. – Structure de la machine de référence.

Concernant le cahier des charges du prototype 2, il est voisin de celui du premier prototype et identique à la machine à encoches de référence qui sera utilisée pour le comparatif des émissions acoustiques. Nous visons désormais une puissance de 4,5 kW à 75 000 tr/min. De plus, dans l'optique d'une intégration du système sur un véhicule thermique haut de gamme, la tension d'alimentation de la machine a été fixée à 48 V. Pour rappel, cette topologie présente l'avantage d'avoir un rendement relativement important mais une densité de couple inférieure aux autres structures retenues. La Figure 5.18 présente le modèle EF de la machine qui sera prototypée.

5.4.1. Construction

Comme pour le prototype 1, la conception mécanique de la machine toroïdale a été pensée pour faciliter la production en grande série.

La Figure 5.19 présente une vue CAO de la face avant et du côté du stator de la machine. Le diamètre de la machine est de 65 mm (en incluant les têtes de bobines) et sa hauteur est de 50 mm de hauteur (66 mm avec les têtes de bobines). Le stator se compose de trois modules en «V» indépendants ce qui permet de limiter les chutes lors de la découpe des tôles. Les enroulements en fils de Litz de la machine sont bobinés sur des corps plastique haute température imprimés en 3-D et glissés ensuite sur chaque module. Une fois assemblé, le circuit magnétique n'a plus la forme d'un tore parfait, mais a une forme hexagonale. Toutefois, du fait du grand entrefer, l'effet d'entrefer variable est limité. La Figure 5.20c présente le stator assemblé dans la chemise en aluminium de la machine tandis que la Figure 5.20a présente l'un des trois modules statoriques.

La conception du rotor est similaire au prototype 1, la Figure 5.20b présente ce rotor qui se compose : d'un axe en acier magnétique, d'un aimant cylindrique en NdFeB et d'une frette de rétention de cet aimant en titane (alliage TA6V). Un aimant capteur est intégré en bout d'axe sous la forme d'un disque d'aimant et maintenu lui aussi à l'aide d'une frette en TA6V. Le

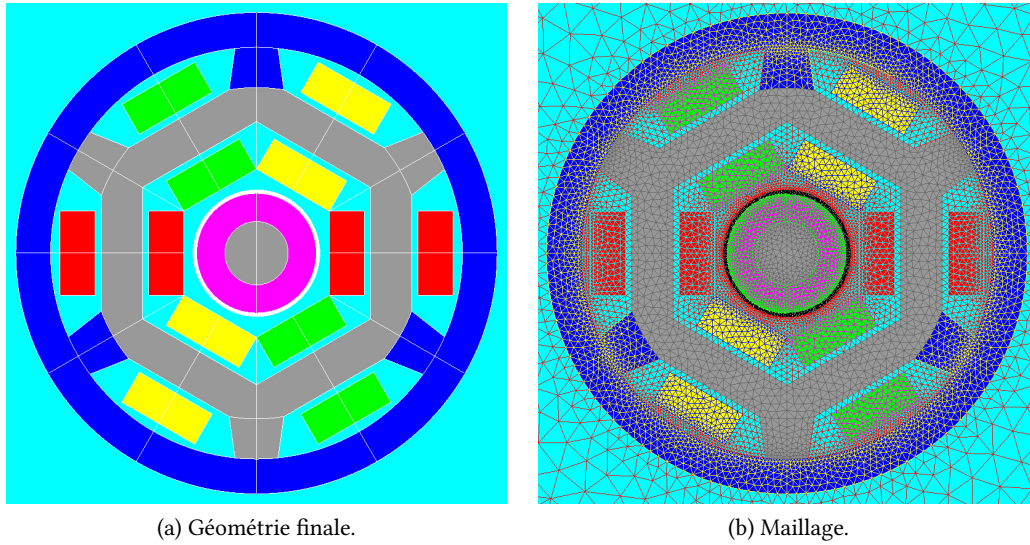


FIGURE 5.18. – Modèle EF Flux 2-D du prototype 2.

guidage en rotation est assuré par une paire de roulements haute vitesse flasqués (lubrifiés à vie). Une fois assemblé, le rotor est équilibré pour diminuer le balourd de l'assemblage et ainsi le bruit et les efforts sur les roulements.

5.4.2. Mesures

Ce paragraphe présente les mesures effectuées sur le prototype 2. Une partie des mesures est présentée dans [Gilson et al. \[2017\]](#) et des mesures additionnelles ont été ajoutées dans ce document.

Mesures statiques

Les mesures statiques ont été réalisées avec les mêmes méthodes et le même matériel que pour le prototype 1. La Figure 5.21 présente les mesures de couple statiques avec et sans courant.

Comme dans la section précédente, le Tableau 5.4 présente la synthèse des mesures statiques réalisées. On notera cette fois l'écart important de 38 % entre mesures et simulations sur la valeur de l'inductance. Nous pensons que cet écart pourrait venir de la méthode de mesure au pont RLC moins précise que la mesure en court circuit. La différence au niveau du couple de friction T_{fr} vient de l'utilisation de roulements différents et notamment des flasques additionnels.

Mesures dynamiques

Tout comme les mesures statiques, les mesures dynamiques ont été réalisées telles que présentées dans la partie dédiée au prototype 1.

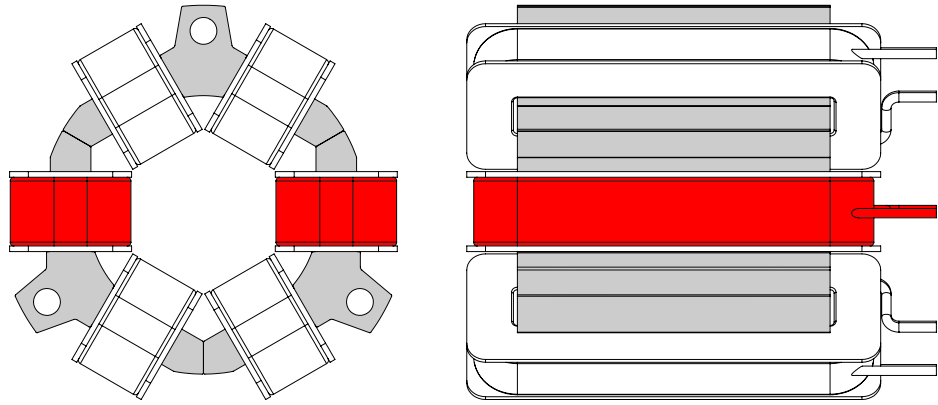


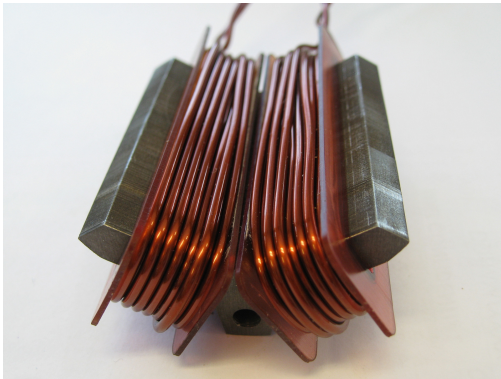
FIGURE 5.19. – Vue CAO de face et de coté du prototype 2. Les enroulements (bobines) de la phase A sont représentés en rouge.

TABLE 5.4. – Synthèse des mesures statiques du prototype 2.

	K_t (mNm/A)	R (m Ω)	L (μ H)	K_m (mNm/ $\sqrt{W}$)	L/R (ms)	T_{cr}^* (mNm)	T_{fr}^{**} (mNm)
Simulée	2,72	4,72	8,1	48,5	1,72	—	2,0
Mesurée	2,57	5,57	11,2	42,2	2,01	0,7	3,1
Diff. (%)	-5,5	+18	+38	-13	+16,9	—	+51

* La valeur du couple résiduel n'a pas été simulée.

** La valeur de 2 mNm a été prise arbitrairement comme valeur de départ.



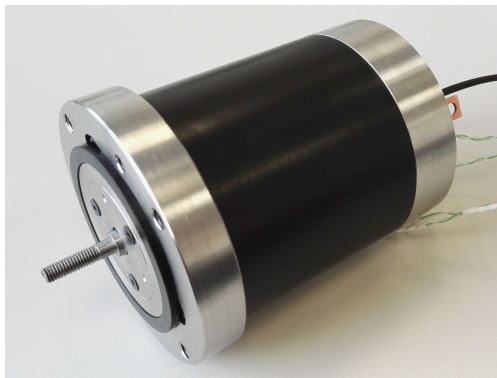
(a) Un des trois pôles statoriques. Les conducteurs sont bobinés sur des supports fabriqués par impression 3-D.



(b) Rotor de la machine. À coté du roulement avant on peut remarquer un des perçages permettant l'équilibrage.



(c) Stator re-bobiné en fils de Litz et assemblé dans le boîtier de la machine.



(d) Prototype 2 assemblé.

FIGURE 5.20. – Prototype 2 « compresseur d'assistance au turbo » et quelques composants.

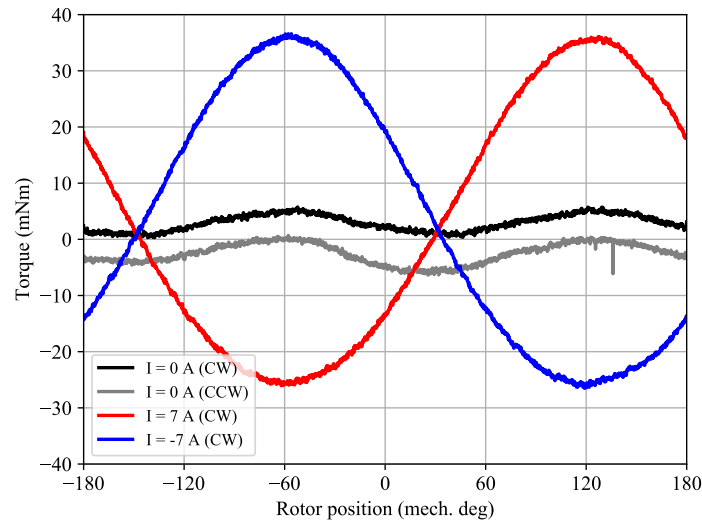


FIGURE 5.21. – Couple statique avec et sans courant du prototype 2.

La Figure 5.22 présente le couple de la machine. Ce couple a été déduit en utilisant la méthode de la mesure de l'accélération décrite dans la partie dédiée au prototype 1. Les résultats ne se sont pas avérés concluants avec une puissance de seulement 3,3 kW (au lieu de 4,5 kW) atteinte à 75 000 tr/min. Nous pensons que la raison de cet écart pourrait venir du réglage des régulateurs de l'électronique de pilotage qui, au moment des tests, ne nous permettait pas d'atteindre le couple maximal disponible.

La Figure 5.23 présente les pertes à vide mesurées qui s'élèvent à 80 W à la vitesse nominale ainsi que le comparatif dans deux cas particuliers. Dans le premier cas, la Figure 5.23a montre que ces pertes sont inférieures de 50 W par rapport à la machine à encoches de référence. Dans le deuxième cas, la Figure 5.23b montre une très nette amélioration (-350 W !). Cette différence vient du fait que la machine a d'abord été bobinée avec du fil standard pour mesurer la quantité de pertes additionnelles due aux courants induits par la rotation des aimants. La machine a ensuite été re-bobinée avec du fil de Litz pour la suite des mesures.

Le Tableau 5.5 présente le comparatif entre les mesures et simulations réalisées sur le prototype 2 pour les cas avec et sans charge. La remarque sur la séparation des pertes de la partie 1 s'applique aussi ici.

Mesures acoustiques

Ce type de compresseur trouvant sa place dans des véhicules commerciaux, il est important pour le confort des passagers que la machine soit la plus silencieuse possible. Nous avons donc effectué des mesures acoustiques sur le prototype qui ont été comparées aux mesures réalisées sur la machine à encoches de référence. Le détail de la démarche est présenté dans [Gilson et al. \[2017\]](#) et nous rappellerons ici les principaux résultats.

La Figure 5.24 présente la salle anéchoïque (Figure 5.24a) dans laquelle ont été effectuées les

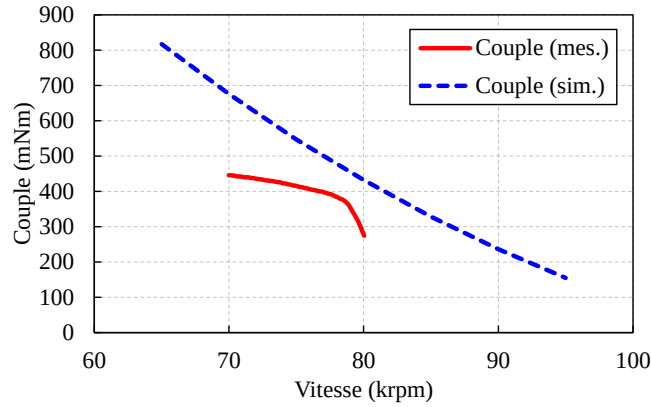
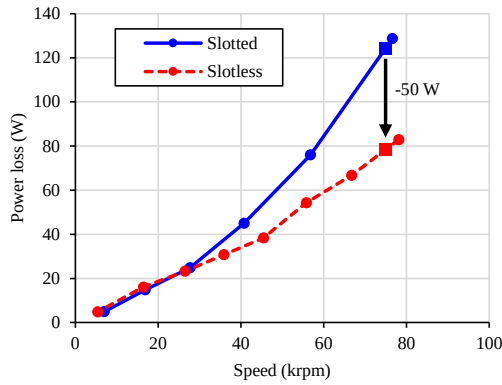
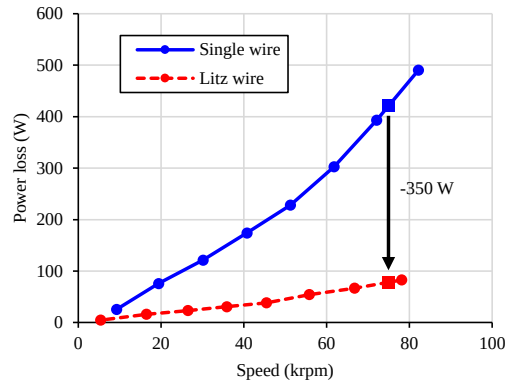


FIGURE 5.22. – Comparatif entre mesures du couple et simulations autour du point de travail pour le prototype 2. La méthode de la mesure d'accélération a été utilisée.



(a) Comparatif entre les pertes à vide du prototype 2 (*slotless*) et la machine de référence (*slotted*). Les pertes sont inférieures d'environ 50 W sur le point de travail à 75 000 pm.



(b) Comparatif entre les pertes à vide du prototype 2 bobiné avec un conducteur conventionnel (*single wire*) et un fil de Litz (*Litz wire*). Les pertes sont inférieures d'environ 350 W sur le point de travail à 75 000 tr/min. L'utilisation du fil de Litz est donc conseillé avec cette topologie et à ce niveau de vitesse.

FIGURE 5.23. – Mesures des pertes à vide sur le prototype 2 et comparatif dans deux cas particuliers.

TABLE 5.5. – Synthèse des mesures dynamiques du prototype 2 à son point de travail.

	P_{bea}	P_{flu}	P_{Cu}	P_{rot}	P_{Fe}	P_{loss}
	(W)	(W)	(W)	(W)	(W)	(W)
Simulée	15,7	5,4	~ 0	~ 0	27,2	48,3
Mesurée	24,3 ⁽¹⁾	—	~ 0	—	—	80,0

(a) Comparatif sans charge à 75 000 tr/min.

	P_{bea}	P_{flu}	P_{Cu}	P_{rot}	P_{Fe}	P_{loss}	η
	(W)	(W)	(W)	(W)	(W)	(W)	(%)
Simulée	15,7	5,4	143,0	0,1	30,7	164,1	96,5
Mesurée	24,3 ⁽¹⁾	—	184,3 ⁽²⁾	—	—	264,3 ⁽³⁾	94,5

(b) Comparatif en charge à 75 000 tr/min.

⁽¹⁾ Les pertes sont calculées à partir de la friction statique T_{fr} mesurée.⁽²⁾ Les pertes sont calculées à partir de la constante moteur K_m mesurée.⁽³⁾ Pour obtenir cette valeur, les pertes cuivre ont été ajoutées aux pertes totales sans charge pour obtenir une valeur approchée des pertes totales en charge.

mesures acoustiques et l'électronique de pilotage (Figure 5.24b) utilisée pour réaliser la rampe de montée en vitesse sur la machine.

La Figure 5.25 présente les mesures réalisées dans la salle anéchoïque. Ces mesures ont été effectuées sans aucune charge sur les prototypes.

On peut voir sur la Figure 5.25a le spectrogramme de la montée en vitesse. Ce spectrogramme permet d'identifier les modes de résonance de la structure ainsi que les harmoniques qui contribuent le plus à la génération de bruit. On peut ainsi remarquer le premier et le deuxième harmonique comme étant les sources de bruit les plus intenses.

La Figure 5.25b nous permet d'observer le bruit émis par le prototype 2 et par la machine de référence. La machine dimensionnée présente de très bons résultats avec un bruit globalement plus faible sur la plage de vitesse 50 000 - 80 000 tr/min et inférieur d'environ 12 dB au point de travail à 75 000 tr/min.

5.5. Prototype 3

Cette section est dédiée au prototype 3 de « turbocompresseur électrique ». L'application visée est celle d'un turbocompresseur totalement électrique constitué d'une seule machine pouvant fonctionner en moteur ou en génératrice. Contrairement aux spécifications précédentes, il ne s'agit pas ici de simplement assister le turbocompresseur avec un système déporté mais bien de venir s'intégrer sur le turbo. Pour cela, nous avons dû viser un cahier des charges plus ambitieux avec une puissance à produire de 15 kW à la vitesse de 150 000 tr/min. Tout comme le prototype 2, cette machine est prévue pour s'intégrer sur un véhicule thermique et la tension

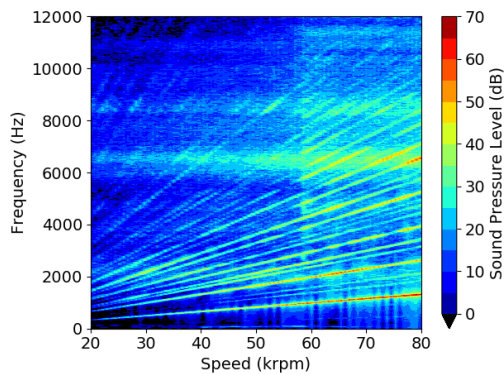


(a) Prototype 2 suspendu dans la chambre anéchoïque utilisée pour la mesure des émissions sonores. La salle est certifiée pour un bruit de fond inférieur à 13 dB.

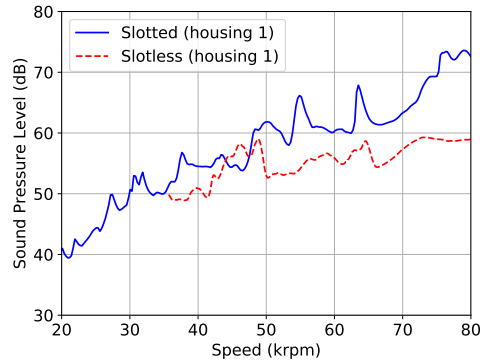


(b) Module électronique pour le pilotage de la rampe de montée en vitesse du prototype 2.

FIGURE 5.24. – Moyens mis en œuvre pour les mesures acoustiques du prototype 2.



(a) Spectrogramme de montée en vitesse. La machine est accélérée linéairement à environ 5 000 tr/min/s et une décomposition harmonique du bruit émis est effectuée à chaque pas temporel.



(b) Comparatif du bruit émis entre le prototype 2 (*slotless*) et la machine à encoches de référence (*slotted*). À partir de 50 000 tr/min, la machine émet en moyenne 10 dB de moins.

FIGURE 5.25. – Mesures acoustiques sur le prototype 2 et comparatif avec la machine de référence.

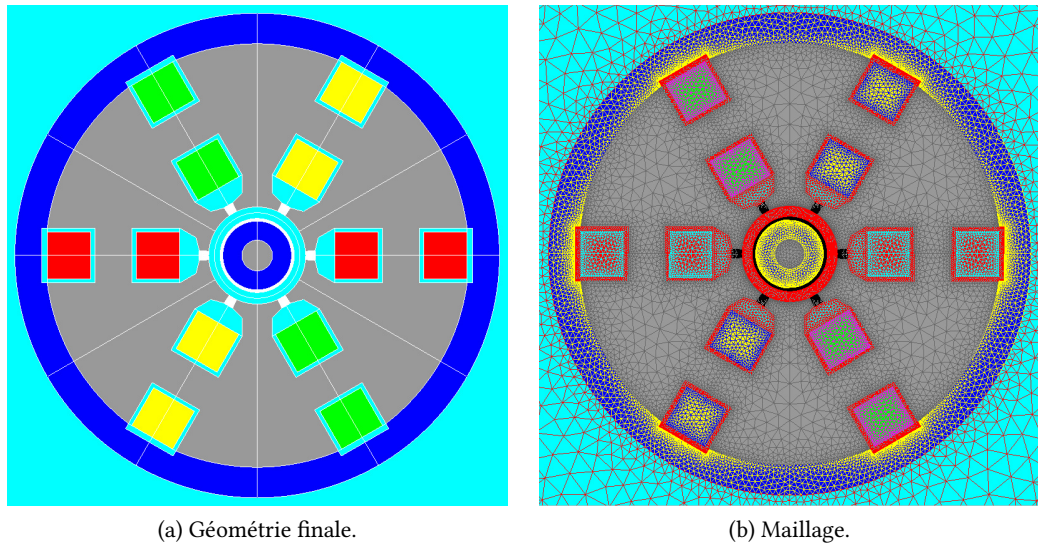


FIGURE 5.26. – Modèle EF Flux 2-D du prototype 3.

d'alimentation sera donc de 48 V.

En plus des paragraphes habituels traitant de la construction de la machine et des mesures, cette partie traitera aussi le cas particulier du dimensionnement du rotor. Les aspects de résistance des matériaux avec le fretage du rotor et le calcul des modes propres avec l'étude de la dynamique du rotor seront abordés. En ce qui concerne la mesure de la machine, nous avons effectué des mesures préliminaires à vide et nous avons intégré la roue de compresseur d'un turbo du commerce dans la conception pour préparer la machine aux essais en charge.

Pour rappel, cette topologie présente l'avantage d'un bon compromis entre densité de couple et rendement. Le modèle EF final est présenté sur la Figure 5.26.

5.5.1. Fretage du rotor

Le fretage du rotor du prototype 3 s'est révélé être une tâche plus ardue que pour les autres machines. Pour ce rotor de diamètre 21 mm (diamètre maximum comprenant la frette), la vitesse périphérique est de 165 m/s. Cette vitesse importante impose de choisir avec soin les matériaux employés, l'épaisseur de la frette et l'interférence nécessaire pour pré-contraindre les aimants dans l'assemblage.

Calcul de la frette

Pour calculer les caractéristiques de la frette, nous avons utilisé le modèle présenté dans le chapitre 3. Pour des raisons de fabrication qui seront expliquées dans le paragraphe [Essai de fretage](#), nous avons opté pour l'utilisation d'une frette en TA6V. En ce qui concerne le choix de l'aimant, même si plusieurs nuances ont été investiguées, nous avons retenu un aimant en SmCo fritté pour sa tenue en température et pour sa plus grande homogénéité de déformation

en température (par rapport au NdFeB). Un avantage du NdFeB pour cette application serait sa plus grande résistance mécanique, sa masse volumique plus basse. Contrairement aux calculs de résistance de frette présentés précédemment avec un aimant « souple », nous utiliserons ici les propriétés mécaniques réelles de l'aimant pour évaluer la contrainte dans le rotor.

La Figure 5.27 présente les zones de contraintes admissibles dans le rotor en fonction du diamètre du rotor, de l'épaisseur de la frette et de l'interférence appliquée. Ces graphiques ont été obtenus en calculant les contraintes dans l'aimant et dans la frette pour deux cas particuliers : à vitesse de rotation nulle et à la vitesse de 180 000 tr/min (120 % de la vitesse nominale). Comme le montre la Figure 5.27a, ces calculs nous ont donné les frontières au delà desquelles l'intégrité de la frette ou de l'aimant n'est plus assurée pour l'un ou l'autre cas. La Figure 5.27b donne de manière plus explicite les régions pour les choix des couples interférence / épaisseur de frette et on notera que le rotor de diamètre 20 mm ne comprend aucune solution dans les conditions présentées. Pour terminer, la Figure 5.27b présente des cercles correspondant à la « région sélectionnée », il s'agit ici de sélectionner un couple d'interférence et d'épaisseur de frette suffisamment loin des frontières pour absorber les tolérances de fabrication.

Un rotor de diamètre 18 mm comprenant une frette de 1,5 mm d'épaisseur et assemblée sur l'aimant avec une interférence de 120 μm a été retenu pour du prototype 3.

Avant de réaliser le prototypage du rotor définitif, nous avons réalisé des essais de frettages (voir le paragraphe [Essai de frettage](#)) qui nous ont conduits à préférer l'utilisation d'une double frette. Les résultats sont assez proches du cas précédent mais nous avons cependant vérifié que les contraintes maximales n'étaient pas dépassées. La Figure 5.28 valide que l'assemblage fonctionne bien dans le cas vitesse nulle et pour le cas 120 % de la vitesse nominale.

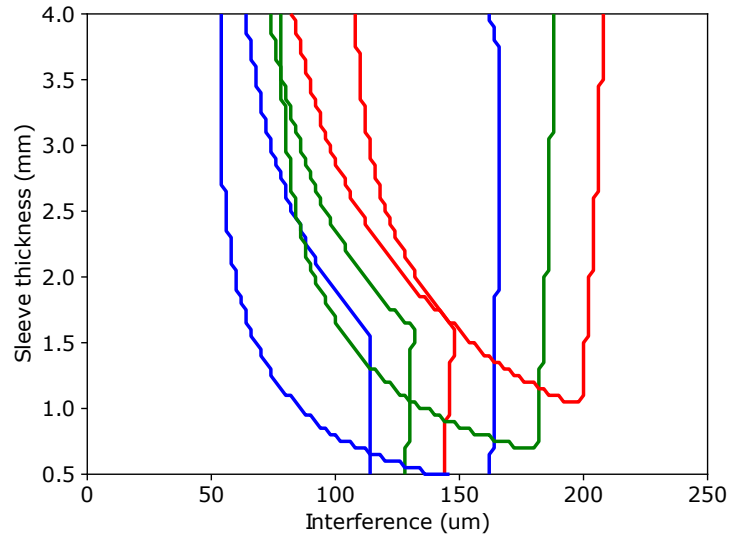
Essai de frettage

Nous avons entrepris des essais de frettage pour tester la faisabilité de l'assemblage avec des interférences importantes. Différents matériaux de frette ont été testés : TA6V, fibre de carbone et fibre de verre. Les images de ces essais sont présentées sur la Figure 5.29.

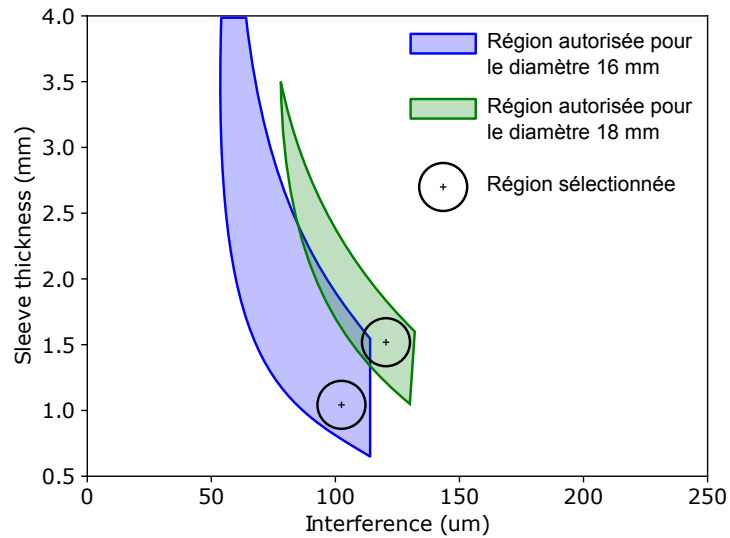
La principale difficulté dans l'assemblage des frettes en matériaux composites est que leur faible coefficient de dilatation thermique ne permet pas d'obtenir un élargissement suffisant pour réaliser un assemblage sans effort. Les aimants ont de la même manière un très faible coefficient de dilatation thermique⁵ et doivent être refroidis pour réaliser l'assemblage. Par conséquent, pour assembler ces deux éléments avec une interférence importante, il faut être capable d'appliquer une force axiale très importante. La Figure 5.29b montre que cette méthode n'est pas adaptée pour les frettes en carbone qui ne résistent pas aux efforts axiaux trop importants. On notera que l'utilisation de fibre de carbone tressée et enroulée autour du rotor permet de s'affranchir de ce problème mais pour des coûts de fabrication importants.

Les frettes en TA6V et en fibre de verre ont passé ce test et c'est la frette en TA6V qui a été retenue. La raison de ce choix est qu'il faudra fretter le rotor final sur une longueur de 50 mm et que la plus grande rigidité de la frette en TA6V nous assurera moins de problème à l'assemblage. Enfin, la force nécessaire au frettage nous a conduit à procéder en deux temps :

5. Pour les matériaux anisotropes, ce coefficient est d'ailleurs différent dans le sens de l'anisotropie et perpendiculairement à celle-ci. Dans le cas du NdFeb, il peut même être de signe différent : si on chauffe l'aimant, il s'allonge dans une direction et rétrécit dans la direction perpendiculaire.

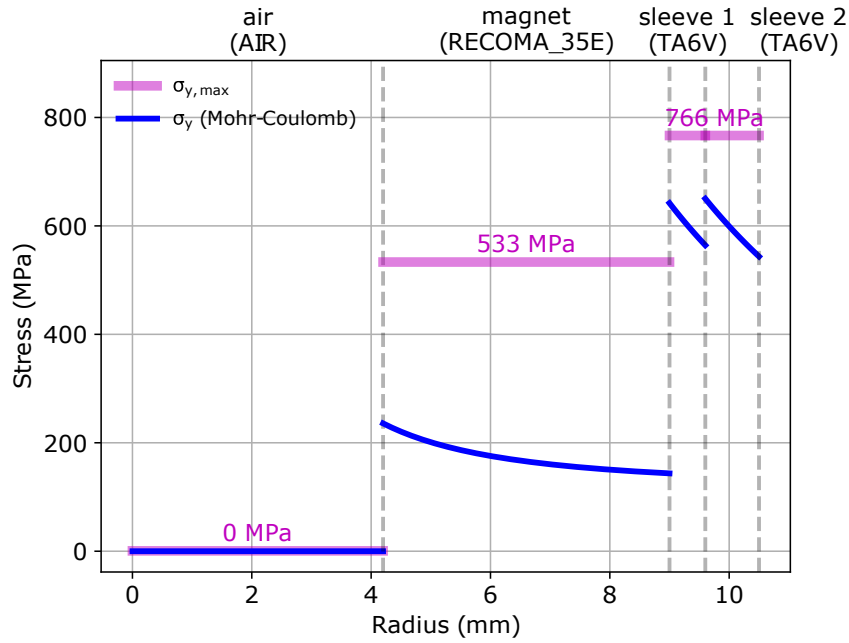


(a) Épaisseur de la frette (*sleeve thickness*) en fonction de l'interférence de montage. Uniquement les frontières des régions admissibles sont dessinées pour trois rayons de rotor R_{ma} : 8 mm (en bleu), 9 mm (en vert) et 10 mm (en rouge). La forme des régions est clarifiée sur la Figure 5.27b.

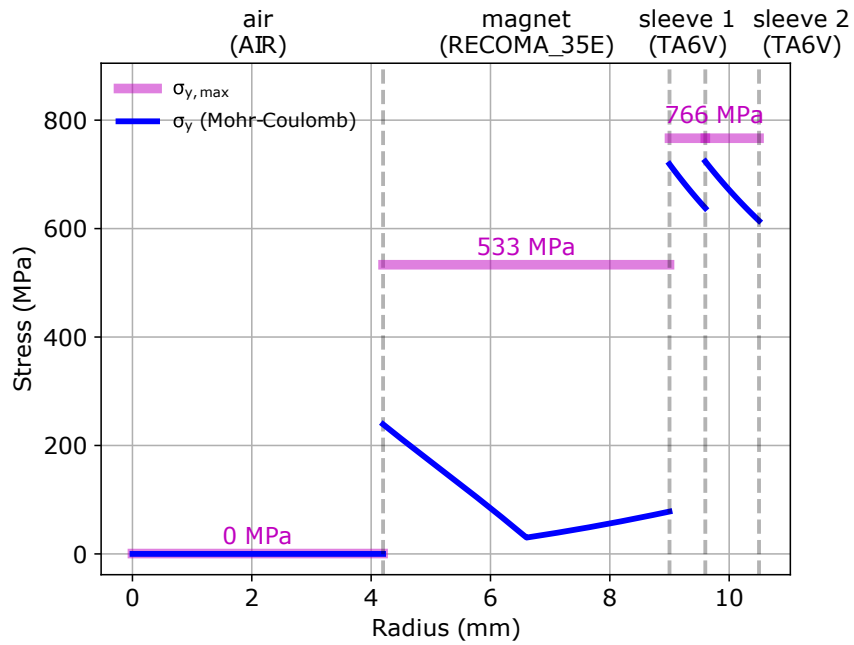


(b) Régions admissibles pour le choix de l'interférence et de l'épaisseur de frette. La « région sélectionnée » permet de prendre en compte une marge sur les tolérances de fabrication. Les rayons de rotor R_{ma} associés sont : 8 mm (en bleu), 9 mm (en vert). Le rayon de 10 mm (en rouge) sur la Figure 5.27a ne présente aucune solution.

FIGURE 5.27. – Choix de l'épaisseur de la frette et de l'interférence nécessaire.



(a) Contraintes équivalentes dans les éléments du rotor à vitesse nulle.



(b) Contraintes équivalentes dans les éléments du rotor 120 % de la vitesse nominale.

FIGURE 5.28. – Contraintes équivalentes calculées dans l'assemblage final utilisant deux frettes en TA6V et un aimant en SmCo.



FIGURE 5.29. – Essai de frettage sur l'aimant final en SmCo.

1. La frette sera d'abord installée avec une grande interférence sur des portions d'aimant de 10 mm de longueur ;
2. après assemblage de ces éléments sur le rotor, une frette qu'on installera avec une interférence moindre viendra chemiser le tout.

L'épaisseur totale des deux frettes assemblées sera toujours de 1,5 mm. Le calcul de résistance des matériaux associé à cette démarche a été décrit dans le paragraphe précédent.

5.5.2. Dynamique des rotors

Le deuxième aspect mécanique qui a été contrôlé pour la réalisation du rotor est de vérifier que la machine ne travaillera pas au voisinage d'une fréquence de résonance possible. Pour cela, nous avons utilisé un logiciel de calcul de dynamique des rotors similaire à ROTORINSA ([ROTORINSA \[2017\]](#)) et développé dans la société MMT. Le logiciel est basé sur une méthode éléments finis de type poutre (problème 1-D). Le principe est de diviser un rotor en éléments cylindriques simples, chaque élément possédant un rayon intérieur et extérieur, une longueur, une masse volumique, un module d'Young et un coefficient de Poisson. Tous ces éléments sont ensuite assemblés dans un système matriciel que l'on résout afin d'obtenir des informations telles que les fréquences et modes propres ou encore la réponse à un balourd. Dans ce modèle, les paliers sont définis par des matrices de raideurs et d'amortissements.

En utilisant le logiciel présenté et après plusieurs itérations de conception (placement des roulements, nombre de roulements, longueur de l'arbre, etc.), nous avons proposé le rotor présenté sur la Figure [5.30](#). Nous avons pris en compte dans le calcul l'impact de la roue de compresseur qui servira aux mesures en charge.

Ce rotor a ensuite été modélisé avec et sans roue de compresseur tel que présenté sur la Figure [5.31](#) (les couleurs ne correspondent pas à la Figure [5.30](#)).

Les résultats du calcul sont présentés sous la forme de diagrammes de Campbell sur la Figure [5.32](#). On peut voir que la zone de fonctionnement de la machine est relativement éloignée des éventuelles fréquences de résonance du rotor. Il est important d'assurer une marge suffisante pour pallier tout écart entre les simulations et la réalité du fonctionnement de la machine. Pour

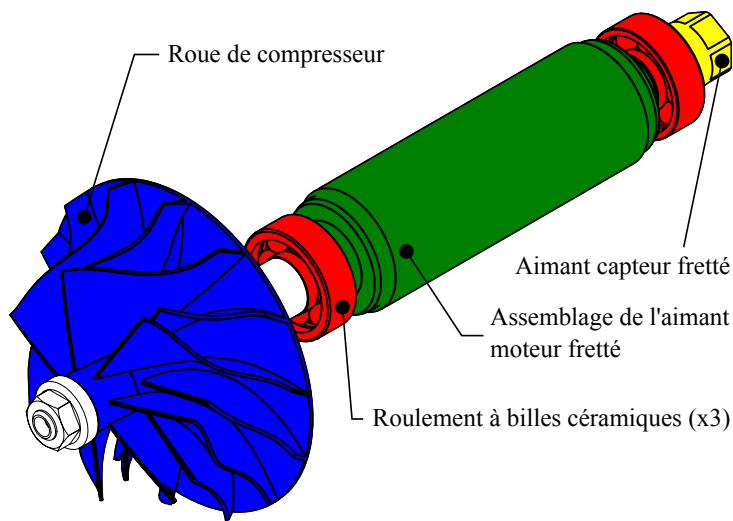
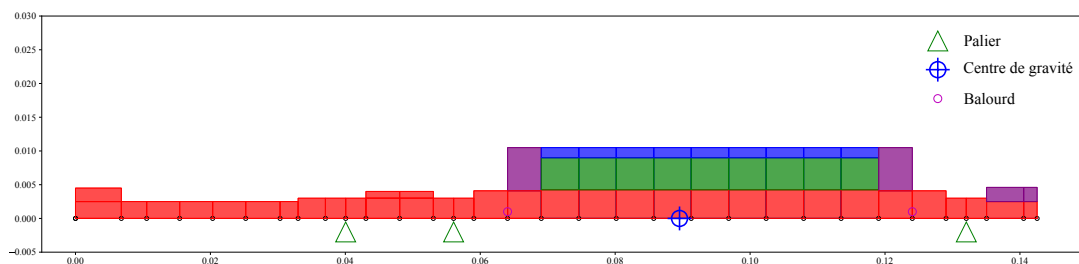
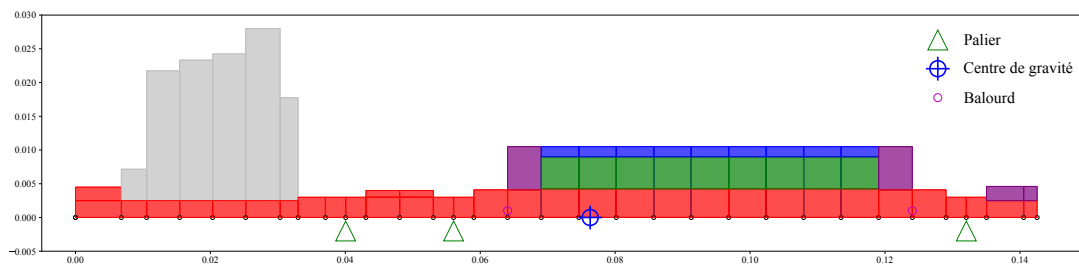


FIGURE 5.30. – Vue CAO du rotor du prototype 3 avec tout ses composants (un des roulements à billes est caché par la roue de compresseur).



(a) Modèle du rotor sans roue de compresseur.



(b) Modèle du rotor avec roue de compresseur.

FIGURE 5.31. – Modèles pour le calcul de dynamique des rotors. L'axe en acier est en rouge, les aimants en SmCo sont en vert, les frettes en TA6V sont en violet (et bleu) et la roue de compresseur est de couleur grise. Trois roulements à billes (« palier » sur la figure) sont utilisés pour le guidage du rotor.

TABLE 5.6. – Synthèse des mesures statiques du prototype 3.

	K_t	R	L	K_m	L/R	T_{cr}^*	T_{fr}^{**}
	(mNm/A)	(mΩ)	(μH)	(mNm/√W)	(ms)	(mNm)	(mNm)
Simulée	1,42	0,389	3,70	88,2	9,51	—	3,0
Mesurée	1,32	0,583	3,90	67,0	6,69	1,6	3,8
Diff. (%)	−7,0	+50	+5,4	−24	−29,7	—	+27

* La valeur du couple résiduel n'a pas été simulée.

** La valeur de 3 mNm a été prise arbitrairement comme valeur de départ.

limiter l'amplitude des vibrations, nous avons équilibré la roue de compresseur et le rotor de la machine avec une classe de qualité G2,5 comme expliqué dans le chapitre 3.

5.5.3. Construction

La construction du prototype 3 se rapproche de la conception des deux autres prototypes de part sa modularité. La Figure 5.33 présente une vue CAO de la face avant et du côté de la machine.

Le stator est constitué de six pôles statoriques comprenant chacun un enroulement bobiné avec du fil de Litz. Ces pôles sont traversés par un alésage permettant d'insérer des tubes de refroidissement en aluminium. Le rotor, quant à lui, a été détaillé dans la partie précédente et les matériaux utilisés sont les mêmes que pour les deux autres prototypes à l'exception des aimants au rotor qui sont cette fois en SmCo.

La Figure 5.34 présente quelques composants de la machine prototypée. La Figure 5.34d la machine complètement assemblée et fixée sur son banc de mesure. On peut voir la volute du turbocompresseur qui a été assemblée sur la machine.

5.5.4. Mesures

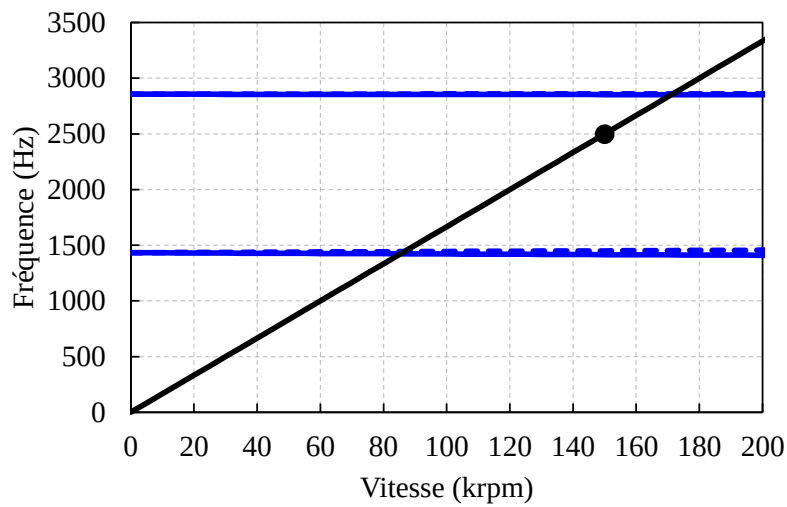
La caractérisation préliminaire du prototype 3 sera présentée dans cette partie ainsi que l'intégration de la roue de compresseur et le principe de mesure.

Mesures statiques

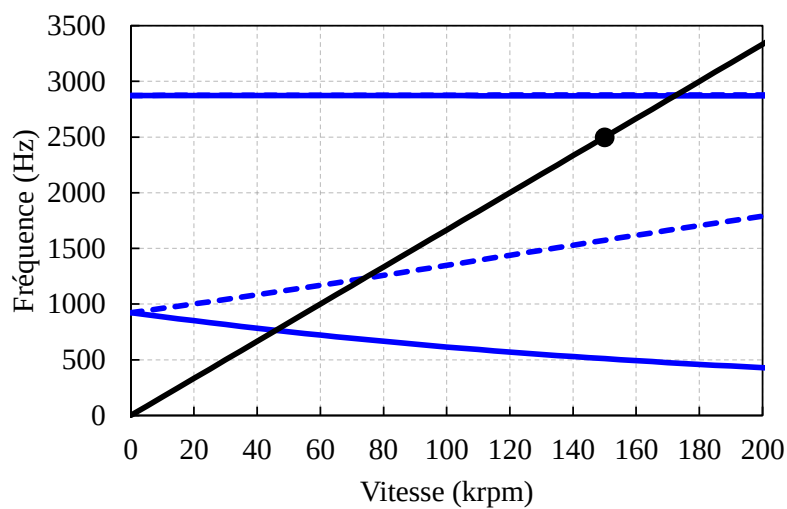
Les mesures statiques ont été réalisées de la même manière que précédemment. Le Tableau 5.6 présente les résultats obtenus et on remarquera la différence importante sur la valeur de résistance. Cet écart s'explique par la résistante additionnelle des pistes de connexions des bobines.

Mesures dynamiques sans charge

Les mesures dynamiques n'ont pu être effectuées que jusqu'à la vitesse de 100 000 tr/min. La Figure 5.35 présente ces mesures ainsi qu'une extrapolation jusqu'à la vitesse nominale.



(a) Diagramme de Campbell du rotor sans roue de compresseur.



(b) Diagramme de Campbell du rotor avec roue de compresseur.

FIGURE 5.32. – Diagrammes de Campbell avec et sans roue de compresseur fixée au rotor. Les courbes en traits bleus continus représentent les modes de « *backward whirl* » tandis que les traits discontinus représentent les modes de « *forward whirl* ». La droite oblique représente la fréquence de rotation synchrone et le point de travail à 150 000 tr/min est indiqué sur cette droite. On peut observer sur ces courbes une marge de vitesse importante avec les modes 1 et 2 ($> 65\,000$ tr/min) et au contraire une marge plus réduite avec les modes 3 et 4 ($> 20\,000$ tr/min).

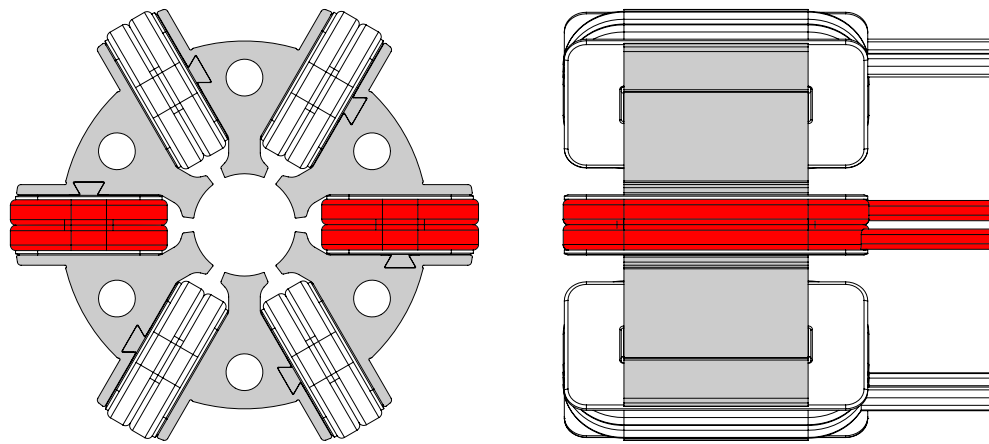


FIGURE 5.33. – Vue CAO de face et de côté du prototype 3. Les enroulements (bobines) de la phase A sont représentés en rouge.

Les résultats prévisionnels montrent un niveau de pertes inférieur de 25 % par rapport aux simulations. Pour effectuer les mesures jusqu'à la vitesse de 150 000 tr/min, il est nécessaire de réaliser le rodage des roulements en augmentant progressivement la vitesse par palier jusqu'à stabilisation de la température.

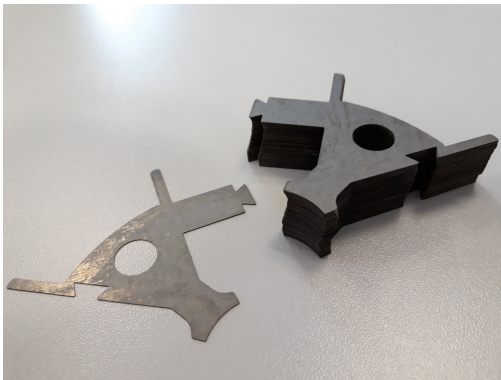
Le Tableau 5.7 présente le comparatif préliminaire entre les mesures et simulations réalisées sur le prototype 3 pour les cas avec et sans charge.

Mesures dynamiques en charge

Nous avons vu précédemment qu'il était difficile de charger les machines à haute vitesse. Les problèmes d'accouplement mécanique et d'alignement des arbres rendant difficile l'utilisation des techniques classiques du type « *back-to-back* ». L'utilisation d'un frein à courant de Foucault est une bonne solution mais nécessite un dimensionnement propre à chaque machine et un système de dissipation de chaleur efficace. Enfin, les mesures d'accélération ne permettent pas d'obtenir le rendement de la machine testée.

Pour pouvoir charger le prototype 3, nous proposons donc d'utiliser des éléments de l'étage de compression d'un turbocompresseur automobile. Cette méthode a pour avantage d'être proche de la réalité de l'application et de permettre de charger la machine en continu. Les inconvénients principaux étant le faible niveau de contrôle sur les points de travail imposés à la machine et les incertitudes quant au rendement thermodynamique du compresseur. Pour diminuer les incertitudes, nous avons fait appel à une société qui nous a orientée vers un turbocompresseur caractérisé par leur soin et pouvant répondre à nos besoins. Le turbocompresseur et son intégration sur la machine sont présentés sur la Figure 5.36 tandis que la cartographie du compresseur est schématisé sur la Figure 5.37. Le point de travail de la machine pourra être ajusté en agissant sur une vanne permettant de régler le débit d'air.

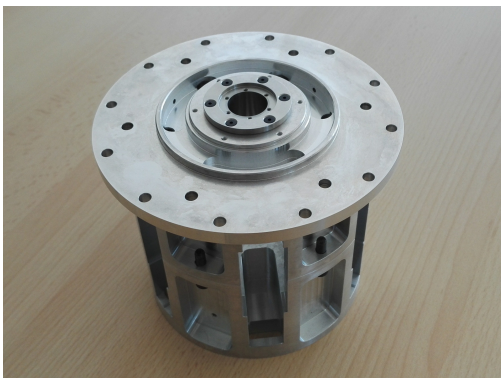
Pour pouvoir piloter de la machine, nous avons dû trouver un module de puissance capable



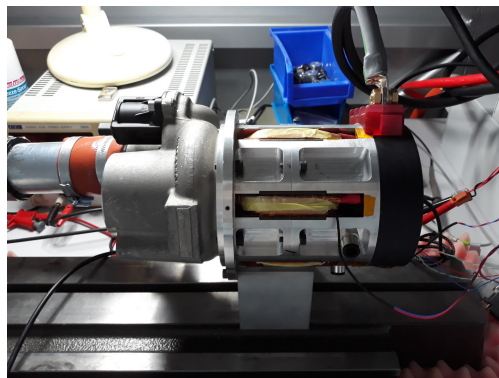
(a) Un des six pôles statoriques partiellement assemblé.



(b) Rotor de la machine.



(c) Boîtier en aluminium de la machine.



(d) Prototype 3 assemblé avec la volute du compresseur.

FIGURE 5.34. – Prototype 3 « turbo électrique » et quelques composants.

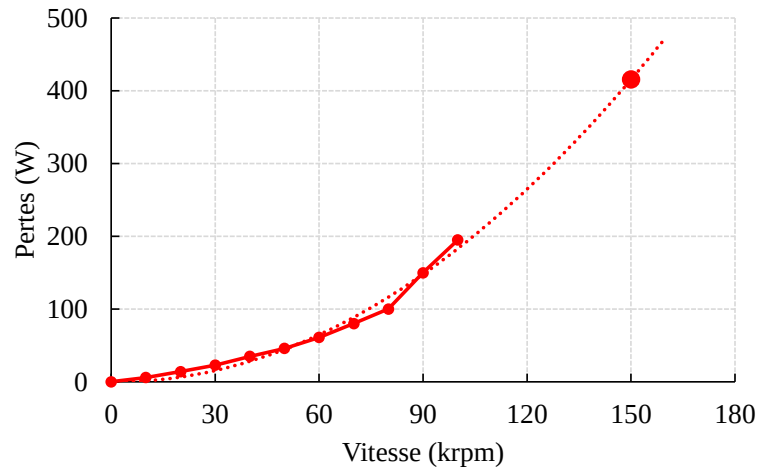


FIGURE 5.35. – Mesures des pertes à vide du prototype 3. Les mesures ont été réalisées jusqu'à 100 000 tr/min et le point à 150 000 tr/min a été extrapolé à partir de ces mesures.

TABLE 5.7. – Synthèse des mesures dynamiques du prototype 3 à son point de travail.

	P_{bea}	P_{flu}	P_{Cu}	P_{rot}	P_{Fe}	P_{loss}
	(W)	(W)	(W)	(W)	(W)	(W)
Simulée	47,1	22	~ 0	2,1	207,9	279,1
Mesurée	59,7 ⁽¹⁾	—	~ 0	—	—	416,0 ⁽⁴⁾

(a) Comparatif sans charge à 150 000 tr/min

	P_{bea}	P_{flu}	P_{Cu}	P_{rot}	P_{Fe}	P_{loss}	η
	(W)	(W)	(W)	(W)	(W)	(W)	(%)
Simulée	47,1	22	120,6	38,8	355,4	583,9	96,3
Mesurée	59,7 ⁽¹⁾	—	203,2 ⁽²⁾	—	—	619,2 ⁽³⁾	95,7

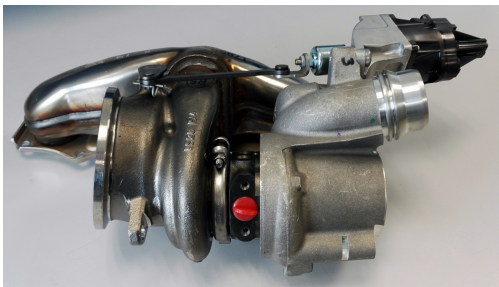
(b) Comparatif en charge à 15 kW et 150 000 tr/min

⁽¹⁾ Les pertes sont calculées à partir de la friction statique T_{fr} mesurée.

⁽²⁾ Les pertes sont calculées à partir de la constante moteur K_m mesurée.

⁽³⁾ Pour obtenir cette valeur, les pertes cuivre ont été ajoutées aux pertes totales sans charge pour obtenir une valeur approchée des pertes totales en charge.

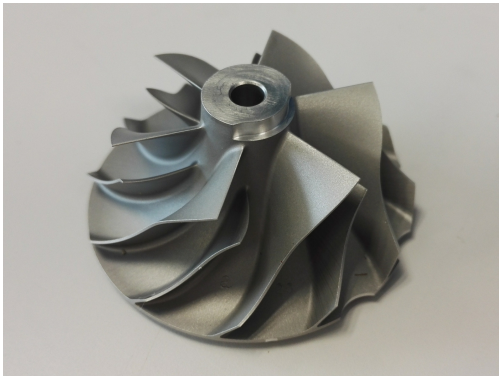
⁽⁴⁾ Les pertes ont été mesurées jusqu'à 100 000 tr/min et extrapolées jusqu'à la vitesse de 150 000 tr/min.



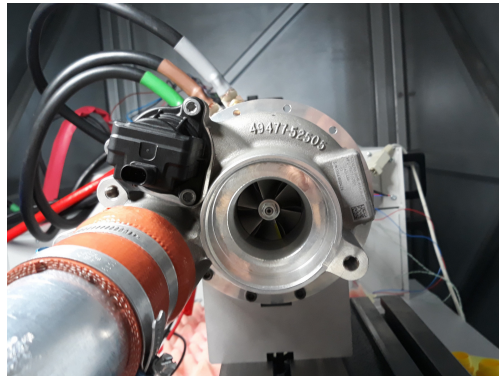
(a) Turbocompresseur du commerce approvisionné.



(b) Boitier (ou volute) de la partie compresseur.



(c) Roue du compresseur.



(d) Prototype 3 assemblé avec les éléments du turbocompresseur.

FIGURE 5.36. – Turbocompresseur du commerce et l'intégration de ses composants sur le prototype 3.

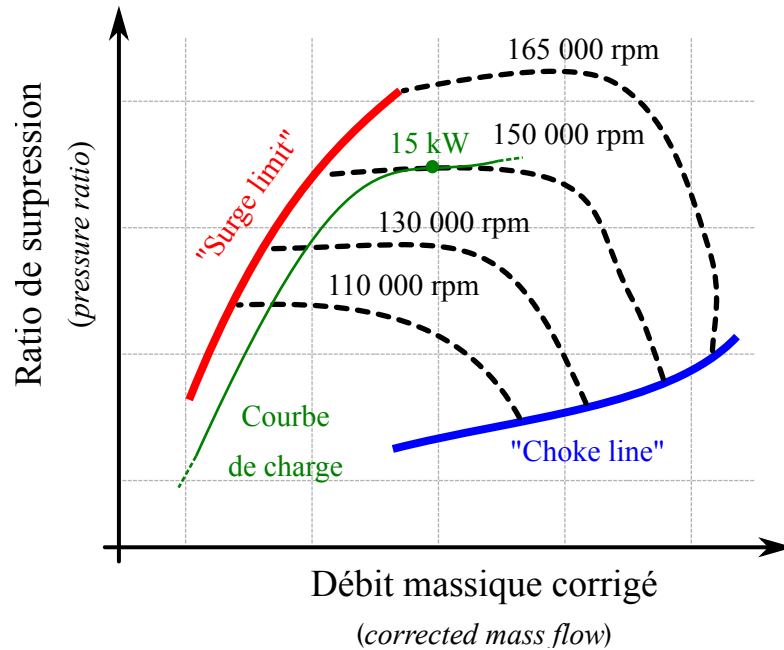


FIGURE 5.37. – Cartographie (schématisée) du compresseur utilisé.

de fournir les courants importants demandés par l'application (> 300 A) à la fréquence de travail (2500 Hz). Nous avons donc fait appel à une société externe pour réaliser le convertisseur qui est présenté sur la Figure 5.38b. D'autre part, la caractérisation d'une machine dans cette gamme de vitesse nécessitant des mesures de sécurité adaptées, nous avons donc effectué les premiers essais dans une salle blindée à MMT et présentée sur la Figure 5.38a.

Nous avons entamé ce travail par la configuration du module pour la machine et le réglage des paramètres de régulation de la boucle de courant comme illustré sur la Figure ?? . À l'heure actuelle, les essais sont en cours et la machine n'a pu être pilotée que jusqu'à la vitesse de 80 000 tr/min en fournissant quelques kilowatts de puissance. Ce travail sera poursuivi pour pouvoir valider la pertinence de cette méthode de caractérisation et les performances dynamiques de la machine.

5.6. Conclusion

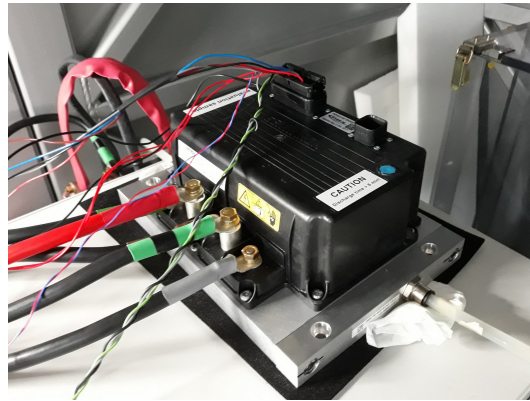
Ce chapitre a présenté les topologies retenues pour la réalisation de trois prototypes de machines électriques d'assistance à la turbocompression. Les prototypes ont été réalisés sur la base des cahiers des charges suivants :

1. prototype 1 (topologie 3) : 3 kW à 80 000 tr/min ;
2. prototype 2 (topologie 4) : 4,5 kW à 75 000 tr/min ;
3. prototype 3 (topologie 5) : 15 kW à 150 000 tr/min.

Les dimensions des prototypes 1 et 2 ont été déterminées pour ces nouvelles spécifications par une étude paramétrique de la même manière que dans le chapitre 4. La configuration du logiciel



(a) Salle blindée pour les mesures de moteurs haute vitesse.



(b) Onduleur de puissance pour le pilotage du prototype 3.

FIGURE 5.38. – Moyens de mesure pour le prototype 3.

de calcul éléments finis (EF) et l'algorithme permettant de converger vers le point de travail visé a été décrit.

Pour chaque machine, nous avons détaillé les choix de conception et la construction générale. En résumé, les machines présentées sont triphasées et construites sur la base d'un stator modulaire sans bobinage enchevêtré pour une plus grande simplicité d'assemblage et de réalisation. Les bobines sont concentrées autour des dents (prototype 1) ou positionnées de manière toroïdale (prototype 2 et 3). Le rotor, quant à lui, est constitué d'un aimant à une seule paire de pôles en NdFeB ou SmCo et d'une frette en alliage de titane TA6V. Enfin, le guidage en rotation du rotor est assuré par des roulements à billes céramiques.

La partie dédiée au prototype 3 a présenté le dimensionnement mécanique du rotor de la machine. Le vitesse périphérique du rotor est de 165 m/s et nécessite une frette assemblée avec une très forte interférence (120 μm). Nous avons proposé un double frettage pour faciliter cette opération d'assemblage. Concernant la dynamique des rotors, l'étude des diagrammes de Campbell nous a conduits à ajouter un roulement à billes supplémentaire pour éloigner le point de fonctionnement des fréquences de résonances.

Une grande partie de ce chapitre a ensuite été dédiée aux tests réalisés sur les prototypes. L'accent est mis sur la variété des méthodes employées et les difficultés rencontrées lors de la caractérisation dynamique des machines haute vitesse. La mesure des paramètres statiques est en très bon accord avec les simulations pour l'évaluation de la constante de couple (~5 % d'erreur). On notera cependant que la résistance du prototype 3 est très supérieure (+50 %) à la simulation à cause des pistes de connectique. La mesure des pertes à vide présente d'importants écarts avec les simulations avec entre 45 et 65 % d'erreur. Nous pensons que ces différences viennent d'une évaluation des pertes mécaniques trop optimiste ainsi que des pertes additionnelles dans la carcasse en aluminium.

Bien que ces tests n'aient pas permis de caractériser à 100 % les machines prototypées, ils nous ont permis de valider les simulations statiques et de trouver des points d'amélioration pour les simulations dynamiques. Dans le cas du prototype 3, un système de compression a été

intégré en prévision des caractérisations dynamiques futures.

Apport du chapitre

La liste suivante présente de manière synthétique les principaux apports du chapitre :

1. les méthodes de mesure adaptées aux machines hautes vitesses sont présentées avec leurs avantages et inconvénients. On proposera d'utiliser un turbocompresseur connu pour la caractérisation du prototype 3 ;
2. les topologies statoriques et les constructions que nous pensons adaptées à la production en grande série sont présentées ;
3. l'utilisation d'une double frette en alliage de titane TA6V est proposée pour faciliter les assemblages comportant de fortes interférences dans le cas de vitesse périphériques élevées.

Conclusion

DANS cette conclusion, nous reviendrons sur les points essentiels énoncés dans les différents chapitres de ce mémoire. Cette partie permettra aussi de présenter notre réponse à la problématique posée ainsi que les apports de la thèse.

Chapitre 1

Dans le premier chapitre, nous avons tout d'abord analysé le turbocompresseur, son principe de fonctionnement et l'intérêt de proposer une version électrifiée déportée : le compresseur d'assistance, ou intégrée, i.e. le turbo électrique. Nous avons ainsi pu montrer l'intérêt du système par l'amélioration de la dynamique du véhicule (réduction du turbo lag) et la diminution globale des émissions grâce au fonctionnement de la machine électrique en génératrice (turbo électrique uniquement). Un cahier des charges a ensuite pu être établi pour ces deux profils :

1. compresseur d'assistance : 4 kW à 80 000 tr/min ;
2. turbo électrique : 15 kW à 150 000 tr/min.

Dans un deuxième temps, un tour d'horizon des topologies de machines électriques adaptées à la haute vitesse a été effectué. Cette étude nous a permis d'identifier les machines à aimants positionnés en surface, à 1 ou 2 paires de pôles, avec ou sans encoches comme étant des structures adaptées à notre problématique. Cette analyse bibliographique a aussi fait ressortir l'importance des vitesses périphériques en jeu (> 100 m/s), du frettage de l'aimant, de la dynamique des rotors et des pertes spécifiques aux machines haute vitesse telles que : les pertes mécaniques par friction de l'air, les pertes rotoriques et les pertes AC dans les conducteurs.

Chapitre 2

Dans le chapitre 2, nous avons présenté une modélisation analytique électromagnétique des machines à encoches et aimants permanents en surface. Cet exercice a été motivé d'une part par les conclusions du chapitre 1 sur les topologies de machines adaptées à la haute vitesse et d'autre part car cette structure était déjà employée au sein de l'entreprise Moving Magnet Technologies (MMT) et nécessitait une modélisation améliorée pour traiter les spécifications haute vitesse.

Ce modèle basé sur la méthode de résolution en sous-domaines a été construit pour permettre un bon compromis entre précision et rapidité de calcul. Pour cela, nous avons opté pour un modèle statique à deux dimensions (2-D) où l'on néglige la conductivité des matériaux dans la résolution. Ce modèle a permis une évaluation précise des grandeurs classiques telles que : le couple, le couple sans courant, la tension induite et la pression de Maxwell mais aussi un calcul approché à résistance limitée des pertes rotoriques.

Pour conclure, nous avons montré que ce modèle présentait de bons résultats :

1. précision : écart $< 2\%$ avec les simulations par éléments finis (EF) sur le calcul des inductions ;
2. rapidité : environ 400 fois plus rapide que les EF sur le cas test incluant le calcul des pertes au rotor ;
3. pertes rotoriques : comme attendu par rapport aux hypothèses choisies, le calcul des pertes présente des imprécisions qui s'accroissent avec l'augmentation de la fréquence. Malgré ce défaut, le calcul permet tout de même un comparatif qualitatif rapide entre les différentes machines. On remarquera aussi que les courants induits sont des phénomènes intrinsèquement 3-D et qu'aucune modélisation 2-D, même prenant en compte la conductivité des matériaux, ne saurait donc prédire ces phénomènes avec précision.

Chapitre 3

Dans le chapitre 3, nous avons traité les aspects mécaniques évoqués dans le chapitre 1. Trois thématiques ont été abordées : Tout d'abord, un modèle de résistance des matériaux a été développé pour calculer la tenue de la frette et des aimants à haute vitesse. Pour cela, un modèle simple d'arbre tournant a été présenté (modèle « rotor simple ») puis étendu à un système comportant plusieurs cylindres concentriques (modèles « multicouches »). Ce dernier modèle nous a permis de prendre en compte les assemblages complexes comportant différents matériaux et une interférence d'assemblage nécessaire à l'application d'une précontrainte.

Ensuite, la dynamique des rotors a été présentée brièvement à travers le calcul simplifié de la longueur maximum admissible d'un arbre en rotation, le calcul de la force sur les paliers et l'interprétation des diagrammes de Campbell et des modes de résonances. Ce chapitre a permis de mettre en avant l'importance de la prise en compte de ces aspects pour le bon fonctionnement de la machine (tenue du rotor, durée de vie des paliers).

Enfin, la fin du chapitre s'est attardée sur la présentation des paliers adaptés à la haute vitesse. Les roulements à billes hybrides ont été retenus pour leur simplicité d'intégration et leur coût compétitif par rapport aux autres systèmes de guidage plus performant (palier à air, paliers magnétiques). La notion d'équilibrage a aussi été abordée et la qualité G2,5 a été choisie pour l'équilibrage des rotors des futurs prototypes.

Chapitre 4

Dans le chapitre 4, nous avons cherché à explorer des topologies alternatives à celle présentée dans le chapitre 2. Nous avons commencé par décrire les phénomènes induisant des pertes dans les machines électriques haute vitesse avec notamment : les pertes cuivre AC, les pertes fer, les pertes rotoriques et les pertes par friction aérodynamique. Des recommandations de conception et sur les matériaux ont ensuite été présentées en proposant (entre autres) : l'utilisation de fil de Litz (pertes cuivre AC), l'utilisation de tôles fer – silicium de faible épaisseur ($< 0,2$ mm) et de matériaux amorphes (pertes fer) ou encore l'importance de l'épaisseur de l'entrefer (pertes rotoriques et aérodynamiques).

Nous avons ensuite proposé cinq structures de machines. Elles possèdent toutes une paire de pôles pour diminuer la fréquence fondamentale et six enroulements non imbriqués (bobines) pour faciliter la fabrication. Ces différentes topologies ont été comparées par EF sur la base du cahier des charges du turbo électrique (15 kW à 150 000 tr/min) et des calculs de pertes présentés. Pour cela, nous avons fait varier les paramètres géométriques des différentes machines dans un encombrement donné puis nous avons comparé les résultats selon les critères suivant :

1. la constante moteur : cette constante correspond au couple divisé par la racine carrée des pertes cuivre ;
2. le rendement ;
3. la densité massique de pertes dans le stator, le bobinage et le rotor.

Si aucune des structures ne présente la solution parfaite, ce comparatif nous a permis de nous orienter vers trois structures présentant des caractéristiques intéressantes : la topologie 3 pour sa constante moteur, la topologie 4 pour son rendement et la topologie 5 comme compromis entre ces deux critères. Les rendements calculés sont globalement supérieur à 95 %.

Nous avons aussi présenté brièvement dans ce chapitre une modélisation des pertes du système global machine et convertisseur. Cette étude nous a permis de conclure sur l'importance du choix de la fréquence MLI pour maximiser le rendement global ou diminuer le niveau de pertes au rotor.

Chapitre 5

Dans le dernier chapitre, nous avons exposé le prototypage et les premières mesures des trois structures identifiées dans le chapitre 4. Les prototypes ont été réalisés sur la base des cahiers des charges suivants :

1. prototype 1 (topologie 3) : 3 kW à 80 000 tr/min ;
2. prototype 2 (topologie 4) : 4,5 kW à 75 000 tr/min ;
3. prototype 3 (topologie 5) : 15 kW à 150 000 tr/min.

Les dimensions des prototypes 1 et 2 ont été déterminées pour ces nouvelles spécifications par une étude paramétrique de la même manière que dans le chapitre 4.

Le prototypage des machines a été détaillé en insistant notamment sur la construction modulaire du stator et des bobines. En ce qui concerne le prototype 3, nous avons apporté une attention particulière au calcul de la frette de maintien (la vitesse périphérique du rotor est de 165 m/s) qui a finalement été conçue en deux couches pour faciliter le prototypage. Toujours pour cette machine, l'étude des diagrammes de Campbell nous a conduits à ajouter un roulement à billes supplémentaire pour s'éloigner des fréquences de résonances.

Les prototypes ont ensuite été soumis à une série d'essais statiques (mesures de la constante de couple, de la résistance et de l'inductance) et dynamiques (mesures du couple dynamique et des pertes) pour vérifier la corrélation avec les simulations. Cette étape a été l'occasion de discuter les méthodes de tests adaptées aux machines haute vitesse telles que la mesure par frein à courants de Foucault ou encore la mesure d'accélération avec inertie connue.

Les mesures statiques ont présenté de faibles écarts avec les simulations dans le cas du prototype 1 (~5 %) et un écart important a été constaté dans la mesure de la résistance du prototype 3

(+50 %). Les mesures dynamiques n'ont pu être menées que partiellement à cause des difficultés à accoupler les machines à un dispositif de mesure et à les charger à ces vitesses importantes (75 000 à 150 000 tr/min). Nous avons proposé l'utilisation d'une roue de compresseur d'un turbo du commerce pour la suite des mesures. La mesure des pertes à vide a présenté d'importants écarts avec les simulations (45 ~ 65 % d'erreur) et nous pensons que ces différences viennent d'une évaluation des pertes mécaniques trop optimiste ainsi que des pertes additionnelles dans la carcasse en aluminium.

Apports de la thèse

Les points suivant résument les principaux apports de la thèse :

1. Modélisation électromagnétique efficace d'une topologie classique de machine haute vitesse à aimant permanents avec la prise en compte des pertes rotoriques ;
2. Modélisation analytique du frettage dans les assemblages multicouches pour les rotors de machines à aimants permanents montés en surface ;
3. utilisation du critère de Mohr – Coulomb pour une évaluation plus juste de la contrainte équivalente dans les matériaux frittés de type aimant ;
4. un comparatif entre cinq topologies de machines électriques adaptées à la haute vitesse incluant des recommandations de conception ;
5. une méthode de calcul global des pertes du système machine – convertisseur ;
6. une description synthétique des méthodes de mesure adaptées aux machines hautes vitesses avec leurs avantages et inconvénients ;
7. des topologies statoriques et des constructions que nous pensons adaptées à la production en grande série sont présentées ;
8. l'utilisation d'une double frette en alliage de titane TA6V dans les rotors à aimants en surface pour faciliter les assemblages comportant de fortes interférences.

Recommandations pour de futurs travaux

Les points suivant donnent les principales recommandations pour des travaux et développements futurs du sujet :

1. l'étude de la machine électrique dans l'environnement thermique au voisinage du turbo-compresseur et son intégration ;
2. amélioration de la modélisation analytique (frette conductrice, segmentation), pertes induite dans le bobinage, une modélisation (semi-)analytique 3-D des pertes au rotor ;
3. la connaissance précise des charges, temps de cycle et des courants disponible dans l'application pour optimiser le temps de réponse du système ;
4. des travaux pour le développement et l'intégration d'une électronique de puissance basse tension, fort courant pouvant travailler à des fréquences fondamentales supérieures à 2 kHz.

Annexe A.

Opérateurs différentiels

Cette partie rappelle les expressions des opérateurs différentiels divergence, gradient, laplacien, et rotationnel en coordonnées cylindriques.

Pour toutes ces définitions, on définira le vecteur $\mathbf{A}$ par :

$$\mathbf{A} = A_r \cdot \mathbf{u}_r + A_\theta \cdot \mathbf{u}_\theta + A_z \cdot \mathbf{u}_z \quad (\text{A.1})$$

Et la fonction scalaire f :

$$f = f(r, \theta, z) \quad (\text{A.2})$$

La divergence

$$\text{div } \mathbf{A} = \nabla \cdot \mathbf{A} = \frac{1}{r} \frac{\partial A_r}{\partial r} + \frac{1}{r} \frac{\partial A_\theta}{\partial \theta} + \frac{\partial A_z}{\partial z} \quad (\text{A.3})$$

Le gradient

$$\text{grad } f = \nabla \cdot f = \frac{\partial f}{\partial r} \cdot \mathbf{u}_r + \frac{1}{r} \frac{\partial f}{\partial \theta} \cdot \mathbf{u}_\theta + \frac{\partial f}{\partial z} \cdot \mathbf{u}_z \quad (\text{A.4})$$

Le laplacien

$$\Delta f = \nabla^2 \cdot f = \frac{\partial^2 f}{\partial r^2} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 f}{\partial \theta^2} + \frac{\partial^2 f}{\partial z^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial f}{\partial r} \quad (\text{A.5})$$

Dans le cas où f ne dépend pas de z , on obtiendra l'expression simplifiée :

$$\Delta f = \nabla^2 \cdot f = \frac{\partial^2 f}{\partial r^2} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 f}{\partial \theta^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial f}{\partial r} \quad (\text{A.6})$$

Le rotationnel

$$\begin{aligned} \mathbf{rot} \mathbf{A} = \nabla \times \mathbf{A} &= \left(\frac{1}{r} \frac{\partial A_z}{\partial \theta} - \frac{\partial A_\theta}{\partial z} \right) \cdot \mathbf{u}_r \\ &+ \left(\frac{\partial A_r}{\partial z} - \frac{\partial A_z}{\partial r} \right) \cdot \mathbf{u}_\theta + \frac{1}{r} \left(\frac{\partial r A_\theta}{\partial r} - \frac{\partial A_r}{\partial \theta} \right) \cdot \mathbf{u}_z \end{aligned} \quad (\text{A.7})$$

On remarque que si $\mathbf{A}$ n'a qu'une seule composante selon $\mathbf{u}_z$ (comme c'est le cas pour le potentiel vecteur dans un modèle 2-D), alors $\mathbf{A} = A_z \cdot \mathbf{u}_z$ et on peut donc simplifier [A.7](#) :

$$\nabla \times \mathbf{A} = \left(\frac{1}{r} \frac{\partial A_z}{\partial \theta} - \frac{\partial A_\theta}{\partial z} \right) \cdot \mathbf{u}_r + \left(\frac{\partial A_r}{\partial z} - \frac{\partial A_z}{\partial r} \right) \cdot \mathbf{u}_\theta = \mathbf{B} \quad (\text{A.8})$$

Annexe B.

Définition des intégrales

Cette annexe présente la forme des intégrales $F_{c\lambda}$, $F_{s\lambda}$, $F_{cc\lambda_1,\lambda_2}$, $F_{ss\lambda_1,\lambda_2}$ et $F_{cs\lambda_1,\lambda_2}$ nécessaires à la construction du système linéaire du chapitre 2. Le calcul de ces intégrales est développé dans [Dubas and Rahideh \[2014\]](#).

Ordre 1

$$F_{c\lambda} = \int_{\alpha}^{\alpha+\beta} \cos \lambda (\theta - \varphi) \, d\theta \quad (\text{B.1})$$

$$F_{s\lambda} = \int_{\alpha}^{\alpha+\beta} \sin \lambda (\theta - \varphi) \, d\theta \quad (\text{B.2})$$

Ordre 2

$$F_{cc\lambda_1,\lambda_2} = \int_{\alpha}^{\alpha+\beta} \cos \lambda_1 (\theta - \varphi_1) \cdot \cos \lambda_2 (\theta - \varphi_2) \, d\theta \quad (\text{B.3})$$

$$F_{ss\lambda_1,\lambda_2} = \int_{\alpha}^{\alpha+\beta} \sin \lambda_1 (\theta - \varphi_1) \cdot \sin \lambda_2 (\theta - \varphi_2) \, d\theta \quad (\text{B.4})$$

$$F_{cs\lambda_1,\lambda_2} = \int_{\alpha}^{\alpha+\beta} \cos \lambda_1 (\theta - \varphi_1) \cdot \sin \lambda_2 (\theta - \varphi_2) \, d\theta \quad (\text{B.5})$$

Bibliographie

- Airbearing. Spiral groove bearing [en ligne], November 2017. URL https://en.wikipedia.org/wiki/Spiral_groove_bearing. Page Version ID : 809101118.
- Luigi Alberti, Emanuele Fornasiero, Nicola Bianchi, and Silverio Bolognani. Rotor Losses Measurements in an Axial Flux Permanent Magnet Machine. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 26(2) :639–645, June 2011. ISSN 0885-8969, 1558-0059. doi : 10.1109/TEC.2010.2096818. URL <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=5706438>.
- Y. Amara, P. Reghem, and G. Barakat. Analytical Prediction of Eddy-Current Loss in Armature Windings of Permanent Magnet Brushless AC Machines. *IEEE Transactions on Magnetics*, 46(8) :3481–3484, August 2010. ISSN 0018-9464. doi : 10.1109/TMAG.2010.2046885.
- ANSYS. Engineering Simulation & 3-D Design Software [en ligne], October 2017. URL <http://www.ansys.com/fr-fr>.
- Aperam. Aperam Alloys Amilly [en ligne], October 2017. URL <http://www.aperam.com/alloys-amilly/telechargement/documentations/>.
- A. Arkkio, T. Jokinen, and E. Lantto. Induction and permanent-magnet synchronous machines for high-speed applications. In *2005 International Conference on Electrical Machines and Systems*, volume 2, pages 871–876 Vol. 2, September 2005. doi : 10.1109/ICEMS.2005.202668.
- Audi. Audi SQ7 TDI - Audi MediaCenter [en ligne], November 2017. URL <https://www.audi-mediacycenter.com/en/photos/detail/audi-sq7-tdi-31290>.
- S. Bazhar, J. Fontchastagner, N. Takorabet, and N. Labbe. Hybrid Analytical Model Coupling Laplace’s Equation and Reluctance Network for Electrical Machines. *IEEE Transactions on Magnetics*, 53(6) :1–4, June 2017. ISSN 0018-9464. doi : 10.1109/TMAG.2017.2654966.
- J. Le Besnerais. Vibroacoustic Analysis of Radial and Tangential Air-Gap Magnetic Forces in Permanent Magnet Synchronous Machines. *IEEE Transactions on Magnetics*, 51(6) :1–9, June 2015. ISSN 0018-9464. doi : 10.1109/TMAG.2015.2388613.
- N. Bianchi, S. Bolognani, and F. Luise. Potentials and limits of high-speed PM motors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 40(6) :1570–1578, November 2004. ISSN 0093-9994. doi : 10.1109/TIA.2004.836173.
- N. Bianchi, S. Bolognani, and F. Luise. High Speed Drive Using a Slotless PM Motor. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 21(4) :1083–1090, July 2006. ISSN 0885-8993. doi : 10.1109/

Bibliographie

- TPEL.2006.876824. URL <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=1650309>.
- Aleksandar Borisavljevic. *Limits, Modeling and Design of High-Speed Permanent Magnet Machines*. Springer, Berlin; New York, 2013 edition edition, October 2012. ISBN 978-3-642-33456-6.
- D. Busse, J. Erdman, R. J. Kerkman, D. Schlegel, and G. Skibinski. System electrical parameters and their effects on bearing currents. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 33(2) :577–584, March 1997. ISSN 0093-9994. doi : 10.1109/28.568025.
- Code_Aster. Code_aster [en ligne], October 2017. URL <https://code-aster.org/spip.php?rubrique1>.
- Cogent. Cogent Power [en ligne], October 2017. URL <https://cogent-power.com/downloads>.
- Jamal Dabbabi, Stanislaw Kowalik, Martin Wenzelburger, and Michael Buchmann. Electrically Assisted Turbocharger for the 48-V Board Net. *MTZ worldwide*, 78(10) :16–21, October 2017. ISSN 2192-9114. doi : 10.1007/s38313-017-0092-z. URL <https://link.springer.com/article/10.1007/s38313-017-0092-z>.
- Datatechnic. Les normes [en ligne], November 2017. URL <http://www.datatechnic.fr/balancing-service/standards.php>.
- Jacques Degauque. Matériaux à propriétés magnétiques dures : notions de base. *Techniques de l'Ingenieur*, June 2001.
- Zakarya Djelloul-Khedda, Kamel Boughrara, Frederic Dubas, and Rachid Ibtouen. Nonlinear Analytical Prediction of Magnetic Field and Electromagnetic Performances in Switched Reluctance Machines. *IEEE Transactions on Magnetics*, 53(7) :1–11, July 2017. ISSN 0018-9464. doi : 10.1109/TMAG.2017.2679686.
- Dresser-Rand. Dresser-Rand Synchrony magnetic bearings, high speed motors and generators [en ligne], October 2017. URL <http://www.synchrony.com/products/index.php>.
- Frederic Dubas and Kamel Boughrara. New Scientific Contribution on the 2-D Subdomain Technique in Cartesian Coordinates : Taking into Account of Iron Parts. *Mathematical and Computational Applications*, 22(1) :17, February 2017a. doi : 10.3390/mca22010017. URL <http://www.mdpi.com/2297-8747/22/1/17>.
- Frederic Dubas and Kamel Boughrara. New Scientific Contribution on the 2-D Subdomain Technique in Polar Coordinates : Taking into Account of Iron Parts. *Mathematical and Computational Applications*, 22(4) :42, October 2017b. doi : 10.3390/mca22040042. URL <http://www.mdpi.com/2297-8747/22/4/42>.
- Frederic Dubas and Christophe Espanet. Analytical Solution of the Magnetic Field in Permanent-Magnet Motors Taking Into Account Slotting Effect : No-Load Vector Potential

- and Flux Density Calculation. *IEEE Transactions on Magnetics*, 45(5) :2097–2109, May 2009. ISSN 0018-9464. doi : 10.1109/TMAG.2009.2013245.
- Frederic Dubas and Akbar Rahideh. Two-Dimensional Analytical Permanent-Magnet Eddy-Current Loss Calculations in Slotless PMSM Equipped With Surface-Inset Magnets. *IEEE Transactions on Magnetics*, 50(3) :54–73, March 2014. ISSN 0018-9464. doi : 10.1109/TMAG.2013.2285525.
- Corentin Dumont de Chassart. *Heteropolar null-flux electrodynamic bearings for the passive radial suspension of rotors*. PhD thesis, Universite Catholique de Louvain, 2017. URL <https://dial.uclouvain.be/pr/boreal/object/boreal:184603>.
- Eaton. Eaton Supercharger Boosting Products [en ligne], November 2017. URL <http://www.eaton.com/Eaton/ProductsServices/Vehicle/Superchargers/index.htm>.
- J.D. Ede, Z.Q. Zhu, and D. Howe. Rotor resonances of high-speed permanent-magnet brushless machines. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 38(6) :1542–1548, November 2002. ISSN 0093-9994. doi : 10.1109/TIA.2002.804765. URL <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=1058108>.
- H. Fang, R. Qu, J. Li, P. Zheng, and X. Fan. Rotor Design for High-Speed High-Power Permanent-Magnet Synchronous Machines. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 53(4) :3411–3419, July 2017. ISSN 0093-9994. doi : 10.1109/TIA.2017.2684090.
- D. P. Fleming and B. J. Hamrock. *Optimization of self-acting herringbone-grooved journal bearings for maximum stability*. October 1974. URL http://archive.org/details/nasa_techdoc_19740026775.
- Flux. Flux FEA for electromagnetic, electric and thermal analysis [en ligne], October 2017. URL <http://www.altairhyperworks.com/product/flux>.
- Garrett. Garrett By Honeywell - Fonctionnement d'un Turbo [en ligne], November 2017. URL <https://Garrett.Honeywell.com/fr/products/how-a-turbo-works/>.
- D. Gerada, D. Borg-Bartolo, A. Mebarki, C. Micallef, N. L. Brown, and C. Gerada. Electrical machines for high speed applications with a wide constant-power region requirement. In *2011 International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, pages 1–6, August 2011. doi : 10.1109/ICEMS.2011.6073480.
- Mathieu Gerber, Adrien Gilson, Daniel Depernet, Frederic Dubas, Christophe Espanet, and Gael Andrieux. Coupled Electronic and Magnetic Fast Simulation for High-Speed Permanent-Magnet Drive Design. In *2016 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*, pages 1–6, October 2016. doi : 10.1109/VPPC.2016.7791641.
- Adrien Gilson, Stephane Tavernier, Frederic Dubas, Daniel Depernet, and Christophe Espanet. 2-D analytical subdomain model for high-speed permanent-magnet machines. In *2015 18th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, pages 1508–1514, October 2015a. doi : 10.1109/ICEMS.2015.7385280.

Bibliographie

- Adrien Gilson, Stephane Tavernier, Mathieu Gerber, Christophe Espanet, Frederic Dubas, and Daniel Depernet. Design of a cost-efficient high-speed high-efficiency PM machine for compressor applications. In *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pages 3852–3856, September 2015b. doi : 10.1109/ECCE.2015.7310204.
- Adrien Gilson, Frederic Dubas, Daniel Depernet, and Christophe Espanet. Comparison of high-speed PM machine topologies for electrically-assisted turbocharger applications. In *2016 19th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, pages 1–5, November 2016.
- Adrien Gilson, Guillaume Verez, Frederic Dubas, Daniel Depernet, and Christophe Espanet. Design of a high-speed permanent-magnet machine for electrically-assisted turbocharger applications with reduced noise emissions. In *2017 IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC)*, pages 1–6, May 2017. doi : 10.1109/IEMDC.2017.8002386.
- Glue. Glue Documentation [en ligne], October 2017. URL <http://glueviz.org/en/stable/index.html>.
- G. N. Greaves, A. L. Greer, R. S. Lakes, and T. Rouxel. Poisson’s ratio and modern materials. *Nat Mater*, 10(11) :823–837, November 2011. ISSN 1476-1122. doi : 10.1038/nmat3134. URL <http://dx.doi.org/10.1038/nmat3134>.
- B. Hannon, P. Sergeant, and L. Dupre. Study of the Effect of a Shielding Cylinder on the Torque in a Permanent-Magnet Synchronous Machine Considering Two Torque-Producing Mechanisms. *IEEE Transactions on Magnetics*, 53(10) :1–8, October 2017. ISSN 0018-9464. doi : 10.1109/TMAG.2017.2721910.
- Bert Hannon, Peter Sergeant, and Luc Dupre. 2-D Analytical Subdomain Model of a Slotted PMSM With Shielding Cylinder. *IEEE Transactions on Magnetics*, 50(7) :1–10, July 2014. ISSN 0018-9464, 1941-0069. doi : 10.1109/TMAG.2014.2309325. URL <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=6754163>.
- A. M. Hava, R. J. Kerkman, and T. A. Lipo. Carrier-based PWM-VSI overmodulation strategies : analysis, comparison, and design. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 13(4) :674–689, July 1998. ISSN 0885-8993. doi : 10.1109/63.704136.
- Hitachi. Hitachi Metals Soft Magnetic Components and Materials [en ligne], October 2017. URL <http://www.hitachi-metals.co.jp/e/products/item/sm/>.
- Hoganas. Hoganas Soft Magnetic Composites [en ligne], October 2017. URL <https://www.hoganas.com/en/products/soft-magnetic-composites/>.
- S Ibaraki, Y Yamashita, K Sumida, H Ogita, and Y Jinnai. Development of the hybrid turbo, an electrically assisted turbocharger. *Mitsubishi Heavy Industries Technical Review*, 43 :1–5, January 2006.
- Robert C Juvinall and Kurt M Marshek. *Fundamentals of Machine Component Design*. Wiley, 5th edition edition, 2012. URL <http://www.wiley.com/WileyCDA/WileyTitle/productCd-EHEP002038.html>.

- S. Kachapornkul, P. Somsiri, R. Pupadubsin, N. Nulek, and N. Chayopitak. Low cost high speed switched reluctance motor drive for supercharger applications. In *2012 15th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, pages 1–6, October 2012.
- Ilya Kolmanovsky and Anna G. Stefanopoulou. Evaluation of Turbocharger Power Assist System Using Optimal Control Techniques. SAE Technical Paper 2000-01-0519, SAE Technical Paper, Warrendale, PA, March 2000. URL <http://papers.sae.org/2000-01-0519/>.
- Zlatko Kolondzowski. *Thermal and mechanical analyses of high-speed permanent-magnet electrical machines*. Aalto-yliopiston teknillinen korkeakoulu, 2010. ISBN 978-952-60-3280-1. URL <https://aaltodoc.aalto.fi:443/handle/123456789/4809>.
- Andreas Krings and Juliette Soulard. Overview and Comparison of Iron Loss Models for Electrical Machines. *Journal of Electrical Engineering*, 10 :162–169, May 2010.
- Michel Lalanne and Guy Ferraris. *Rotordynamics Prediction in Engineering*. Wiley-Blackwell, Chichester; New York, 2nd edition edition, December 1997. ISBN 978-0-471-97288-4.
- Roubache Lazhar, Kamel Boughrara, Frederic Dubas, and Rachid Ibtouen. Semi-Analytical Modeling of Spoke-Type Permanent-Magnet Machines Considering the Iron Core Relative Permeability : Subdomain Technique and Taylor Polynomial. *Progress In Electromagnetics Research B*, 77, July 2017. doi : 10.2528/PIERB17051001.
- Jean-Marie Le Breton, Luc Lechevalier, Philippe Tenaud, and Antoine Morel. Aimants permanents - Matériaux et propriétés. *Techniques de l'Ingenieur*, January 2015.
- J. J. Lee, Y. K. Kim, S. H. Rhyu, I. S. Jung, S. H. Chai, and J. P. Hong. Hysteresis Torque Analysis of Permanent Magnet Motors Using Preisach Model. *IEEE Transactions on Magnetics*, 48(2) : 935–938, February 2012. ISSN 0018-9464. doi : 10.1109/TMAG.2011.2174435.
- W. Lee, E. Schubert, Y. Li, Silong Li, D. Bobba, and B. Sarlioglu. Electrification of turbocharger and supercharger for downsized internal combustion engines and hybrid electric vehicles-benefits and challenges. In *2016 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*, pages 1–6, June 2016. doi : 10.1109/ITEC.2016.7520254.
- Woongkul Lee, Erik Schubert, Yingjie Li, Silong Li, Dheeraj Bobba, and Bulent Sarlioglu. Overview of Electric Turbocharger and Supercharger for Downsized Internal Combustion Engines. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 3 :36–47, 2017.
- Thierry Lubin, Smail Mezani, and Abderrezak Rezzoug. 2-D Exact Analytical Model for Surface-Mounted Permanent-Magnet Motors With Semi-Closed Slots. *IEEE Transactions on Magnetics*, 47(2) :479–492, February 2011. ISSN 0018-9464, 1941-0069. doi : 10.1109/TMAG.2010.2095874. URL <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=5648354>.
- M. Mirzaei, A. Binder, B. Funieru, and M. Susic. Analytical Calculations of Induced Eddy Currents Losses in the Magnets of Surface Mounted PM Machines With Consideration of Circumferential and Axial Segmentation Effects. *IEEE Transactions on Magnetics*, 48(12) : 4831–4841, December 2012. ISSN 0018-9464. doi : 10.1109/TMAG.2012.2203607.

Bibliographie

- Peter Mock. 2020-2030 CO2 standards for new cars and light-commercial vehicles in the European Union. Technical report, International Council on Clean Transportation (ICCT), October 2017. URL <http://www.theicct.org/publications/2020-2030-co2-standards-eu-cars-lcvs-20171026>.
- G. Munteanu, A. Binder, and T. Schneider. Loss measurement of a 40 kW high-speed bearingless PM synchronous motor. In *2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pages 722–729, September 2011. doi : 10.1109/ECCE.2011.6063841.
- Agnieszka Muszynska. *Rotordynamics*. CRC Press, Boca Raton, May 2005. ISBN 978-0-8247-2399-6.
- Hung Nguyen-Schafer. *Rotordynamics of Automotive Turbochargers*. Springer, 2012. URL <http://www.springer.com/la/book/9783642448072>.
- G. Novak, J. Kokosar, M. Bricelj, M. Bizjak, D. Steiner Petrovic, and A. Nagode. Improved Model Based on the Modified Steinmetz Equation for Predicting the Magnetic Losses in Non-Oriented Electrical Steels That is Valid for Elevated Temperatures and Frequencies. *IEEE Transactions on Magnetics*, 53(10) :1–5, October 2017. ISSN 0018-9464. doi : 10.1109/TMAG.2017.2726500.
- Numpy. NumPy [en ligne], November 2017. URL <http://www.numpy.org/>.
- Jean-Claude Perron. Matériaux ferromagnétiques amorphes et nanocristallins. *Techniques de l'Ingenieur*, November 1997.
- P. D. Pfister, X. Yin, and Y. Fang. Slotted Permanent-Magnet Machines : General Analytical Model of Magnetic Fields, Torque, Eddy Currents, and Permanent-Magnet Power Losses Including the Diffusion Effect. *IEEE Transactions on Magnetics*, 52(5) :1–13, May 2016. ISSN 0018-9464. doi : 10.1109/TMAG.2015.2512528.
- Pierre-Daniel Pfister. *Very high-speed slotless permanent-magnet motors : theory, design and validation*. PhD thesis, ECOLE POLYTECHNIQUE FEDERALE DE LAUSANNE, 2010a.
- Pierre-Daniel Pfister. *Very high-speed slotless permanent-magnet motors : theory, design and validation*. January 2010b. doi : 10.5075/epfl-thesis-4576.
- Pierre Podevin, Michel Toussaint, and L. Prevond. Techniques avancées de suralimentation : le turbocompresseur. January 2004.
- M. Popescu and D. G. Dorrell. Skin effect and proximity losses in high speed brushless permanent magnet motors. In *2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pages 3520–3527, September 2013. doi : 10.1109/ECCE.2013.6647164.
- Jean-Marc Pugnet. Equilibrage des rotors rigides et flexibles. *Techniques de l'Ingenieur*, July 1997.

- Juha Pyrhonen, Tapani Jokinen, and Valeria Hrabovcova. *Design of Rotating Electrical Machines*. Wiley-Blackwell, Chichester, West Sussex, United Kingdom ; Hoboken, NJ, December 2008. ISBN 978-0-470-69516-6.
- Python. Welcome to Python.org, November 2017. URL <https://www.python.org/>.
- P. B. Reddy, T. M. Jahns, and T. P. Bohn. Modeling and analysis of proximity losses in high-speed surface permanent magnet machines with concentrated windings. In *2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pages 996–1003, September 2010. doi : 10.1109/ECCE.2010.5617877.
- John Renze and Eric W. Weisstein. Separation of Variables [en ligne], November 2017. URL <http://mathworld.wolfram.com/SeparationofVariables.html>.
- Rotordynamics. Rotordynamics, September 2017. URL <https://en.wikipedia.org/w/index.php?title=Rotordynamics&oldid=798605785>. Page Version ID : 798605785.
- ROTORINSA. ROTORINSA software [en ligne], October 2017. URL <http://rotorinsa.insa-lyon.fr/>.
- Todd Rowland. Gauge Theory [en ligne], November 2017. URL <http://mathworld.wolfram.com/GaugeTheory.html>.
- Juha Saari. Thermal Analysis of High-Speed Induction Machines. 952-5148-43-2, 90, January 1998.
- Schenck. Pasio 05 - Schenck Horizontal universal balancing machine for rotors up to 500 g [en ligne], October 2017. URL <http://www.schenck-rotec.be/products/products/Pasio05.php>.
- Jurg Schiffmann. Integrated design, optimization and experimental investigation of a direct driven turbocompressor for domestic heat pumps. 2008. doi : 10.5075/epfl-thesis-4126,urn:nbn:ch:bel-epfl-thesis4126-0. URL <https://infoscience.epfl.ch/record/124751>.
- Scipy. Scipy [en ligne], November 2017. URL <https://www.scipy.org/>.
- SKF. Roulements hybrides [en ligne], November 2017. URL <http://www.skf.com/fr/products/bearings-units-housings/engineered-products/hybrid-bearings/index.html>.
- SolidWorks. SolidWorks [en ligne], November 2017. URL <http://www.solidworks.fr/>.
- Georges Spinnler. *Conception des machines - Volume 3 : Principes et applications - Dimensionnement*. Presses Polytechniques et Universitaires Romandes, Lausanne, April 1999. ISBN 978-2-88074-303-1.
- D. Steinert, T. Nussbaumer, and J. W. Kolar. Concept of a 150 krpm bearingless slotless disc drive with combined windings. In *2013 International Electric Machines Drives Conference*, pages 311–318, May 2013. doi : 10.1109/IEMDC.2013.6556269.

Bibliographie

- Stephen Timoshenko. *Resistance des matériaux*. Dunod, 1968. ISBN 978-2-04-010267-8. Google-Books-ID : 7r27AAAACAAJ.
- TurboDynamics. Turbo Dynamics - How Does a Turbocharger Work? [en ligne], November 2017. URL <http://www.turbodynamics.co.uk/technical/understanding-turbochargers/>.
- TurboGarrett. TurboGarrett - Turbocompresseur, turbo échange standard, turbo voiture [en ligne], November 2017. URL <http://turbo-garrett.fr/turbocompresseur/>.
- A. Tuysuz, A. Schaubhut, C. Zwyssig, and J. W. Kolar. Model-based loss minimization in high-speed motors. In *2013 International Electric Machines Drives Conference*, pages 332–339, May 2013. doi : 10.1109/IEMDC.2013.6556272.
- Hiroshi Uchida. Trend of Turbocharging Technologies. *R&D Review of Toyota CRDL*, 41(3), 2006.
- N. Uzhegov, E. Kurvinen, J. Nerg, J. Pyrhonen, J. T. Sopenan, and S. Shirinskii. Multidisciplinary Design Process of a 6-Slot 2-Pole High-Speed Permanent-Magnet Synchronous Machine. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 63(2) :784–795, February 2016. ISSN 0278-0046. doi : 10.1109/TIE.2015.2477797.
- Vac. VACUUMSCHMELZE Permanent Magnets & Assemblies [en ligne], October 2017a. URL <http://www.vacuumschmelze.com/en/products/permanent-magnets-assemblies.html>.
- Vac. VACUUMSCHMELZE Amorphous & Nanocrystalline [en ligne], October 2017b. URL <http://www.vacuumschmelze.com/index.php?id=120&L=2>.
- Guillaume Verez, Georges Barakat, Yacine Amara, and Ghaleb Hoblos. Impact of Pole and Slot Combination on Vibrations and Noise of Electromagnetic Origins in Permanent Magnet Synchronous Motors. *IEEE Transactions on Magnetics*, 51(3) :1–4, March 2015. ISSN 0018-9464. doi : 10.1109/TMAG.2014.2354019.
- M. Vetuschi and F. Cupertino. Minimization of Proximity Losses in Electrical Machines With Tooth-Wound Coils. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 51(4) :3068–3076, July 2015. ISSN 0093-9994. doi : 10.1109/TIA.2015.2412095.
- J. E. Vrancik. Prediction of windage power loss in alternators. Technical report, October 1968. URL http://archive.org/details/nasa_techdoc_19680027690.
- Thierry Waeckerle. Matériaux magnétiques doux cristallins - Choix des matériaux. *Techniques de l'Ingenieur*, January 2015a.
- Thierry Waeckerle. Matériaux magnétiques doux cristallins - Toiles magnétiques fer-silicium non orientées (NO). *Techniques de l'Ingenieur*, January 2015b.
- Eric W. Weisstein. Conformal Mapping [en ligne], September 2017a. URL <http://mathworld.wolfram.com/ConformalMapping.html>.

- Eric W. Weisstein. Lambert W-Function [en ligne], October 2017b. URL <http://mathworld.wolfram.com/LambertW-Function.html>.
- L. J. Wu, Z. Q. Zhu, D. Staton, M. Popescu, and D. Hawkins. Analytical Model for Predicting Magnet Loss of Surface-Mounted Permanent Magnet Machines Accounting for Slotting Effect and Load. *IEEE Transactions on Magnetics*, 48(1) :107–117, January 2012. ISSN 0018-9464. doi : 10.1109/TMAG.2011.2165321.
- Z. P. Xia, Z. Q. Zhu, and D. Howe. Analytical magnetic field analysis of Halbach magnetized permanent-magnet machines. *IEEE Transactions on Magnetics*, 40(4) :1864–1872, July 2004. ISSN 0018-9464. doi : 10.1109/TMAG.2004.828933.
- L. Zhao, C. Ham, L. Zheng, T. Wu, K. Sundaram, J. Kapat, and L. Chow. A Highly Efficient 200 000 RPM Permanent Magnet Motor System. *IEEE Transactions on Magnetics*, 43(6) :2528–2530, June 2007. ISSN 0018-9464. doi : 10.1109/TMAG.2007.893523.
- Z. Q. Zhu and D. Howe. Instantaneous magnetic field distribution in brushless permanent magnet DC motors. III. Effect of stator slotting. *IEEE Transactions on Magnetics*, 29(1) :143–151, January 1993. ISSN 0018-9464. doi : 10.1109/20.195559.
- Z.Q. Zhu, L.J. Wu, and Z.P. Xia. An Accurate Subdomain Model for Magnetic Field Computation in Slotted Surface-Mounted Permanent-Magnet Machines. *IEEE Transactions on Magnetics*, 46(4) :1100–1115, April 2010. ISSN 0018-9464. doi : 10.1109/TMAG.2009.2038153. URL <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=5353700>.
- C. Zwyssig, S. D. Round, and J. W. Kolar. Analytical and Experimental Investigation of a Low Torque, Ultra-High Speed Drive System. In *Conference Record of the 2006 IEEE Industry Applications Conference Forty-First IAS Annual Meeting*, volume 3, pages 1507–1513, October 2006. doi : 10.1109/IAS.2006.256729.
- C. Zwyssig, J. W. Kolar, and S. D. Round. Megaspeed Drive Systems : Pushing Beyond 1 Million r/min. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, 14(5) :564–574, October 2009. ISSN 1083-4435. doi : 10.1109/TMECH.2008.2009310.

Résumé :

Le turbocompresseur permet d'améliorer le rendement des moteurs à combustion interne (ICE). Il souffre cependant d'un temps de latence qui diminue la dynamique du véhicule. Pour pallier ce problème, une machine électrique d'assistance à la compression peut être placée en amont ou intégrée directement sur le turbocompresseur. La réponse du système est ainsi améliorée et dans certains cas, le fonctionnement de la machine en génératrice permet d'améliorer le rendement global de l'ICE. Cette thèse traite de la modélisation et de la conception des machines électriques haute vitesse (~10 kW à 100 000 tr/min) adaptées à ces applications. Pour traiter ce sujet, nous avons d'abord modélisé les phénomènes électromagnétiques et mécaniques liés aux machines haute vitesse à encoches et aimants permanents en surface. Ensuite, nous avons utilisés des méthodes éléments finis pour explorer des topologies variées. Enfin, nous avons traité le cas du prototypage et de la mesure pour trois de ces machines.

Mots-clés : Bobinage concentré, Bobinage toroidal, Haute vitesse, Machine synchrone à aimants permanents, Modélisation analytique et numérique, Turbocompresseur.

Abstract:

Turbochargers improve the efficiency of internal combustion engines (ICE). However, it suffers from a slow response time that reduces the dynamic of the vehicle. To overcome this problem, an electric machine can be placed upstream or integrated directly on the turbocharger. The response time of the system is reduced and the operation of the machine as a generator improves the overall efficiency of the ICE. This thesis deals with the modeling and design of high speed electric machines (~10 kW at 100,000 rpm) adapted to these applications. We first modeled the electromagnetic and mechanical behaviors of high-speed slotted and slotless electric machines with surface-mounted permanent magnets. Then, we used finite element analysis methods to explore and compare various topologies. Finally, we prototyped and measured three of these machines.

Keywords: Analytical and numerical modelling, Concentrated winding, High-speed, Permanent-magnet synchronous machine, Toroidal winding, Turbocharger.

The logo for SPIM (École doctorale SPIM) features a stylized 'S' followed by the letters 'PIM' in a large, white, sans-serif font. A horizontal green bar is positioned to the left of the 'S'.

■ École doctorale SPIM 1 rue Claude Goudimel F - 25030 Besançon cedex

■ tél. +33 (0)3 81 66 66 02 ■ ed-spim@univ-fcomte.fr ■ www.ed-spim.univ-fcomte.fr

The logo of the University of Franche-Comté (UFC) features a stylized 'U' and 'FC' in a large, black, sans-serif font. Below the letters, the words 'UNIVERSITÉ' and 'DE FRANCHE-COMTÉ' are written in a smaller, black, sans-serif font. A vertical green bar is positioned to the left of the 'U'.