



Etude d'une machine haute fréquence et hautes performances pour une application aéronautique

Lorenzo Piscini

► To cite this version:

Lorenzo Piscini. Etude d'une machine haute fréquence et hautes performances pour une application aéronautique. Electronique. Université de Montpellier, 2020. Français. NNT: . tel-03371308v1

HAL Id: tel-03371308

<https://theses.hal.science/tel-03371308v1>

Submitted on 3 Aug 2021 (v1), last revised 8 Oct 2021 (v2)

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.

THÈSE POUR OBTENIR LE GRADE DE DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE MONTPELLIER

En Électronique

École doctorale I2S

Unité de recherche

Institut d'Électronique et des Systèmes

UMR 5214 UM-CNRS

ÉTUDE D'UNE MACHINE HAUTE FREQUENCE ET HAUTES PERFORMANCES POUR UNE APPLICATION AERONAUTIQUE

Présentée par Lorenzo PISCINI

Le 9 Juillet 2020

Sous la direction de Daniel MATT
et Anthony GIMENO

Devant le jury composé de

Mme Afef LEBouc, Directrice de recherche, CNRS

M. Daniel MATT, Professeur, Université de Montpellier

M. Yacine AMARA, Professeur, Université Le Havre Normandie

M. Vincent LANFRANCHI, Professeur, Université de Technologie de Compiègne

M. Anthony GIMENO, Ingénieur de Recherche, Groupe SAFRAN

M. Philippe ENRICI, Maître de conférence, Université de Montpellier

M. Nadhem BOUBAKER, Ingénieur de Recherche, Groupe SAFRAN

Présidente

Directeur de thèse

Rapporteur

Rapporteur

Examineur

Examineur

Invité



UNIVERSITÉ
DE MONTPELLIER

La plus grande limite à nos aspirations et rêves est posée par nous-même.
Crois en toi et sois passionné par chaque petite chose.

A chaque enfant en condition de pauvreté et abandon

Remerciements

Je tiens à remercier en premier lieu mon frère qui représente depuis toujours un exemple de vie pour moi, et sans lequel je ne serais pas ce que je suis à ce jour. Ma Tante Delia, qui aussi nous a tant aimés. Mon Père et ma Mère qui m'ont tant appris et inspiré soit au travers de leurs passions soit par leurs « défauts ».

Je remercie de même la communauté de ma région d'origine, Le Marches, Italie, qui, à travers les bourses d'étude mises à disposition, m'ont permis d'aller si loin dans les études.

Je n'oublie pas Avelina, qui a représenté pour moi une deuxième mère. Les Instituteurs du Convitto «Giacomo Leopardi» de Macerata, Italie, ainsi que les professeurs de mon Institut Professionnel « IPSIA » qui, à travers leur patience et dévouement, m'ont permis de murir et reprendre le bon chemin.

Anthony GIMENO qui au cours de ces 4 années d'activités auprès du Groupe Safran m'a beaucoup transmis aussi bien d'un côté technique qu'Humain. Le Professeur Daniel MATT dont la sagesse m'a permis à la fois de m'exprimer avec le plus de liberté possible et en même temps de diriger mes efforts de la manière la plus scientifique possible. D'ailleurs, sa vision et ses compétences techniques nous permettent encore à ce jour d'innover dans ce domaine.

Je remercie à la fois l'équipe GEM, IES et l'équipe Electrique & Electronique de Safran, notamment mes collègues Aurélie, François, Stéphane, Sabrina, Ivan, Rabih, Yonathan, Hugo, Toni chez Safran et Pierre, Hanen, Phaniel, Mourad, Ashraf, Gill, Serge, Olivier, Shuo à l'IES et surtout toi Diana, pour leur chaleureux accueil et les très beaux moments passés ensemble qui m'ont tant enrichi soit en tant que scientifique qu'Homme, contribuant directement ou indirectement à la réussite de cette thèse.

Mes chers amis Anthooo, Véro, Sara, JB, Gabriel, Mirella, Anne et chaque personne qui a contribué à rendre si belles et inoubliables mes années passées à Montpellier.

Résumé

Le transport aérien est en croissance continue avec un nombre d'utilisateurs et vols par an qui doublerait d'ici 2037 atteignant 8,2 milliards de voyageurs avec notamment les marchés chinois et indien en expansion. À cette croissance, il faut également considérer la mobilité urbaine qui connaîtra également une transformation avec l'arrivée d'aéronefs pour le transport de passagers mais également de drones pour le transport de colis. Des restrictions de plus en plus sévères sont définies afin de pousser les compagnies aériennes, et les constructeurs, à se lancer dans l'hybridation voire dans l'électrification pure, afin de réduire l'impact sur l'environnement. Accroître le rendement et la compacité des convertisseurs électriques représente alors un axe de recherche fondamental dans ce domaine. C'est dans ce contexte que s'inscrivent nos travaux de recherche. L'objectif de cette thèse consiste à contribuer à la minimisation des volumes et masses des parties actives constituant une machine électrique tout en préservant le rendement. Jusqu'alors, des configurations à entraînement direct sont par défaut préférées en vertu d'un rendement et d'une fiabilité plus élevés. L'accroissement de la compacité passe nécessairement par l'augmentation du nombre de pôles et s'accompagne d'une augmentation des pertes par unité de surface d'échange générée par une montée en fréquence. En premier lieu, cette thèse porte donc sur la modélisation thermomécanique couplée à celle électromagnétique de base afin d'essayer de repousser le plus possible la limite en fréquence et d'analyser des contraintes plus sévères de températures ambiantes. Cette étude a aussi pour but de confirmer les performances obtenues lors de l'utilisation d'un bobinage à barres, distribuées par quartiers, étudié préalablement par notre laboratoire IES, et d'investiguer le comportement thermique de cette solution par rapport à une solution plus conventionnelle. En effet, compte tenu du haut niveau de pertes dues à la haute fréquence, le risque de désaimantation ou de baisse de couple est élevé. Des solutions sont donc apportées, en second lieu, afin de minimiser les pertes par courant induits dans le bobinage et dans les aimants. À cette fin, une modélisation multiphysique par Réseaux de Nœuds, par Éléments Finis, et par Fluidodynamique ont été nécessaires afin d'évaluer ces risques et de dimensionner de manière adéquate un système de refroidissement optimal. Ces modèles sont finalement mis en œuvre afin de réaliser le dimensionnement, la conception et l'assemblage du convertisseur sur la base d'une spécification transmise par SAFRAN. Des analyses sur banc viendront par la suite conclure et valider ces travaux. L'ensemble de ces modèles aura ainsi permis l'optimisation des performances du convertisseur électromécanique.

Mots clés : Machines synchrones à aimants permanents, Haute fréquence, Hautes performances massiques, Aéronautique, Éléments finis, Multi-physique,

Abstract

The aeronautics transport is continuously growing. Forecast shows that the number of flights will have doubled by 2037 reaching 8.2 billion of air travelers, with China and India as the main and fastest-growing markets. Urban mobility will be revolutionized and transformed by new aircraft concepts for commuting and delivering services replacing cars. Severe restrictions are defined in order to decrease the impact on environment, pushing aeronautics industries to reach the targets in terms of noise and gas emissions by proposing new hybrid/full electric aircraft concepts. Enhancing the power converters efficiency and compactness thus represents a strategic research framework in this domain. Given this context, the main goal of this PhD consists in contributing to the minimization of the volume and mass of electrical machine active parts while preserving its efficiency. In literature, direct driven configurations are usually preferred due to their higher performance and reliability. The increase in compactness, involving necessarily an increase in the number of poles, is accompanied by a raise in losses per unit of exchange area generated by a raise in frequency. Therefore, in this thesis we firstly present a thermomechanical model coupled to the electromagnetics one in order to push the frequency limit as far as possible and to analyze more severe constraints of ambient temperatures. The aim of this analysis is also to confirm the performance obtained when using sector distributed bar-wound windings, previously studied by our IES laboratory, and to investigate the thermal behavior of this solution compared to a more conventional one. In fact, taking into account the high level of losses due to the high frequency, the risk of demagnetization or drop in torque is high. Solutions are therefore provided, secondly, in order to minimize the current losses induced in the winding and in the magnets. To this end, adequate multiphysical modeling, by Node Networks, by Finite Elements, and by Computational Fluid Dynamics was necessary in order to assess these risks and to adequately sizing an optimal cooling system. These models are finally implemented in order to carry out the sizing, design and assembly of the converter on the basis of a set of specification transmitted by SAFRAN. Bench analyzes will then conclude and validate this work. All of these models have thus enabled the optimization of the performance of the electromechanical converter.

Keywords: Permanent magnet synchronous machines, High frequency, High power density, Aeronautics, FEM, Multiphysics.

Table des matières:

A chaque enfant en condition de pauvreté et abandon [†]	3
INTRODUCTION	2
1. CONTEXTE DE L'ETUDE	4
1.1. Avion plus électrique	4
1.2. VTOL : Mobilité aérienne urbaine	11
1.3. Tolérance aux défauts.....	12
1.3.1. Défaut d'isolation électrique des bobinages	14
1.4. Compacité	16
1.4.1. Limitation thermique.....	16
1.4.2. Augmentation de la vitesse de rotation	25
1.4.3. Limites en vitesse	25
1.4.4. L'augmentation de la fréquence par augmentation du nombre de paires de pôles.....	33
1.4.5. Limites en fréquence (Alimentation/Contrôle commande)	35
2. ETAT DE L'ART TECHNOLOGIES ET REFROIDISSEMENT	41
2.1. Technologie de machine	41
2.2. Technologie de bobinage.....	47
2.3. Axes d'amélioration de la compacité de la machine	52
2.3.1. Bobinage par quartiers	54
2.3.2. Technologies de refroidissement	64
3. REFLEXIONS SUR LA STRUCTURE OPTIMALE POUR L'APPLICATION HAUTE FREQUENCE.....	74
3.1. Comparatif et choix de la structure statorique.....	74
3.2. Choix de la configuration rotorique	76
3.2.1. Machine Synchrone à Aimants Permanents surfaciques	76
3.2.2. Technologie rotor	77
3.2.3. Motif d'aimantation	80
3.2.4. Halbach Vs Radiale	92
4. MISE EN PLACE DE MODELES DE DIMENSIONNEMENT	95
4.1. Modélisation paramétrique	95
4.2. Modélisations électromagnétique et prédimensionnement :	97
4.2.1. Pertes HF dans les aimants.....	99
4.2.2. Structure à barres massive HF.....	100
4.3. Modélisation thermique semi-analytique et numérique.....	134
4.3.1. Modélisation par paramètres concentrés (LPM) ;.....	135
4.3.2. Simulation numérique d'écoulements	154
4.4. Multi-physique et routine de calcul thermique	160
4.4.1. Implémentation dans le Workbench d'Ansys.....	163
4.5. Expérimentation et validation du modèle thermique	164
5. SPECIFICATIONS ET DIMENSIONNEMENT	167
5.1. Prédimensionnement :	168
5.2. Etude paramétrique.....	171
5.3. Choix des matériaux.....	174
5.4. Etude des designs proposés.....	182
6. REALISATION DU PROTOTYPE.....	210
7. CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES	221
I. ANNEXE : ISOLANTS	227
II. ANNEXE : INDICE DE PROTECTION	228
III. ANNEXE : MODELISATION THERMIQUE.....	229
IV. ANNEXE : DONNEES MATERIAUX.....	240
TABLE DES SYMBOLES ET ACRONYME :	241
TABLE DES FIGURES	245
REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES.....	260

Introduction

Le transport aérien est en croissance continue, comme l'illustre la Figure 0-1. En 2019, des estimations de l'Association du transport aérien international (IATA) montrent que le nombre d'utilisateurs et vols par an doublera d'ici 2037 [IATA] atteignant 8,2 milliards de voyageurs avec notamment les marchés chinois et indien en expansion.

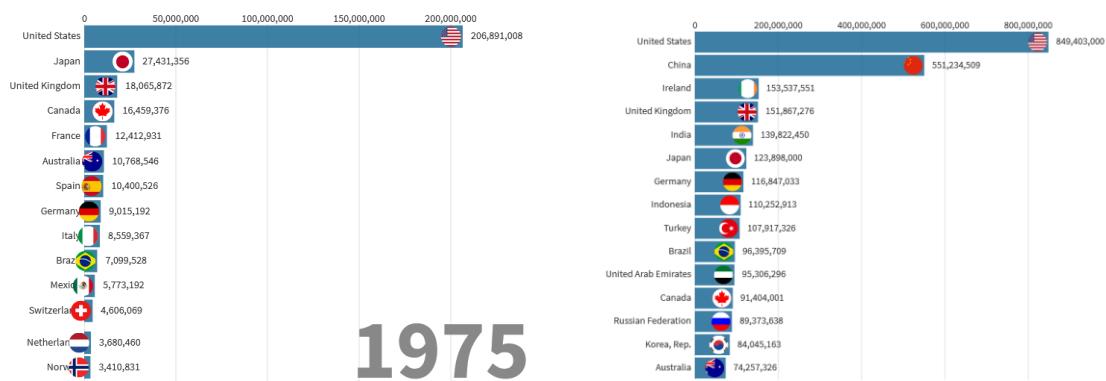


Figure 0-1 : Évolution du trafic aérien mondial par pays depuis 1975 jusqu'au 2017 [Chiambaretto].

De nos jours, le secteur aéronautique est responsable de 12% du total des émissions provoquées par les transports de civils et de marchandises [ICAO-10]. Ces chiffres sont susceptibles d'évoluer dans les années à venir (avec une augmentation de +53% de CO₂ prévue pour 2035 [ICAO-16]). Nous sommes de plus en plus conscients de l'impact écologique que chacune de nos actions a sur l'environnement (cf. Figure 0-2).

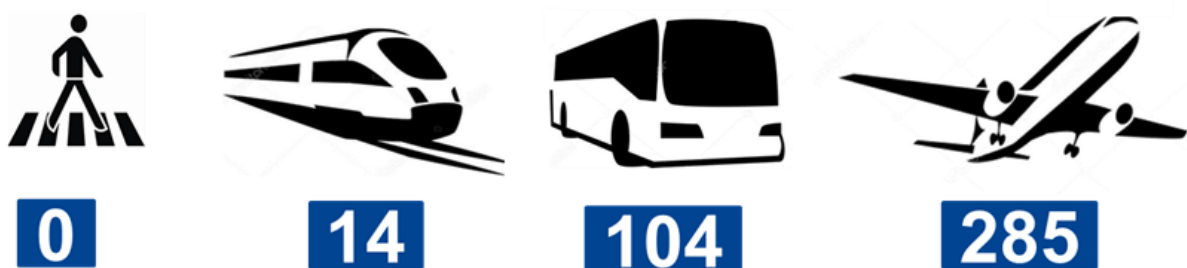


Figure 0-2 : Émissions spécifiques de CO₂ en gramme par passager-per km et par mode de transport.

Des restrictions de plus en plus sévères sont définies afin de pousser les compagnies aériennes, et les constructeurs, à se lancer dans l'hybridation voire dans l'électrification pure, afin de réduire l'impact sur l'environnement. Accroître le rendement et la compacité des convertisseurs électriques représente alors un axe de recherche fondamental. Le chemin entrepris par la communauté scientifique et industrielle a d'abord permis de substituer des commandes de vol hydrauliques par des systèmes électrohydrauliques puis électriques (plus fiable et léger et présentant une maintenance plus simple). Puis, dans un second temps, de lancer des projets d'électrification d'avions tels que le E-Fan, qui ont permis de poser les premiers pas vers l'électrification propulsive des aéronefs. C'est dans ce contexte que s'inscrivent nos travaux de recherche.

L'objectif de cette thèse consiste, en particulier, à contribuer à la minimisation des volumes et masses des parties actives constituant une machine électrique. La première partie de ces travaux de recherche est donc dédiée à l'analyse de la topologie de la machine électrique retenue afin d'augmenter la compacité tout en préservant le rendement.

L'étude est menée afin d'identifier, modéliser, calibrer, concevoir et enfin valider la conception d'une machine à très hautes performances spécifiques. Nous pouvons résumer ces travaux comme suit :

- ✚ **Le chapitre 1** illustre et résume les principales contraintes limitant l'accroissement de la compacité d'une machine électrique rotative dans le domaine aéronautique ;
- ✚ **Le chapitre 2** réalise un état de l'art qui présente une comparaison entre les différentes technologies existantes. A l'issue, une configuration statorique à barres massives par quartiers, présentant des nombreux atouts nous permettant d'accroître la compacité de manière conséquente, est retenue. Enfin, des réflexions d'amélioration sont proposées ;
- ✚ **Le chapitre 3** présente une analyse afin de sélectionner la structure statorique et rotorique nous permettant d'accroître les prestations du moteur. Des éléments préliminaires sur le motif statorique permettant d'accroître la tolérance aux défauts, sans impact considérable sur le rendement et la compacité globale du convertisseur sont présentés. Par la suite, des motifs d'aimantation rotoriques plus au moins originaux sont introduits afin d'accroître la densité de flux à l'entrefer. Une analyse des solutions plus « exotiques » présentant des caractéristiques en termes de densité de couple intéressantes est effectuée. A l'issue, une configuration à entraînement direct radiale, synchrone, à aimants permanents surfaciques, est retenue. L'accroissement de la compacité passe nécessairement par l'augmentation du nombre de pôles et s'accompagne d'une augmentation des pertes par unité de surface d'échange générées par une montée en fréquence ;
- ✚ **Le chapitre 4** traite le développement d'outils de modélisation aptes à la prise en compte de plus sévères contraintes de fonctionnement. Une fine modélisation des phénomènes en haute fréquence, ainsi qu'une attentive évaluation des résistances thermiques est, en fait, nécessaire afin de minimiser pertes en haute fréquence et/ou de les évacuer correctement. Une modélisation multiphysique est développée à ce titre. En détail, l'analyse des pertes par CI (Courants Induits), par modélisation aux éléments finis (sous Ansys Maxwell), ainsi que des travaux antécédents, nous ont permis d'extraire une modélisation analytique nous fournissant les paramètres géométriques minimisant les pertes induites par effets Joule. L'analyse thermique est effectuée sous trois niveaux de granularité, analytique par une Approche à Paramètres Localisées ou Réseaux Nodaux, sous Ansys Mechanical module thermique pour une approche éléments finis, et enfin sous Ansys Fluent, pour une modélisation numérique aux volumes finis pour une plus fine estimation des coefficients d'échanges thermiques. Ces modèles nous ont permis ensuite de maximiser l'échange thermique, mettant en évidence les principaux avantages d'une configuration à barres massives et aussi d'optimiser en second lieu le radiateur (présenté au chapitre suivant) ;
- ✚ **Le chapitre 5** exploite les modèles paramétriques précédemment développés en menant une étude itérative paramétrique à la recherche de la meilleure configuration optimisant les performances spécifiques, tout en respectant un cahier des charges définit pour une application aéronautique ;
- ✚ **Le chapitre 6** étudie la faisabilité industrielle en illustrant les criticités et les phases de fabrication ;
- ✚ **Le chapitre 7** présente les principales conclusions des travaux menés et illustre les perspectives associées.

1. Contexte de l'étude

Les programmes « Clean Sky » visent à réduire drastiquement les émissions produites par les avions. Ce programme pousse à identifier les concepts de systèmes aéronautiques de propulsion hybride et ou électriques, Figure 1-1, afin de les rendre disponibles dans les années 2030-2035. Pour cela, un des principaux axes de recherche de l'industrie aéronautique est la propulsion hybride dans le court / moyen termes et totalement électrique pour l'avenir. Les progrès en termes de densité de puissance des moteurs électriques rendent possibles aujourd'hui des solutions jusque-là trop lourdes et/complexes pour l'aéronautique. Demain, l'électrification des fonctions autorisera des solutions d'intégration dans l'avion et des architectures jusque-là impossibles [Macheto]. Pour le moment, les défis sur le stockage de l'énergie à bord plaident en faveur de solutions de propulsion hybrides.

1.1. Avion plus électrique

Pour développer la propulsion hybride et diminuer très fortement la pollution, les avionneurs et leurs fournisseurs ont démarré leurs recherches dans le cadre de l'avion plus électrique visant également à réduire le bruit et les émissions de CO₂ et NO_x dans l'aviation civile. Le démonstrateur¹ Airbus E-Fan x, conçu par le consortium formé par Airbus, Rolls-Royce et Siemens, illustré en Figure 1-2 en est un exemple, avec une baisse de 90% des émissions d'oxyde d'azote, un gaz à effet de serre puissant.

Les avantages induits par l'hybridation et l'utilisation des moteurs électriques sont les suivants :

- ✚ Localisation des émissions et leur réduction plus aisée à mettre en œuvre ;
- ✚ Augmentation de la tolérance aux défauts grâce à une plus grande flexibilité sur le positionnement des propulseurs, leur redondance et sur leur orientation ;
- ✚ Poussée différentielle (contrôle de la symétrie du vol) ce qui se traduit par des avions moins lourds, car avec un empennage de dimensions réduites ;
- ✚ Plus faciles à réparer, car le nombre d'éléments constituant le moteur est réduit, ce qui réduit les coûts de maintenance et permettrait l'identification plus rapide des pannes ;
- ✚ Caractéristiques non affectées par la variation des propriétés thermodynamique de l'air avec l'altitude ;
- ✚ Rendements plus élevés ;
- ✚ Génération, distribution et utilisation de l'énergie électrique plus aisée que les énergies hydrauliques et pneumatiques ;

¹ Il s'agit d'un BAe 146 dont un des quatres turbofan Honeywell (Lycoming) ALF 502R-5 a été substitué par un moteur électrique de 2MW produit par la division Siemens Electric and Hybrid-Electric aerospace propulsion business dont le groupe Rolls Royce a annoncé la finalisation de l'acquisition en Octobre 2019.

- ✚ Réversibilité en puissance pour la récupération de l'énergie (en freinage et descente) ;



Figure 1-1 : E-Fan prototype d'avion à propulsion électrique conçu par Airbus Group Innovations, vitesse max de croisière 220km/h [Robinson].



Figure 1-2 : E-Fan x prototype d'avion à propulsion électrique [Airbus].

Ces avantages ouvrent la porte à des structures d'avions avec des solutions moins conventionnelles que celles par propulseurs thermiques [Macheto]-[Stoll]. La propulsion distribuée, ou propulsion répartie sur les voilures en Figure 1-3, représente un des nombreux exemples offerts par l'électrification.

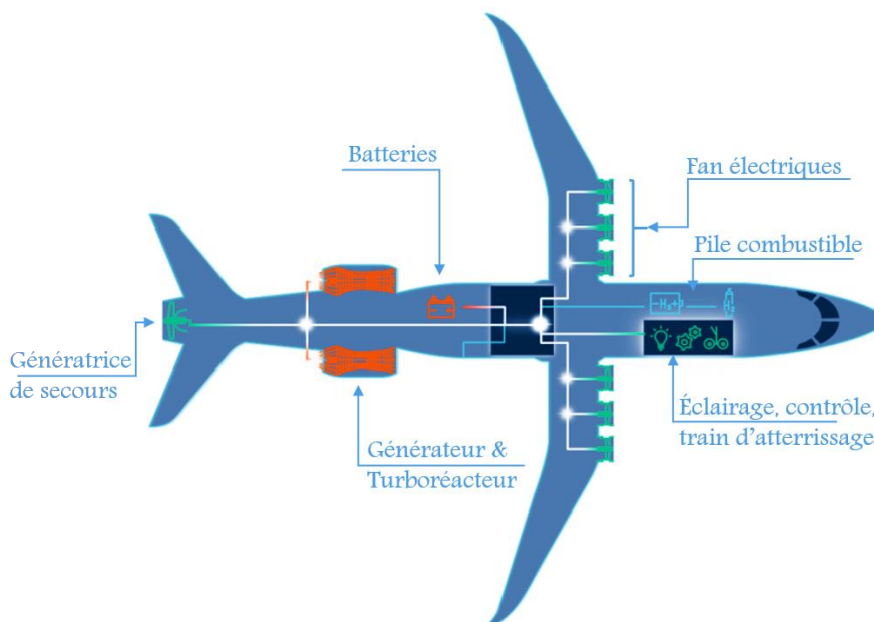


Figure 1-3 : La propulsion distribuée (Turboelectric Distributed Propulsion -TeDP) comme solution d'hybridation.

Un prototype muni d'une propulsion distribué est le X-57 Maxwell² :

² Cet aéroneufs basé sur un avion de tourisme (le Technam P2006T) s'inscrit dans les nombreux projets d'électrification utilisant une configuration à propulsion distribuée (DP) de type LEAPTech « Leading Edge Asynchronous Propeller Technology » menés par la NASA et la société Empirical Systems Aerospace (ESAero) dont le X-57 Maxwell fait partie.



Figure 1-4 : X-57 Maxwell développé dans le cadre du projet LEAPTech [Nasa].

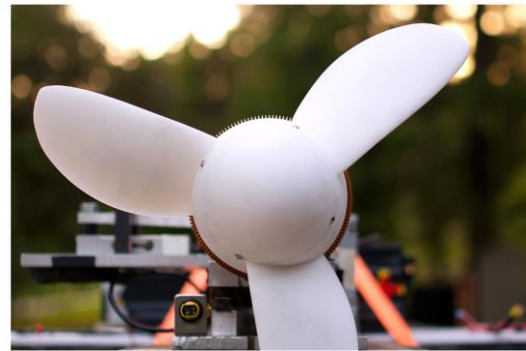


Figure 1-5 : Un moteur développé par Joby (doté d'hélices de 44.6 cm de longueur) lors d'un test LEAPTech effectué par [Stoll].

Des désavantages sont toutefois toujours présents :

- ✚ La puissance massique atteinte aujourd'hui avec des moteurs électriques est largement inférieure à celle obtenue avec des turbopropulseurs à kérosène conventionnels Figure 1-8;
- ✚ Les algorithmes complexes et moins fiables de gestion des surcharges critiques en condition opératives anormales par le EPMS (Electrical Power Management System) ;
- ✚ Le degré de maturité des technologies de stockage de l'énergie électrique pas encore complètement maîtrisée.

Aujourd'hui, tous les systèmes embarqués imposent le recours à différentes natures d'énergie : hydraulique, pneumatique et électrique permettant d'accomplir différentes fonctions comme par exemple à actionner les commandes de vol primaires et secondaires, nécessaires pour diriger l'avion (Stats, spoilers, flaps, elevator, rudder, ailerons, etc.) comme indiqué en Figure 1-6.

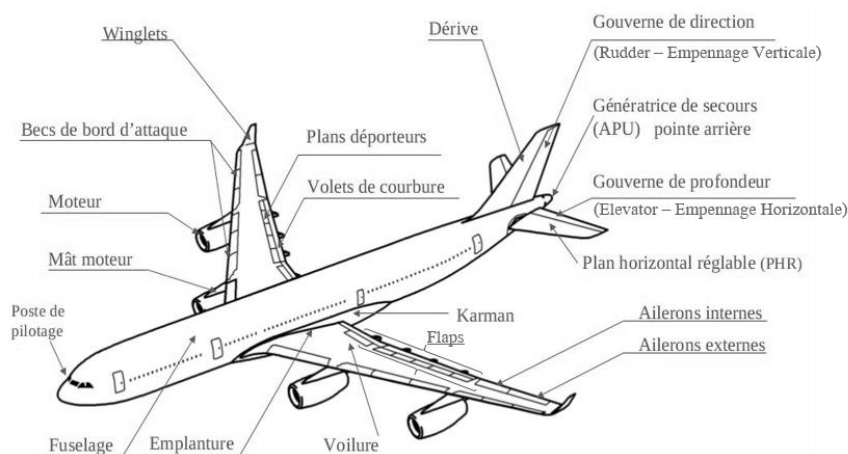


Figure 1-6 : Avion et son système de contrôle du vol [Wikipedia].

Pour les raisons précédemment indiquées, et en particulier pour réduire le coût de la maintenance associée, l'électrification progressive des fonctions nécessaires aux systèmes de l'avion est en constante augmentation. Des circuits hydrauliques et pneumatiques, très efficaces mais très lourds et très coûteux, sont écartés au profit d'équivalents électriques. L'Airbus A380 dans lequel approximativement un tiers des actionneurs sont désormais totalement électriques ou commandés par puissance électrique en est un

exemple. Nombreux sont aussi les projets d'électrification des systèmes propulsifs des avions [Macheto]-[Robinson], des exemples sont ci-après illustrés :



Figure 1-7 : Un moteur à pales contrarotatives à technologie axiale YASA 750R (750Nm@2750rpm) à haute densité de puissance, pesant seulement 37kg, motorise le P1e [Robinson], à gauche, et le P1e mock-up, à droite.

En raison de cette électrification croissante de l'industrie du transport, on exige une augmentation progressive de la compacité massique et volumique des convertisseurs électromécaniques. Il est en effet, nécessaire d'accroître la puissance massique des moteurs électriques et l'énergie massique des batteries tout en gardant des très bons rendements de la chaîne de propulsion. Si on compare la puissance massique atteinte par ces moteurs avec celle d'un turboréacteur GE90-115B Brayton motorisant un jet Boeing 777 on se rend compte qu'une marge d'amélioration est encore nécessaire. Il convient toutefois de faire attention à la masse des parties non actives (nacelle, réducteur etc.) et à la puissance totale disponible pour générer la poussée requise, dans la comparaison en termes de puissance massique. En fait, dans les turboréacteurs, la poussée totale, à la différence des turbopropulseurs, est égale à la somme de la puissance dérivée par le flux d'air qui entraîne les pales de l'hélice (lame froide) et de la puissance du jet de gaz de combustion sortant des étages d'expansion, Figure 1-8.

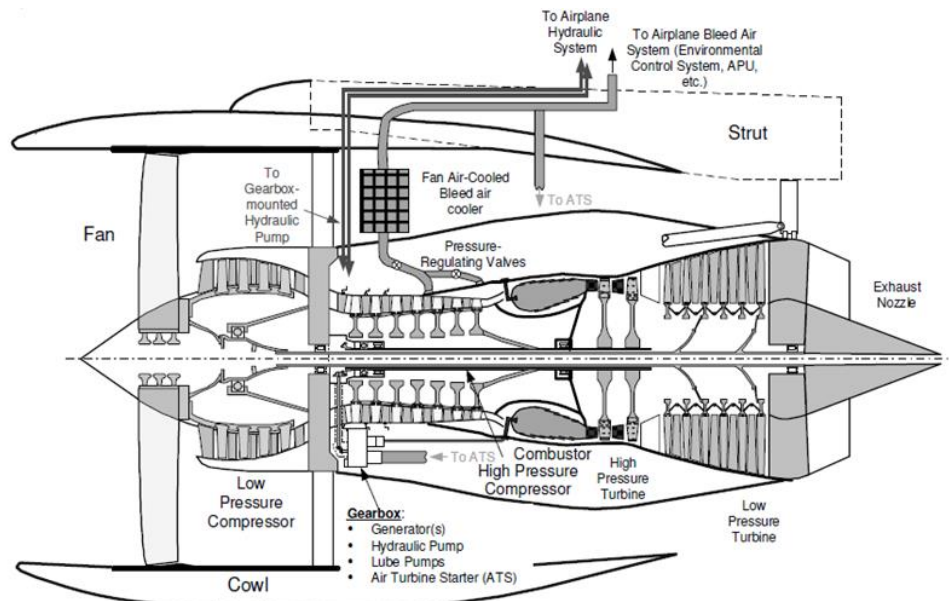


Figure 1-8 : Vue en détail d'un turboréacteur conventionnel à kérosène.

Ce qui veut dire, qu'une plus grande hélice³ sera nécessaire pour générer la même poussée, posant un problème technologique. L'opposé d'un turbopropulseur en termes de taux de dilution (pourcentage définissant la proportion entre la poussée délivrée par la lame froide par rapport à celle fournie par les gaz de combustion) est un turboréacteur dont la soufflante est non carénée (en dehors de la nacelle), dite aussi *Open Fan* ou *Open Rotor*. Une configuration à propulsion distribuée équipée de moteurs *Open Fan*⁴, permettrait leur utilisation sans augmentation du diamètre des hélices. L'utilisation de moteurs électriques permettrait de remettre, d'ailleurs, en cause ces solutions, caractérisées par un bruit de fonctionnement trop important. Le bruit caractérisant ce type de structure serait réduit par une vitesse périphérique des pales plus basse, permise par la propulsion distribuée [Bolam] telle que celle représentée en Figure 1-3 et par l'absence de réducteurs/inverseurs de vitesse. En effet, des solutions à pales contrarotative Figure 1-7 et Figure 1-9, qui offrent différents avantages de nature aérodynamiques [Bolam] et mécaniques, mais trop complexes si associées à des turboréacteurs ou à des moteurs à combustion interne, serait dans ce cas possibles.

³ Les moteurs LEAP-1B et LEAP-1A (de CFM International) qui équipent respectivement le Boeing 737 Max et le A320neo de Airbus caractérisés par des taux de dilution accrus les rendant plus efficaces que leurs prédécesseurs sont, néanmoins, de plus en plus encombrants.

⁴ Une nouvelle configuration caractérisée par la présence de deux hélices contrarotatives et l'absence d'inverseurs de poussée a été développée et testée par le Groupe Safran en Mai 2017. Celui-ci, doit néanmoins être équipé d'hélices d'un diamètre plus de deux fois supérieur à celui des turboréacteurs actuels (soit près de 4,50 m) [Safran] à égale puissance développée.

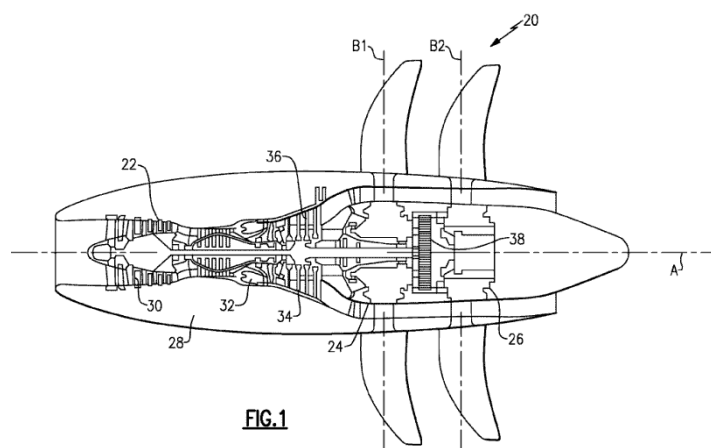


Figure 1-9 : Turbo propulseur open-rotor à pales contre-rotatives [Talasco & All].

Néanmoins, la puissance massique atteinte aujourd'hui avec des moteurs électriques est encore largement inférieure à celle obtenue avec des turboréacteurs conventionnels. Toutefois, des concepts d'avions électriques ont été étudiés et des prototypes ont été réalisés. Un exemple est fourni par le E-Fan, Figure 1-1, construit par le consortium composé par Airbus, Siemens, SAFRAN Landing System, ACS et la DGAC. Les cahiers des charges de dimensionnement des moteurs électriques pour les applications indiquées de la Figure 1-1 à la Figure 1-3 sont totalement différents ainsi que pour les batteries, comme illustré en Figure 1-10.

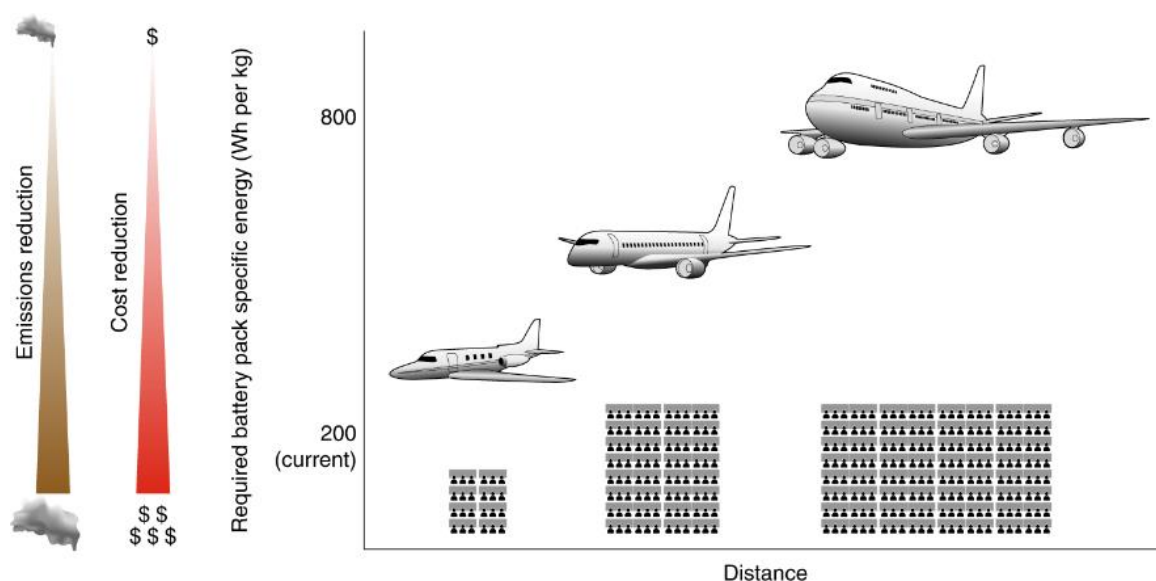


Figure 1-10 : Densité d'énergie nécessaire d'un avion électrique (projection) [Viswanathan].

La densité de puissance requise par une application de type E-Fan 2.0, petit avion de tourisme offrant deux places est proche de 5-6 kW/kg. Dans le cas d'un avion commercial, hybride à propulsion distribuée comme celui indiqué en Figure 1-3, de transport régional de 19 à 70 passagers, la densité de puissance requise est environ de 10 kW/kg.

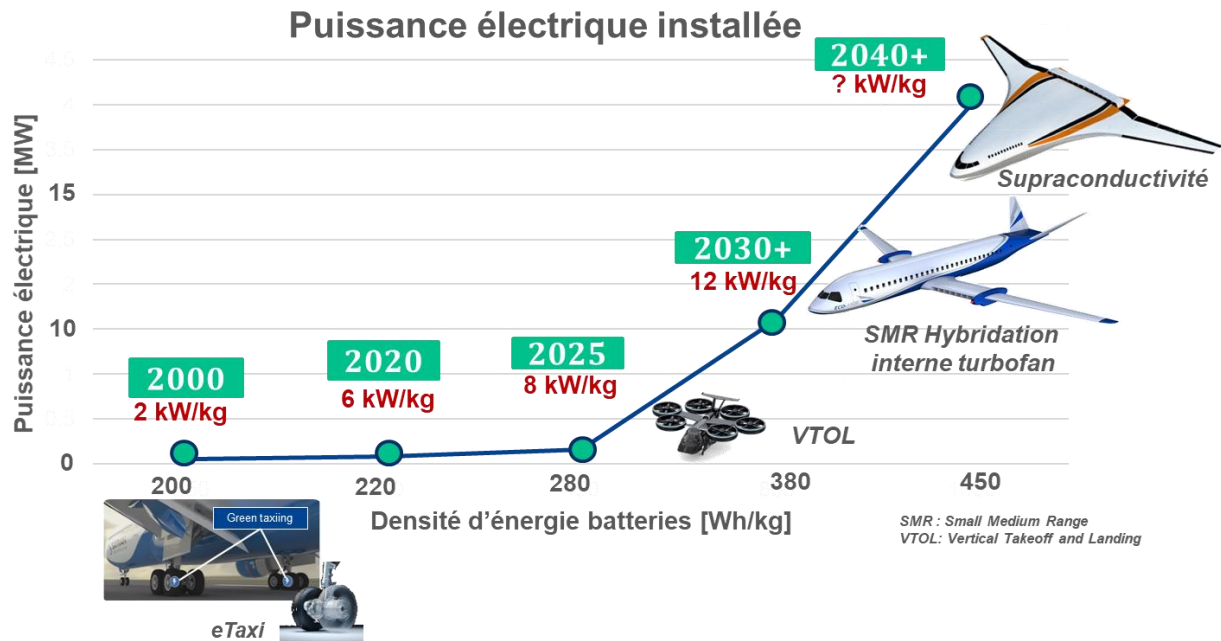


Figure 1-11 : Evolution de la puissance électrique installée à bord d'un avion.

Toutefois, pour ce type d'avion commercial, il faudra résoudre le problème du poids des batteries, caractérisées par une trop basse densité massique d'énergie (cf. Figure 1-11), qu'il faudra impérativement accroître afin de porter l'autonomie de vol d'une heure à trois heures mais également travailler sur le temps de recharge. Les avions hybrides électriques et tout-électriques nécessiteront tous des moteurs légers, efficaces et à haute densité de puissance pour s'adapter aux contraintes de poids et de taille d'un avion à propulsion distribuée. Le challenge consiste donc à doubler la puissance spécifique des machines électriques et de la porter de 5-6 kW/kg pour 2025 à 10-12 kW/kg en 2035. Cette évolution permettrait une réduction de masse conséquente, offrant une réduction du carburant consommé par vol.

Dans cette optique, les dernières contributions apportées par la collaboration entre les sociétés du groupe Safran et le laboratoire IES (Institut d'Électronique et des Systèmes) ont montré des résultats très encourageants dans l'augmentation de la compacité, tout en maîtrisant les pertes additionnelles.

Safran TECH dans ce contexte

SAFRAN TECH entité du groupe Safran, a pour but de centraliser et mener une grande partie des projets de recherche dits 'à bas' TRL 1-4 (Technical Readiness Level, voir Tableau 1-1), d'intérêt pour les sociétés du groupe SAFRAN :

TRL 9	Démonstrateur validé en vol au travers de missions spécifiques
TRL 8	Prototype validé pour le vol et au sol au travers de test et démonstrations
TRL 7	Développement du prototype et du système démonstrateur sur banc d'essais
TRL 6	Prototype ou modèle démonstrateur du système/sous-système en conditions opérative pertinentes
TRL 5	Validation du concept dans un environnement pertinent
TRL 4	Développement et validation du concept sur banc d'essais en laboratoire
TRL 3	Modèle de simulation pour valider et analyser la faisabilité du concept étudié
TRL 2	Formulation du concept technologique et / ou de l'application analysée (rapport)
TRL 1	Principes de base observés et rapportés

Tableau 1-1: Degré de maturité d'un projet de recherche industriel.

Le tableau ci-dessous résume les principales activités du groupe Safran et ses chiffres clés.

Les activités principales du groupe SAFRAN :	SAFRAN en chiffre :
 Propulsion aéronautique et spatiale (59%)	- 460 M€ investi dans la R&D ; - 11% des chiffres d'affaires consacrés à la R&D ;
 Equipment aéronautique (33%)	- 1^{er} employeur en thèses CIFRE - Top 100 (Thomson Reuters) Mondial des groupes les plus innovants ;
 Défense et sécurité (8%)	- 92'000 employés (avec le rachat de Zodiac Aerospace).

Tableau 1-2 : Les activités principales du groupe SAFRAN [Safran].

Il se fait, ainsi, porteur d'innovation et finance différents travaux de recherche portant sur l'électrification des transports aéronautiques, comme la mobilité aérienne urbaine, dont ce travail de thèse fait partie.

1.2.VTOL : Mobilité aérienne urbaine

Le développement d'avion à décollage et atterrissage verticale « VTOL » électriques ou hybrides est un sujet fortement étudiés ces dernières années : Joby Aviation S2, Airbus A3 Vahana, le City Airbus et le Bell Helicopter Textron Nexus [Uber] ne sont que des exemples de ce marché en expansion continue.



Figure 1-12 : Concept de taxi VTOL totalement électrique présenté par Bell Helicopter Textron au Consumer Electronics Show (CES 2019) en 2019 nommé Nexus [Uber].

Il s'agit d'aéronefs capables de décoller et d'atterrir verticalement et de voler à grande vitesse (288 km/h est la vitesse max du Bell Nexus). La capacité de vol est bien sûr encore inférieure à celle d'un hélicoptère, entre 10-300 km pour ces VTOL électrifié (241 km pour Bell Nexus) contre 600-800 km pour un hélicoptère. Néanmoins, la propulsion distribuée électrique dans ces cas, permet notamment de réduire le bruit à 1/4 du bruit généré par un hélicoptère de taille équivalente (Robinson R44) [Uber] (60-80 dBA L_{Amax}), d'augmenter sa manœuvrabilité et sa tolérance aux défauts. Les coûts de maintenance sont aussi réduits de 60% à 20% par rapport aux coûts de fonctionnement normal [Uber]. Le prix de vente devrait, en fonction des prévisions de commande, être tout à fait comparable au prix d'un hélicoptère de petite taille (Robinson R44) [Kinjo]. Cela fait de cet aéronef un moyen de transport intéressant pour la mobilité urbaine : premiers secours, taxi et police pourraient représenter les premières applications.

1.3.Tolérance aux défauts⁵

Toute fonction vitale doit être assurée, même dégradée, en cas de panne. Le doublement des systèmes pour chaque fonction vitale est la solution la plus courante et simple pour faire face à ce problème. Cette approche augmente en contrepartie les masses embarquées.

Le concept de multi-phase

Un système multi-phase ($m > 3$) possède une tolérance accrue par rapport à une machine triphasée et un contenu harmonique réduit. Un autre avantage des solutions multi-phase est le fait que pour un courant de phase donné, la tension nécessaire pour développer la même puissance électromagnétique est réduite proportionnellement au nombre de phases, ce qui permet de réduire le calibre des composants (surtout pour les composants capacitifs) et donc le coût. Néanmoins, le nombre élevé de modules nécessaires et la difficulté d'implémentation d'algorithmes efficaces et simples restent une limitation de cette configuration. En fait, plus le nombre d'éléments constitutifs est élevé, plus les probabilités qu'une panne ait lieu

⁵ La tolérance aux pannes (ou « insensibilité aux pannes ») désigne une méthode de conception permettant à un système de continuer à fonctionner, éventuellement de manière réduite (on dit aussi en « mode dégradé »), au lieu de tomber complètement en panne, lorsque l'un de ses composants ne fonctionne plus correctement [Wikipedia-2].

augmentent. Pour rappel, les défaillances les plus fréquentes liées soit à la machine soit au module de puissance sont :

En aval de l'onduleur :

- ✚ Le court-circuit inter spire, d'une phase ou entre deux phases, à la masse ;
- ✚ Le circuit ouvert d'une des phases ;

En amont de la machine électrique :

- ✚ Défaillance au niveau de la capacité de découplage ;
- ✚ Court-circuit de la cellule de commutation (ou bras d'onduleur) ;
- ✚ Circuit ouvert de la cellule de commutation ;

Ces deux dernières comme expliqué dans [Kolli] peuvent être liées aux problèmes de connectique entre le driver et la carte de commande ou à des défaillances physiques d'usure, ou bien issues d'une défaillance de la charge.

Un moteur tolérant aux défauts doit être caractérisé par [Jack et All]– [Bianchi-07] :

- ✚ Une séparation électrique entre les différentes phases (ce qui impliquerait une source d'alimentation pour chaque phase) ;
- ✚ Une séparation physique entre les différentes phases (ce qui implique un seul faisceau de bobine par encoche) ;
- ✚ Une séparation magnétique entre phase (ce qu'implique une inductance mutuelle nulle).

Dans [Dajaku-Gerling], un nouveau concept de bobinage multiphase est développé.

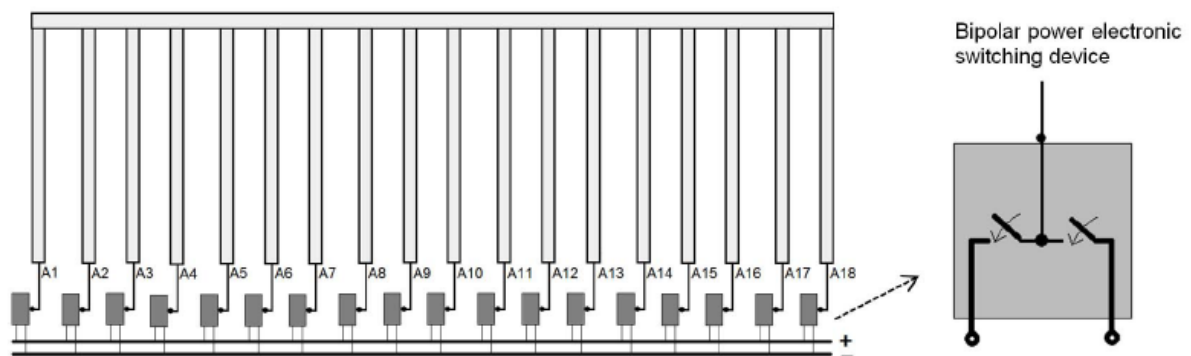


Figure 1-13 : Le bobinage statorique multiphase proposé par [Dajaku-Gerling].

Un bobinage à barres massives multi-phases est présenté afin, entre autres, d'augmenter la tolérance aux défaillances en assurant une redondance. Cette configuration s'avère, néanmoins, incontrôlable (pour une stratégie de commande dite non adaptée : par hystérésis ou MLI avec porteuse). En effet, les constantes de temps ($\tau_e = L/R$) réduites la caractérisant impliqueraient des bandes passantes (pour la boucle de courant) extrêmement petites pour des courants de grande amplitude. Cela engendrerait des fortes ondulations de courant, augmentant les pertes générées par la machine.

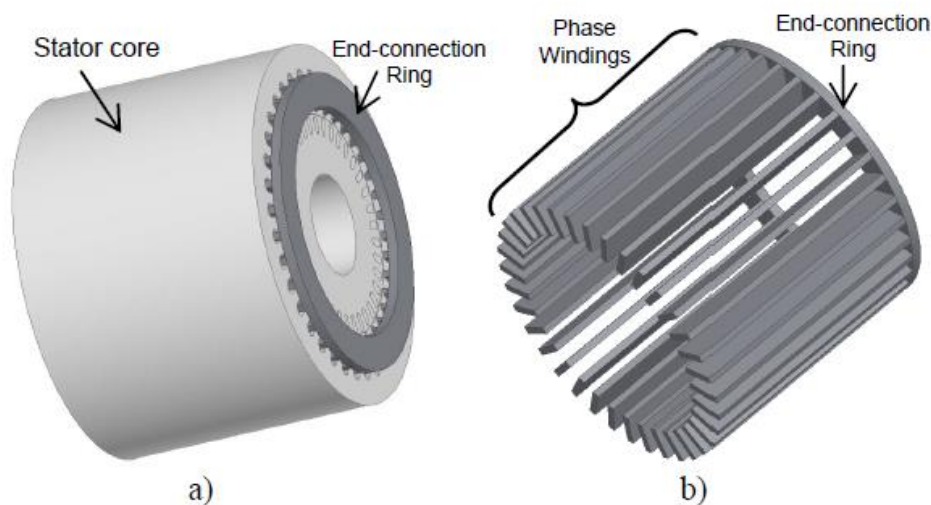
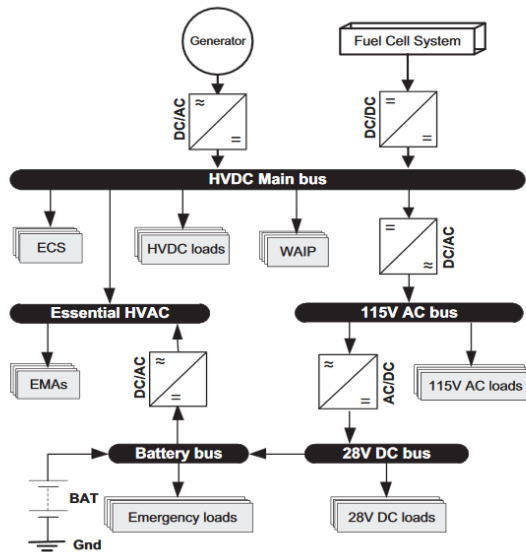


Figure 1-14 : (a) Le stator proposé par [Dajaku-Gerling], (b) et son bobinage à cage d'écureuil.

L'accroissement de la fréquence électrique favoriserait la réduction de ces ondulations impliquant néanmoins des pertes colossales au niveau du convertisseur de puissance. La tolérance aux pannes peut aussi être accrue grâce à l'implémentation d'algorithmes spécifiques de contrôle de défaut.

1.3.1. Défaut d'isolation électrique des bobinages

La durée de vie d'un moteur électrique est entre autres limitée par la fiabilité du système d'isolation. En raison d'une demande croissante de puissance électrique à bord d'un avion, des nouvelles architectures de convertisseurs de puissance sont nécessaires. Afin de répondre aux besoins d'alimentation des dispositifs électriques des avions de nos jours, le système d'alimentation électrique est souvent constitué d'un système triphasé de 115/200 V AC, à fréquence constante nominale de 400 Hz, ou à fréquence variable de 360 Hz à 800 Hz et d'un système de 28 V DC [Nya]. Un schéma d'une partie du système est représenté en Figure 1-15. L'installation des transformateurs élévateurs et abaisseurs de tension réduit le rendement et la compacité globale du convertisseur de manière conséquente.



- ✚ HVAC: Haute tension CA;
- ✚ HVDC: Haute tension CC;
- ✚ ECS : Système de contrôle pressurisation et climatisation ;
- ✚ WAIP: Wing Anti-Ice Protection
- ✚ EMA: Actionneurs électromécaniques;
- ✚ APU : Groupe auxiliaire de puissance.

Figure 1-15 : Système électrique d'un avion bimoteur (APU remplacé par une pile à combustible) [Nya].

Le terme « haute tension » peut sembler dans ce cas inapproprié. Il faut cependant rappeler qu'en altitude l'effet corona (aussi appelé effet couronne) [Segur-90] entraînant des décharges partielles⁶ peut se manifester à partir de tensions de l'ordre de 350 V [Langlois-06]. En effet, ce phénomène est lié aux propriétés de l'air qui dépendent de l'altitude selon la loi de Paschen. D'ailleurs, la demande de convertisseurs toujours plus compacts nécessite une augmentation de la fréquence électrique, ce qui peut impliquer des dV/dt de l'ordre de 50 kV/ns [Henke] incrémentant le nombre de décharge sur un intervalle de temps défini. Pour cela, l'isolation des bobines d'une machine électrique haute fréquence, haute tension pour des applications aéronautique nécessite une attention encore plus importante.

Les isolants des machines électriques conventionnelles sont souvent constitués par quatre éléments fondamentaux :

- ✚ Le mica, matériau résistant aux décharges partielles ;
- ✚ Un matériau de support protégeant de l'usure le mica et le vernis couvrant chaque conducteur ;
- ✚ Bien souvent de la résine qui évite les inclusions d'air entre fils.

Lorsque la tension est inférieure à la tension de décharge partielle (PDIV), le taux de dégradation associé aux contraintes électriques peut être négligé [IEC] (une décharge partielle, PD, est une décharge de faible énergie qui ne court-circuite pas l'isolation). Afin de limiter le risque de claquage et perforation, l'épaisseur de l'isolant doit augmenter car la tension entre spires est plus importante. Il faut trouver donc un compromis entre la condition optimisant les dimensions des câbles d'alimentation avec celle qui optimise le

⁶ Mouvement de charge au travers des gonflements de gaine générant des arcs électriques. Lorsque le champ électrique atteint une certaine valeur de la tension d'ionisation déterminée par la courbe de Paschen, on obtient une décharge par alternance, plus au moins intense provoquant à la longue des dégradations importantes du liant du papier et même du mica, pour aboutir finalement à la perforation complète de la barrière diélectrique [GFP].

convertisseur électromécanique. Le niveau du bus de tension représente donc une variable de conception à ne pas négliger dans le cas où on considère la compacité globale du convertisseur électromécanique comme étant la fonction objective à optimiser. Considérant le dimensionnement d'un bobinage électrique d'une machine quelconque, une fois fixé le point de fonctionnement dans l'espace couple-vitesse, le nombre de spires en série augmente avec la tension du bus d'alimentation :

$$N_{ph} = \left. \frac{\frac{\sqrt{3}}{2} U_{dc}}{k_{\omega} B_{avg} \tau_p L_s \omega_m} \right|_{\lambda, MLI, \sinus} \in \mathbb{N} , \text{ avec } E_{ph,rms} \approx V_{ph,rms} = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{U_{dc}}{2} \quad (1)$$

De cette manière le nombre de conducteurs dans l'encoche, en considérant un bobinage simple-couche, augmente conformément à la relation suivante :

$$z_s = z_a \frac{2mN_{ph}}{Q} \in \mathbb{N} \quad (2)$$

On renvoie à la Tableau S 1, en fin de document, pour la liste des symboles utilisés. Alors, en considérant une machine déjà dimensionnée pour fonctionner à une tension, un couple et une vitesse donnée, si on double la tension du bus d'alimentation on double le nombre de spires en série et conséquemment le nombre de conducteur dans l'encoche est multiplié par deux (nombre de conducteur en parallèle, z_a , constant). Pour la même densité de courant dans l'encoche la section d'un conducteur peut être réduite de la moitié car le courant par phase est aussi divisé par deux:-

$$I_{ph,rms} = \frac{P_{em}}{m V_{ph,rms} \cos \phi} \quad (3)$$

Néanmoins le rapport entre section de l'encoche occupée par du cuivre et celle occupée par l'isolant se réduit si le matériau isolant est toujours le même, le coefficient de remplissage est donc affecté par cette augmentation en tension tout comme la résistance thermique équivalente associée à l'encoche.

1.4.Compacité

Le paragraphe qui suit a pour objectif d'introduire, de manière non exhaustive, le lecteur aux principales limitations liées au dimensionnement des machines électriques à hautes performances spécifiques.

1.4.1.Limitation thermique

En première approximation, le couple électromagnétique développé par une machine à flux radial peut être exprimé comme suit :

$$T_{em} = \sigma_T 2\pi R_e^2 L \quad (4)$$

Où supposant une induction à l'entrefer $\hat{B}_{rad}$ et une densité de courant linéaire $\hat{A}_{load}$ sinusoïdale la pression magnétique moyenne pour un facteur de puissance unitaire est donnée par [Pyrhonen-2nd] :

$$\sigma_T(\theta_{pos}) = \hat{H}_\theta \sin(\theta_{pos}) \hat{B}_{rad} \sin(\theta_{pos}) \rightarrow \sigma_T = \frac{1}{2} \hat{A}_{load} \hat{B}_{rad} \quad (5)$$

Où le coefficient σ_t [N/mm²] est la pression magnétique tangentielle moyenne dans l'entrefer, laquelle valeur max est définie par le concepteur sur la base de l'expérience, et du système de refroidissement considéré. La valeur de σ_t dépend de $\hat{B}_{rad}$ [T] qui est l'induction maximale atteinte dans l'entrefer et de la charge linéique électrique $\hat{A}_{load}$ (densité électrique linéaire [A/mm]), image de la composante tangentielle de l'induction produite par le bobinage. Au-delà d'une certaine valeur de rayon, où $\hat{A}_{load}$ est limité à une valeur maximale, nous obtenons :

$$T_e \propto D_e^2 L \quad (6)$$

Et le couple massique par

$$T_{\delta m} \propto D_e \quad (7)$$

Il est clair d'après (6) que pour la machine à flux radial, le concepteur peut jouer essentiellement sur deux paramètres, la longueur axiale et le rayon. Néanmoins, il existe une limitation de faisabilité liée à la valeur du rapport $\lambda_L = L / D_e$ liée à la longueur active des bobines [Cavagnino-01] (plus particulièrement à la contrainte sur le rayon de courbure minimale de fils des bobines).

Pour un encombrement donné, afin d'augmenter le couple massique d'une machine on peut avoir recours à différents moyens :

- ✚ Accroître la densité de courant dans l'encoche ;
- ✚ Accroître la charge linéique de courant (qui dépend également de la densité de courant dans l'encoche) ;

Dans les deux cas on accroît les pertes électriques. Ces pertes se traduisent par une transformation d'énergie en chaleur qui entraîne un échauffement de la machine. La charge linéique de courant et la densité de courant sont souvent limitées par la tenue en température des isolants protégeant les parties de la machine à différents potentiels électriques.

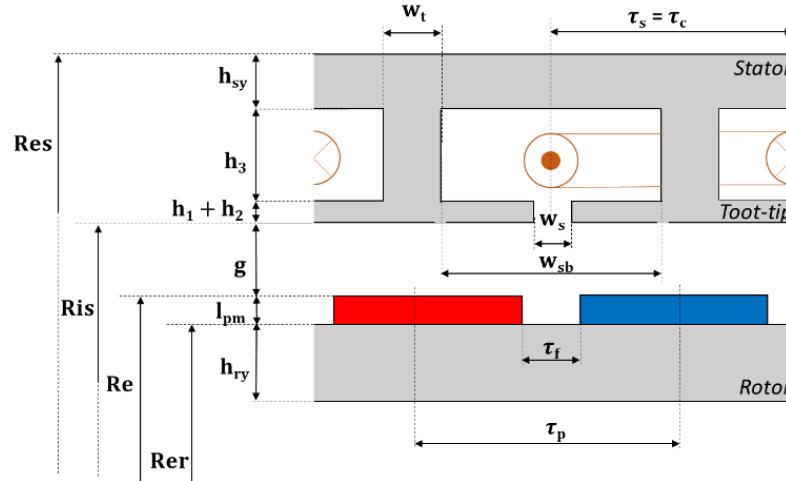


Figure 1-16 : Schéma constitutif d'une machine électrique à aimants permanent surfaciques.

En considérant l'expression analytique de la charge linéique [Rezzoug-13] :

$$A_{load} = k_{w,ht} \frac{I_s}{\tau_s} = k_{w,h} \frac{Q I_s}{2 \pi R_{is}} = k_{w,ht} \frac{Q S_e k_{cu} J_{max}}{2 \pi R_{is}} \left[\frac{kA}{mm} \right] \quad (8)$$

$$A_{load} \cong \frac{\pi [(R_{es} - h_{cs})^2 - R_{is}^2] - Q (R_{es} - h_{cs} - R_{is}) w_t}{2 \pi R_{is}} J_{max} k_{w,h} k_{cu} \quad (9)$$

Avec Q_s le nombre d'encoche au stator, $k_{w,h}$ le coefficient de bobinage, S_e la surface d'une encoche, h_{cs} la hauteur de la culasse statorique w_t la largeur d'une dent statorique et enfin J_{max} la densité de courant dans l'encoche exprimée en A/mm².

$$A_{load} = \left[\frac{1}{2} R_{is} + \frac{\pi (R_{es} - h_{cs})^2 - Q (R_{es} - h_{cs}) w_t}{2 \pi R_{is}} + \frac{Q w_t}{2 \pi} \right] J_{max} k_{w,h} k_{cu} \quad (10)$$

Si on dérive l'expression (10) par rapport au rayon interne du stator en considérant la condition dans laquelle $A_{load,in}$ est à sa valeur maximale, on obtient :

$$\Delta A_{load} = - \left[\frac{J_{max}}{2} + \frac{J_{max} \pi (R_{es} - h_{cs})^2 - Q (R_{es} - h_{cs}) w_t}{4 \pi^2 R_{is}^2} \right] \Delta R_{is} k_{w,h} k_{cu} \quad (11)$$

Où l'on voit qu'une réduction du rayon d'alésage fait diminuer la charge linéique, aussi dite facteur d'utilisation de la machine. Souvent plutôt que de limiter la charge linéique on limite généralement le produit charge linéique-densité de courant. Ce produit étant directement lié aux pertes Joule générées dans la machine par unité de volume comme indiqué par les expressions suivantes [Rezzoug-13] :

$$P_{joule} = k'_{tb} \rho_{res} I_s J_{max} S_{cu} < \alpha \Delta T_{max} S_{ext} \quad (12)$$

$$E_{ch} = A_{load} J_{max} < \alpha \Delta T_{max} \left(\frac{1}{\rho_{res} k_{tb}} \right) \frac{S_{ext}}{S_e} \quad (13)$$

Avec S_e la surface d'entrefer, α , le coefficient de convection, naturelle ou forcée, à la surface extérieure S_{ext} , il est compris entre 10 et 300 W/(Km²) [Kreith-11], ρ_{res} la résistivité du cuivre Ω/m et k_{tb} (m) un coefficient tenant compte des pertes additionnelles par effet Joule dans les têtes de bobine.

Une fois la valeur maximale du produit de la charge linéique avec la densité de courant atteinte, la manière la plus simple pour augmenter le couple (6) sans impacter la valeur de la pression magnétique tangentielle à la surface du rotor (5) est d'augmenter la longueur de la machine.

On voit bien à partir de l'expression (13), qui ne tient compte que des pertes Joule, que pour un refroidissement donné, c.à.d. un α fixé et une élévation de température fixée, que la surface d'alésage du moteur doit augmenter proportionnellement aux pertes.

L'objectif de ces travaux est d'apporter une contribution dans l'augmentation des performances aussi bien en termes de puissance spécifique que de rendement de la machine ou de l'ensemble convertisseur-machine. Des solutions doivent être apportées pour contrecarrer l'augmentation des pertes volumiques dans la machine. En particulier, les règles de dimensionnement conventionnelles, à basse fréquence, se basant sur la relation (13) ne sont plus correctes car les pertes fer deviennent du même ordre de grandeur, voire plus importantes, que les pertes Joule.

$$\frac{P_{totales}}{S_{ext}} < \alpha \Delta T_{max} \quad (14)$$

Dans le dimensionnement des machines haute fréquence, à nombre de pôles élevé, on compense l'augmentation des pertes fer due à une forme allongée des dents, par l'augmentation de la densité de courant. De ce fait en favorisant l'augmentation des pertes Joule avec une montée en densité de courant on accroît la puissance volumique de la machine sans impacter de manière sensible son rendement. Cette augmentation de la densité de courant ne sera pas forcément néfaste d'un point de vu thermique. En fait, étant donné que la quantité de cuivre tend à diminuer lorsque le nombre de paires de pôles augmente, grâce, notamment, à des têtes de bobines plus petites, les pertes Joule DC totales tendront à diminuer avec le nombre de paires de pôles. En exploitant les relations (4) et la (5) la puissance électromagnétique massique développée par une machine radiale donnée peut être exprimée de la sorte, en ne comptant que la masse active⁷ [Rezzoug-13] :

$$\frac{P_{em}}{m} = \frac{\sigma_T 2\pi R_{es}^2 L \omega_m}{m} k_D^2 = 2k_D^2 \frac{\sigma_T \omega_m}{\delta_{eq}} \propto \hat{A}_{load} \hat{B}_{rad} \omega_m \quad (15)$$

Avec k_D le rapport entre diamètre d'alésage et le diamètre statorique extérieur et δ_{eq} est une densité de masse équivalente qui est fonction du volume effectif de la machine et donc du nombre de paires de pôles (en considérant des hauteurs des culasses proportionnelles au pas polaire). Nous voyons que la puissance massique augmente avec la vitesse ou d'une façon plus générale avec la fréquence électrique. Cette relation montre que si on veut augmenter la puissance massique de la machine on peut augmenter la vitesse de rotation ω_m ([rad/sec]). En effet, pour la même puissance, lorsque la vitesse augmente le couple diminue proportionnellement, et, par conséquent, la longueur de la machine peut être réduite, toutefois la charge

⁷ Par masse active on appelle la masse des parties produisant un effet utile dans la génération du couple.

linéique de courant doit aussi baisser car les pertes par courant induits et les pertes par frottement augmentent, alors que la surface utile d'échange se réduit. On peut noter que, différents phénomènes physiques peuvent limiter la vitesse maximale de rotation d'une machine électrique comme la valeur des contraintes mécaniques générées au rotor par la force centrifuge et la dynamique vibratoire de la structure.

1.4.1.1. Principaux matériaux utilisés dans les machines électriques

Tandis que le couple (et la puissance) en fonctionnement transitoire est en générale limité par le dimensionnement électromagnétique, en service continu (S1) ce n'est plus le cas, l'évacuation correcte des calories joue un rôle fondamental. Notamment le couple développé par une machine tenant compte de la thermique du système peut varier de manière sensible. En fait, il existe une forte interaction entre les modèles électromagnétique et thermique et il est impossible d'analyser précisément l'un sans l'autre, car les pertes dépendent directement de la température et vice versa. En particulier les propriétés électromagnétiques des éléments constituant une machine électrique sont très sensibles aux variations de température. Un exemple est donné par l'expression suivante :

$$B_r(T_{op}) = B_{ra_{20^\circ}} \left[1 + \frac{\alpha_B}{100} (T_{op} - 20) \right] \quad (16)$$

$$H_c(T_{op}) = H_{c_{20^\circ}} \left[1 + \frac{\alpha_H}{100} (T_{op} - 20) \right] \quad (17)$$

Où la valeur de la magnétisation rémanente et du champ coercitif dans les aimants est donnée en fonction de la température T_{op} opérative des aimants. Si l'on connaît donc a priori la température de fonctionnement ou que l'on s'attend à atteindre des températures très élevées, les propriétés magnétiques des aimants doivent être modifiées en conséquence afin de s'assurer une capacité de flux suffisante (liée à α_B) ainsi qu'une résistance à la démagnétisation (liée à α_H) minimale.

	B_r [T]	H_c [kA/m]	T_{curie} [°C]	T_{max} [°C]	δ [kg/m ³]	$(BH)_{max}$ [kJ/m ³]	$\alpha_B = \Delta B_r / \Delta T$ [%/°C]	Coût [€/kg]
Ferrite ^[1]	0.38	250	450	100-250	4800	30	-0.20	1-6
AlNiCo ^[1]	1.20	50	860	550	7300	45	-0.02	30-45
Sm ₂ Co ₁₇ ^[2]	1.10	790	800	250-280	8400	230	-0.035	70-80 ^[1]
NdFeB ^[3]	1.32	1050	310	180-220	7600	340	-0.12	15-30 ^[1]

Tableau 1-3 : Tableau qui résume les principales propriétés magnétiques des aimants les plus répandus [1] = [Multon-15], [2]=[eclipsemagnetics] et [3]=[Hangzhou].

Le critère de choix se base généralement sur quatre facteurs : propriétés magnétiques à la température ambiante, la sensibilité à la température, le coût et la résistance à la corrosion. Le choix du matériau constituant les aimants est donc un problème multi critères. Les aimants à base de terres rares sont communément préférés, pour des applications où une densité de puissance élevée est requise, du fait de leur produit d'énergie, $(BH)_{max}$ élevé.

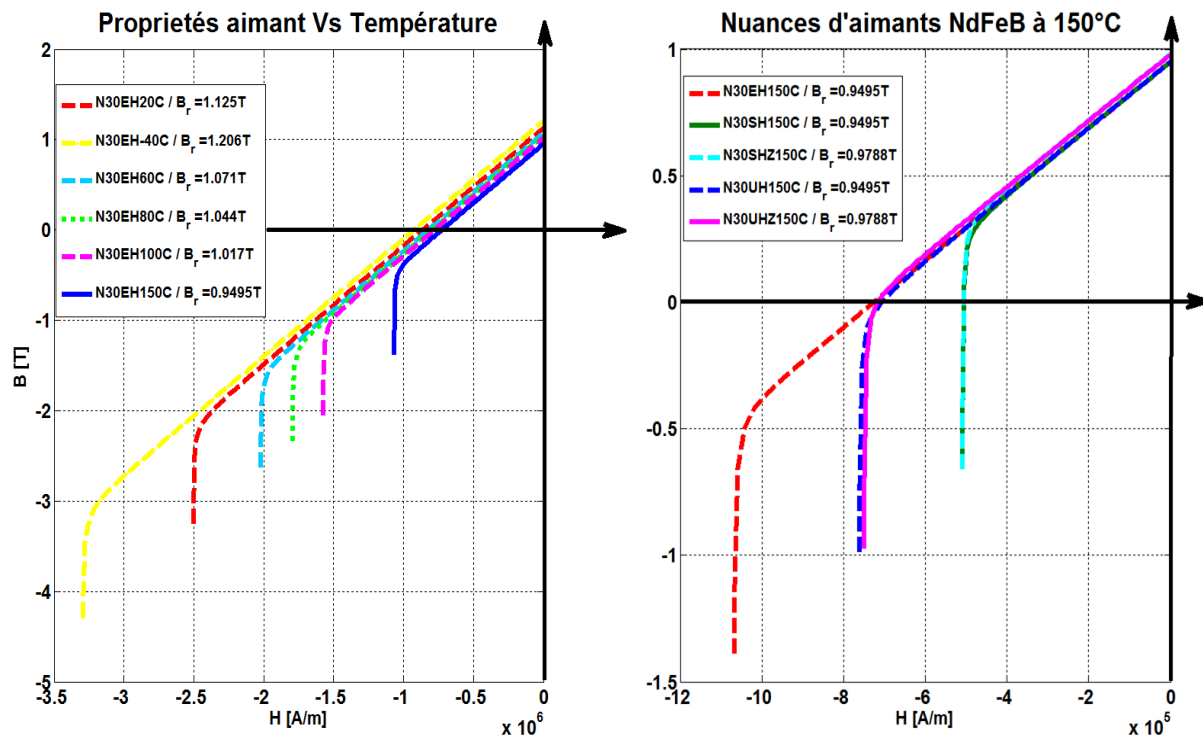


Figure 1-17: Courbes caractéristiques B-H en fonction de la température (à gauche) et pour différentes nuances (à droite) d'aimants NdFeB.

Le logiciel Maxwell offre une vaste librairie. La Figure 1-17, résume les propriétés de certains matériaux retenus comme étant d'intérêt pour l'application souhaitée. Celles à base de néodyme, connues sous les noms d'aimants NdFeB, composés d'un alliage de néodyme (Nd), de fer (Fe) et de bore ($\text{Nd}_x\text{Fe}_y\text{B}$) sont dans un premier temps préférés aux Samarium Cobalt (SmCo) pour leur haut niveau d'aimantation. Les sigles M-EH-AHZ indiquent la sensibilité à la température, et la température maximale opérative ($-\alpha_B = 0.12$ - 0.12 - 0.1 , $-\alpha_H = 0.675$ - 0.42 - 0.393 et $T_{\max} = 100$ - 200 - 220°C), et N30-N55 indique le degré d'aimantation (1105 mT-1490 mT) [Arnold Magnetics]. D'autres nuances plus performantes existent. La Tableau 1-4 en résume les principales caractéristiques :

Type		$B_{r, \min, 20^\circ\text{C}}$	$H_c, 20^\circ\text{C}$	ρ	$(BH)_{\max}$	δ	$-\alpha(B_r)$	$-\alpha(H_c)$	$T_{\max}$	Prix
		[T]	[kA/m]	[$\mu\Omega\text{cm}$]	[kJ/m ³]	[g/cm ³]	%	%	[°C]	[€/kg]
Type	SmCo32L	1.10	0.79	80	230	8.4	0.035	0.2	250	Moyen
	33E RECOMA	1.14	0.84	90	238	8.3	0.035	0.25	350	Elevé
	35E RECOMA	1.17	0.86	90	255	8.3	0.035	0.25	300	Elevé
	N45UH	1.32	1.05	180	340	7.6	0.12	0.465	180	Faible

Tableau 1-4: Caractéristiques des nuances d'aimants considérés [Arnold Magnetics]-[Hangzhou]-[eclipsemagnetics].

Comme on le voit le choix du matériau constituant les aimants nécessite une modélisation thermique pertinente, apte à évaluer de manière suffisamment précise la température des aimants, ainsi que celle du bobinage. L'augmentation de la température opérative du bobinage, comporte une élévation de la résistivité et dans ce cas des pertes Joule associées, réduisant le rendement de la machine.

$$\rho(T_{op,bob}) = \rho_{20^\circ} \left[1 + \frac{\alpha_{cu}}{100} (T_{op,bob} - 20) \right] \quad (18)$$

Ci-après une liste non exhaustive des matériaux conducteurs les plus communs :

Elément principal	Description	ρ (25°C) [$\mu\Omega\cdot\text{cm}$]	ρ (100°C) [$\mu\Omega\cdot\text{cm}$]	Densité [g/cm ³]
Cuivre	Cu Pure	1.7241 ^[1]	2.27	8.94 ^[1]
Cuivre	GRCop-84 alliage	2.45 ^[2]	3.13 ^[2]	8.87 ^[1]
Aluminium	Al Pure	2.6548	3.72	2.688 ^[1]
Aluminium	1350 Alliage électrique	2.82 ^[1]	3.74 ^[3]	2.705 ^[1]
Aluminium	AlSi10Mg alliage de fonte	4.91 ^[1]	6.07 ^[4]	2.659 ^[1]
Cuivre	Laiton (70% Cu, 30% Zn)	6.25-7.8 ^[5]	6.79-8.8 ^[5]	8.44 ^[5]

Tableau 1-5: Matériaux communément utilisés pour des bobinage de machines électriques [1]=[Silbernagel-18], [2]=[Ellis-05], [3]=[Kantal], [4] = [Brandt-07], [5] = [Goodfellow].

Si la température de dimensionnement est plus basse que celle effectivement obtenue, le risque de désaimantation est réel. Au contraire, si la température supposée au dimensionnement est trop haute par rapport à celle effectivement observée, la machine sera surdimensionnée [Pyrrhonen-2nd]. Afin de dimensionner une machine électrique de manière optimale, il est donc crucial de maîtriser l'aspect thermique. La température maximale est aussi définie par les propriétés des matériaux isolants utilisés, lesquels, pour la plupart d'entre eux, résistent jusqu'à une température maximale comprise entre 105°C et 180°C, comme définie par la classe d'isolation standardisée, disponible en annexe. L'élévation de cette température au-delà du seuil limite, dégrade l'intégrité de l'isolant et ses propriétés d'isolation électrique, réduisant la durée de vie de la machine de manière conséquente.

De la même manière les propriétés magnétiques des corps constituant les circuits magnétiques se modifient avec la température comme montré par les figures suivantes :

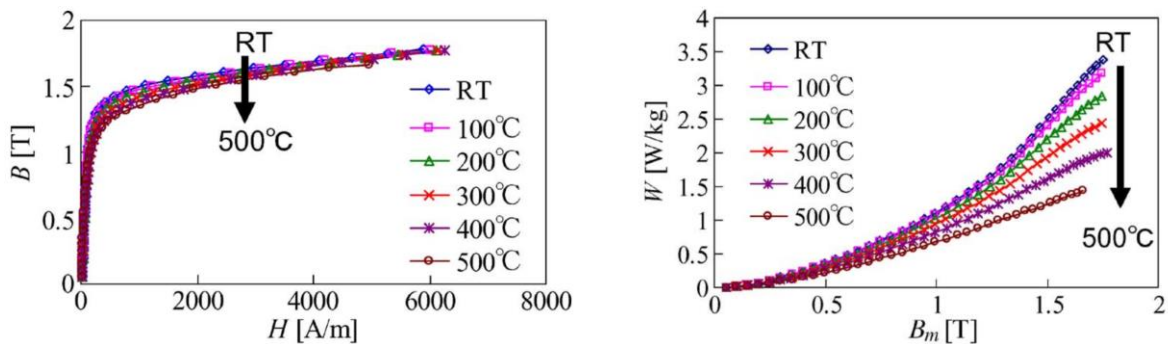


Figure 1-18 : Courbe de saturation magnétique et de pertes caractéristiques d'un alliage FeSi (GO – Grain Oriented) fonction de la température [Takahashi-10].

Nous voyons qu'une élévation de la température réduit, en principe, les pertes fer générées Figure 1-7. Effectivement, l'augmentation de la résistivité électrique des tôles minimise les pertes par courant induits. Néanmoins, le matériau saturera à une plus faible induction, ce qui, pour le même couple nécessitera une densité de courant plus élevée. L'ajout de silicium dans les matériaux ferromagnétiques réduit leurs températures de Curie en augmentant en même temps leur résistivité électrique réduisant aussi les pertes. Les nuances Fe-Si avec 3-3,5% de silicium sont le matériau de choix pour de nombreuses applications.

Cependant, dans les applications où on veut atteindre des niveaux de puissance massique très élevés, comme dans l'aérospatiale, le choix le plus courant consiste à considérer les alliages Fe-Co capables d'opérer à des températures plus élevées. Effectivement, ces alliages, contrairement aux Fe-Si, présentent une bonne résistance à l'oxydation et sont souvent utilisés pour des applications travaillant à 400 °C. De plus, les alliages Fe-Co sont caractérisés par une saturation magnétique très élevée (de l'ordre de 2,3 teslas), permettant de gagner du poids en réduisant le volume des circuits magnétiques et minimiser les pertes globales.

Une difficulté liée au dimensionnement des machines haute fréquence est souvent représentée par le manque de données fabricants pour des fréquences et inductions élevées au-dessus de 1000 Hz et 1.5 T voire inférieure à 1T, Tableau 1-6.

Nuances	ρ [$\mu\Omega\text{cm}$]	B_{sat} [T]	$P_{\text{fer}} (1.5 \text{ T})$ [W/kg]		e_t [mm]	δ [g/cm ³]	$R_{p0.2}$ [MPa]	$E_{y,r}$ [GPa]	Coût [€/kg]
			400 Hz	1000 Hz					
M210-27A ^[1]	62	1.4		135	0.27	7.65	445 ^[4]	185 ^[4]	≈ 2.3
700HR-3P ^[2]	6	≈ 1.8	90	276	0.20	7.52	65	170	
NO20-13 ^I	52 ^[5]	1.8	30 ^[4]	≈ 147 ^[1]		7.65	320 ^[5]	200 ^[5]	810 ^{[1] IV}
Vacoflux50 ^[3]	42	2.3	31	147	0.20	8.12	250	215	> 3630 ^{IV}
Vacodur49 ^{II}	42 ^[1]	2.3	42 ^[3]	150 ^[3]	0.20	8.12 ^[3]	210 ^{[3] II}	210 ^[3]	3630 ^{[1] IV}
Vacodur49 ^{III}	42 ^[1]	2.3	42 ^[3]	174 ^[3]	0.20	8.12 ^[3]	390 ^{[3] II}	250 ^[3]	3630 ^{[1] IV}

Tableau 1-6 : Principales caractéristiques des matériaux ferromagnétiques ici considérés [1]= [Boubaker-16], [2]= [Hoganas] [3]= [VAC], [4]=[Cogent] et [5]= [Thyssenkrupp] (I-13 W/kg @ 1T/400Hz, II-Optimisé magnétiquement, III-Optimisé mécaniquement et IV-prix pour des prototypes).

Ces pertes sont caractérisées dans des conditions spécifiques au travers d'une méthode scientifique bien définie sous banc de caractérisation à « cadre Epstein », par modèle de Bertotti ou de Steinmetz. D'autres modèles existent, nous pouvons citer à titre d'exemple le modèle de Jiles-Atherton ou de Preisach. Ces deux modèles valides pour des problèmes « Quasi-Statiques », peuvent être généralisés en dynamiques. Nous avons toutefois préféré utiliser le Bertotti car déjà implémenté dans Ansys Maxwell. Le modèle de Bertotti (19) est défini à partir de la valeur crête de l'induction dans la tôle, de la fréquence électrique de fonctionnement de la machine, ainsi qu'à partir des coefficients caractéristiques du matériau magnétique :

$$P_{\text{fer}}/V_{\text{fer}} = k_h f_e B_{\text{fer}}^2 + k_c (f_e B_{\text{fer}})^2 + k_e (f_e B_{\text{fer}})^{3/2} \quad (19)$$

Les coefficients K_h , K_c et K_e sont respectivement liés aux phénomènes par hystérésis, par courants de Foucault et enfin par excès. Tandis que les phénomènes de Foucault et excédentaire sont de type dynamique, conduisant à une dissipation énergétique nulle à 0 Hz, les phénomènes d'hystérésis sont des phénomènes quasi-statiques. Ces coefficients sont évalués par approximation du modèle de pertes avec les courbes caractéristiques (Figure 1-19), issues des essais sous cadre Epstein. Ces courbes sont données pour une fréquence de fonctionnement, une induction sinusoïdale et un trajet du flux magnétique réalisé dans le sens de lamination des tôles.

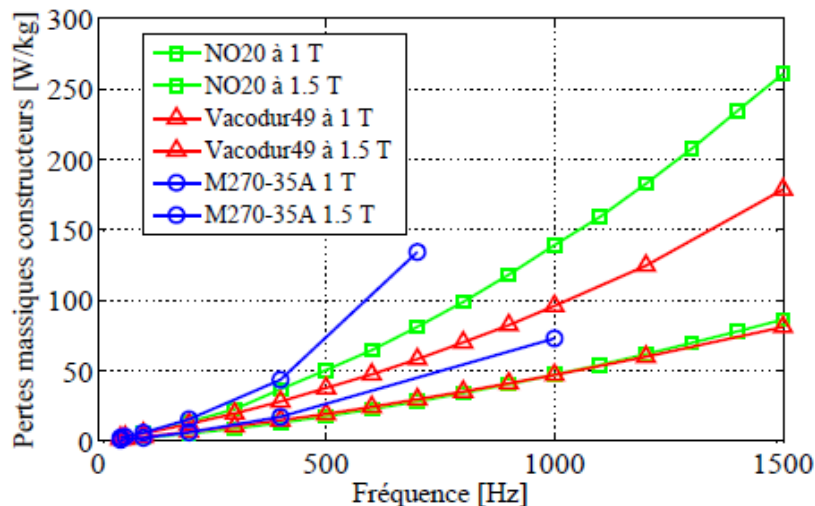


Figure 1-19 : Caractéristiques expérimentales du fabricant des tôles ($P_v = f(B, f)$) [Boubaker-16].

Or, ces conditions ne sont jamais respectées dans la pratique, les allures d'induction sont loin de la sinusoïde (lié à l'alimentation de la machine, sa géométrie, la saturation...) [Gimeno-11] – [Boubaker-16]. En effet, il ne faut non plus oublier que les harmoniques à très haute fréquence, sont aussi présents dans le cas des machines basse vitesse. Il s'agit dans ce cas d'harmoniques d'espace, liés aux combinaisons dents/pôles rotoriques, mais aussi aux découpages au niveau de l'alimentation, dans le cas des harmoniques de temps.

De plus, il est empiriquement démontré que les pertes sont aussi liées à l'état de contrainte mécanique du matériau et à l'état de la matière après découpe. Pour tenir compte de tous ces aspects on multiplie généralement les pertes fer estimées par un coefficient de majoration dit « coefficient additionnel de pertes fer K_{add} », [Boubaker-19], dépendant du procédé de fabrication et du matériau considéré, par exemple pour l'alliage FeSi, il peut s'élever à 2.25 [Boubaker-16], ci-après reportés, Tableau 1-7. Il a été aussi constaté que des courts circuits inter laminaires causés par les bavures, générées lors des opérations de ponçage et découpage laser des tôles, ont un rôle sensible sur l'augmentation des pertes.

Nuances	K _{add}	P _{fer} [W/kg]			Methode de calcul (K _{add})
		400 Hz	1000 Hz		
		1.5 T	1 T	1.5 T	
M270-35A découpe laser	1.71 ^[1]	71.5	128	228 (700Hz)	Steinmetz
M270-35A découpe électroérosion	1.53 ^[1]	64	115	204 (700Hz)	Steinmetz
NO20 isolation par vernis C5	2.25 ^[1]	67.5	113	331	Steinmetz
NO20 isolation thermocollante	2.08 ^[1]	62.4	104	306	Steinmetz
Vacodur49 ^l	1.27 ^[1]	53.3	64	191	Bertotti
Vacoflux50 ^l	1.27	21.6	40	83	Bertotti

Tableau 1-7 : Résumé sur le coefficient additionnel des pertes fer mesuré pour les différentes nuances [1] = [Boubaker-16] (I-optimisé magnétiquement).

A ce jours l'épaisseur des tôles ferromagnétiques, fixée par les effets de peau des courants induits, est, quel que soit le procédé utilisé, limité technologiquement à environ 0.1 mm, ce qui limite l'accroissement de la fréquence. Les matériaux composites type SMC, tel que Somaloy 700HR-3P, très utilisés par Yasa Motors, sont par fois considérés comme étant une solution efficace à haute fréquence [Rahman], réduisant les pertes

par courant de Foucault là où une lamination perpendiculaire à la direction du flux est compliquée à réaliser, e.g. machines discoïdes. Leur principal avantage est leur anisotropie magnétique associée à une bonne manufacturabilité, permettant de réaliser des formes complexes en 3D, impossibles à réaliser avec des matériaux laminés [Lipo 04]. L'évaluation des pertes par unité de masse se fait différemment que pour les matériaux ferromagnétiques et le modèle, donné par le fabricant [Hoganas], utilisé pour ces matériaux est le suivant :

$$P_{SMC,st} = k_h f_e \widehat{B}_{St}^{1.75} + k_{ep} f_e^2 \widehat{B}_{St}^{1.75} + \frac{f_e^2 \widehat{B}_{St}^2 \min(h_{cs}, w_{ti})^2}{1.8 * \delta_{SMC} \sigma_{SMC} * 1000} \quad (20)$$

Avec h_{cs} et w_{ti} la section de la culasse et des dents du circuit magnétique statorique et $\widehat{B}_{St}$ l'induction maximale atteinte. Néanmoins, les matériaux SMC sont caractérisés par une plus faible perméabilité et saturation magnétique. En effet, celle-ci elle est aussi moins marquée que dans le cas des matériaux doux classiques. La relation liant les pertes à l'élévation de la température reste également compliquée à définir. Pour ces raisons, nous opterons pour des tôles ferromagnétiques de plus simple modélisation et caractérisation.

1.4.2. Augmentation de la vitesse de rotation

Pour des applications basse vitesse de rotation, fort couple, et une puissance donnée, l'utilisation d'un réducteur apporte une réduction significative des dimensions de la machine. En effet, le découplage de la vitesse de rotation du moteur et du fan permet d'optimiser la densité de puissance du moteur plutôt que la densité de couple. Néanmoins, le réducteur entraîne des pertes supplémentaires et accroît la masse totale du convertisseur. Par ailleurs, il nécessite un système de lubrification et de refroidissement de l'huile qui en augmente la complexité et le coût. Dans le secteur automobile comme dans l'aviation les réducteurs planétaires sont préférés aux réducteurs parallèles pour des raisons de compacité et de coaxialité des arbres d'entrée et de sortie. Ils permettent un très fort rapport de réduction dans un volume réduit. Les désavantages principaux de ce type de réducteurs sont définis par des fortes charges appliquées au niveau des roulements et par une « complexité » majeure de dimensionnement. En outre l'usure, la fiabilité et le bruit associé aux réducteurs mécanique (surtout pour ceux à dentures droites) repoussent la balance vers des solutions à entraînement direct. Des réducteurs magnétiques, exploitant le même principe des réducteurs planétaires, permettent de parer à ces défauts, néanmoins la complexité de mise en œuvre augmente de manière significative. Pour ces raisons cette solution, partiellement investiguée, a été abandonnée en faveur d'une solution en entraînement direct, caractérisée par un meilleur rendement.

1.4.3. Limites en vitesse

Les forces centrifuges ont tendance à limiter la vitesse de rotation maximale de la machine, tout comme les pertes aérodynamiques, qui deviennent conséquentes avec l'augmentation de la vitesse tangentielle comme on peut le voir sur la relation suivante citée par [Boubaker-16] :

$$P_{aero} = \rho_{air} \frac{k \pi (R_{er} + l_{pm})^{(4-n)} L_r}{\left(\frac{g}{v}\right)^n} \omega_m^{(3-n)} \quad (21)$$

$$Re_y < 1000 \text{ (écoulement laminaire)} \begin{cases} k = 2 \\ n = 1 \end{cases} \quad (22)$$

$$Re_y > 1000 \text{ (écoulement turbulent)} \begin{cases} k = 0.012 \\ n = 0.24 \end{cases} \quad (23)$$

La vitesse périphérique de la machine est souvent prise comme critère définissant la machine comme étant haute ou basse vitesse, compte tenu des forces centrifuges directement liées à la vitesse périphérique et implicitement aux dimensions de la machine. Dans le cas des machines synchrones, celles à aimants surfaciques sont en pratique les plus répandues dans le domaine de la haute vitesse, en vertu de leur rendement élevé. Des précautions sont prises afin de contenir les aimants et de réduire les pertes induites par la haute fréquence. Le tableau ci-dessous donne la gamme des vitesses périphériques qui définissent les domaines de la haute vitesse pour les machines asynchrone et synchrone :

Type de machine	V_p max [m/s]	Régime de fonctionnement	Référence
Machine asynchrone à rotor solide (non laminé) et cage cylindrique externe	367	60 kW – 100000 rpm	[Saari-94]
Machine asynchrone à rotor solide (non laminé) et cage d'écureuil « encochée »	62	12 kW-13500 rpm	[Gerada-14]
Machine synchrone à anneau aimanté parallèlement et frette en titane	294	22 kW – 120000 rpm	[Wang-10]
Machine synchrone à rotor laminé et frette en Inconel	51	1 kW - 28000 rpm	[Cho-06]
Machine synchrone à rotor laminé et frettage hybride (thermo rétractable et métallique)	50	42 kW - 8000 rpm	[Boubaker-16]

Tableau 1-8 : Machines à haute vitesse périphérique.

Dans les cas des machines synchrones à aimants permanents la consolidation des aimants au rotor se fait via la technique du frettage, qui consiste à réaliser un maintien au travers d'un manchon métallique ou composite.

1.4.3.1. Dimensionnement de la frette :

L'opération de frettage est indispensable afin de parer aux problèmes liés à la tenue mécanique des aimants. Dès que les forces centrifuges augmentent, l'épaisseur de la frette nécessaire pour retenir les aimants augmente considérablement, imposant des entrefers plus importants. Dans le cas des machines asynchrones, cette problématique n'existe pas. Dans ce cas, compte tenu de l'absence d'aimants, ou d'autres objets en surface, la vitesse critique ou le diamètre maximal du rotor est fixé (si on ne considère pas la dynamique vibratoire) par la contrainte maximale mécanique définie par le critère de Von Mises (pour matériaux ductiles et Rankine-Mohr pour des matériaux fragiles). Le tenseur des contraintes peut être

obtenu de la théorie des cylindres à parois épaisses [Shigley]. Ci-après l'expression de la contrainte équivalente de Von Mises σ_{VM} dans le cas d'un problème à contraintes planes :

$$\sigma_{VM} = \sqrt{\sigma_x^2 + \sigma_y^2 - \sigma_x \sigma_y + 3\tau_{xy}^2} \quad (24)$$

$$\sigma_{Rankine} = \frac{\sigma_x^2 + \sigma_y^2}{2} \pm \sqrt{\left(\frac{\sigma_x^2 - \sigma_y^2}{2}\right)^2 + \tau_{xy}^2} \quad (25)$$

Où $\sigma_{x,y}$ et τ_{xy} représentent respectivement les contraintes normales aux faces d'un élément et la contrainte (de cisaillement) appliquée tangentiellement aux faces du même élément. Ces relations se ramènent à la théorie des disques minces (théorie des membranes [Shigley]) dans le cas où les parois des cylindres étudiés sont suffisamment minces. Pour des matériaux homogènes, cela permet de supposer, dans le cas d'efforts axisymétriques, que la contrainte tangentielle a une distribution homogène dans l'épaisseur et que la contrainte radiale ($\sigma_r \approx 0 \text{ MPa}$) est nulle. Cela, suppose une charge non variable en z et homogènement distribuée sur la surface d'un cylindre de révolution (comme c'est le cas pour une frette) à extrémités ouvertes.

Alors dans ce cas, l'approche de la mécanique des milieux continus, nous permet d'évaluer la contrainte dans la frette, supposant que son épaisseur est suffisamment petite par rapport au rayon d'entrefer telle que $R_e/e_{frette} > 10$ (condition largement respectée par la frette dans le cas générale).

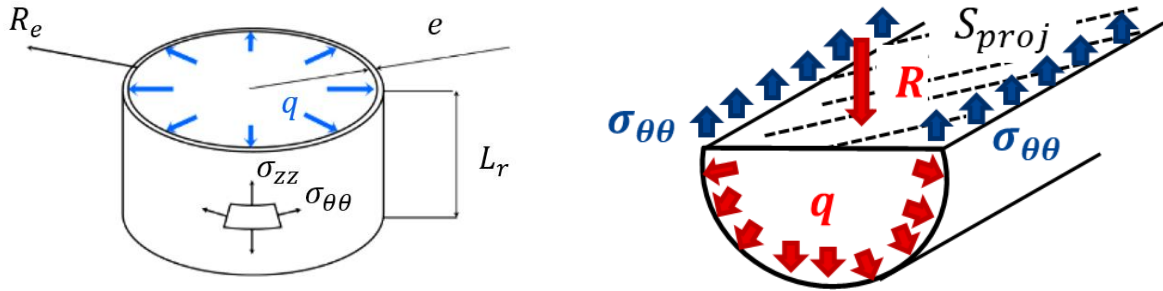


Figure 1-20 : Modélisation analytique de la contrainte appliquée à la frette.

En supposant une répartition homogène de la pression q , on peut évaluer l'épaisseur de la frette, exploitant les formules de Mariotte pour des cylindres sous pression interne :

$$2\sigma_{\theta\theta}eL_r = S_{proj}q = (2R_eL_r)q \quad (26)$$

$$\sigma_{\theta\theta}e = R_eq \rightarrow \sigma_{\theta\theta} = \frac{R_eq}{e}$$

$$e = SF \frac{q}{R_{p0.2}} R_e \quad (27)$$

Avec q égale à :

$$\vec{q} = \vec{p}_{\Delta D} + \vec{p}_{\omega,fr} + \vec{p}_{\omega,aim} \pm \vec{p}_{mag} \quad (28)$$

Afin de garantir le contact entre la frette et les aimants la condition $q > 0$ doit être respectée. On doit pour cela considérer un ajustement de serrage ΔD (entre la frette et les aimants $D_{i,fr} - D_{e,aim}$).

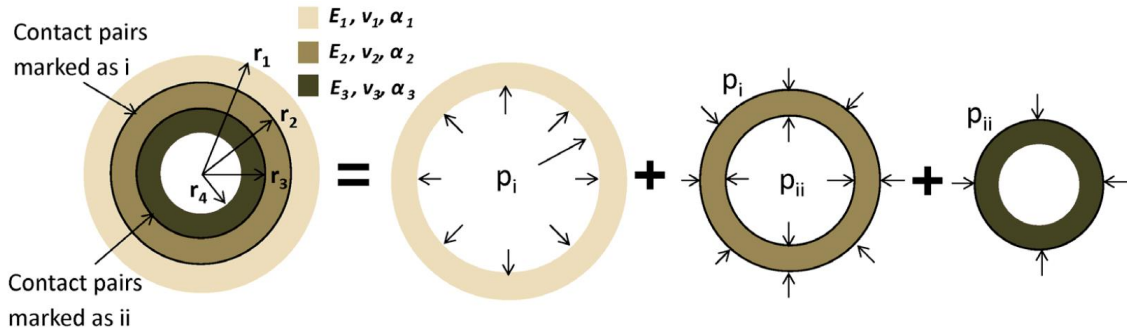


Figure 1-21 : Pression de contact agissant respectivement (de la gauche vers la droite) : sur la frette, les aimants et le rotor [Qui-16].

La pression de contact est donnée en absence de forces magnétiques et à l'arrêt par [Shigley] - [Huang-16] (dans le cas où l'on a que deux cylindres imbriqués à extrémités ouvertes et en déformation élastique) :

$$p_{\Delta D} = -\sigma_r = \frac{\Delta D}{R_e \left[\frac{1}{E_{yfr}} \left(\frac{R_{e,fr}^2 + R_e^2}{R_{e,fr}^2 - R_e^2} + \nu_{aim} \right) + \frac{1}{E_{yaim}} \left(\frac{R_{e,m}^2 + R_{i,aim}^2}{R_{e,m}^2 - R_{i,aim}^2} - \nu_{fr} \right) \right]} \quad (29)$$

Avec $R_{e,fr}$ et $R_{i,aim}$ respectivement les rayons d'alésage externes de la frette et des aimants, R_e est un diamètre moyen issu des précédents. Si ces cylindres sont à parois minces, celle-ci se réduit à :

$$p_{\Delta D} = \frac{\sigma_{\theta\theta,\Delta D} e}{R_e} = -E_{yfr} \frac{\Delta D}{2R_e^2} e \quad (30)$$

En effet à partir de la (26) la loi de Hooke (région à déformation élastique), dans notre cas, nous permet d'écrire (pour la frette) :

$$\varepsilon_{\theta} = \frac{1}{E_{yfr}} \sigma_{\theta\theta,\Delta D} \Big|_{\sigma_{zz}=0 \text{ MPa}} = -\frac{\Delta D}{2R_e} \quad , \quad \text{avec } \Delta D = D_{i,fr} - D_{e,aim} < 0 \quad (31)$$

Cela doit contrecarrer l'expansion due au décollage des aimants par forces centrifuges et magnétiques appliqué à la frette :

$$q = p_{\Delta D} + p_{\omega,fr} + p_{\omega,aim} \pm p_{mag} \quad (32)$$

Où $p_{\omega,fr}$ est donné par la théorie des disques à parois minces en rotation [Shigley]-[Piscini-16]-[Huang-16]) :

$$\sigma_{\theta\theta,\omega} = \frac{(3 + \nu_{fr})}{8} \left[3 - \frac{(1 + 3\nu_{fr})}{(3 + \nu_{fr})} \right] \delta_{fr} \omega_m^2 R_e^2 \quad (33)$$

$$p_{\omega,fr} = \frac{\sigma_{\theta\theta,\omega} e}{R_e} \quad (34)$$

Et

$$p_{\omega,aim} = \frac{m_{aim} \omega_m^2 R_e}{2p\tau_p \alpha_m L_r} = \delta_{aim} l_{pm} \omega_m^2 R_e \quad (35)$$

Une dilatation thermique (cylindres imbriqués à extrémités ouvertes) modifiera, elle aussi, la pression à la surface de la frette ainsi que son état de contrainte. Ne considérant que l'action thermique, celle-ci provoquera une dilatation thermique qui sera vérifiée tant que le contact est conservé :

$$\varepsilon_{\theta, frette, f} = \varepsilon_{\theta, aim, f} = \varepsilon_{\theta, rot, f} \quad (36)$$

Cela nous permet d'écrire dans la région à déformation linéaire (pour la frette, en traction) :

$$\sigma_{\theta\theta, \Delta T} = -\frac{E_{y, frette} E_{y, aim}}{E_{y, frette} + E_{y, aim}} (\alpha_{aim} - \alpha_{frette}) \Delta T = k_E \Delta \alpha \Delta T < 0, \text{ pour } \alpha_{frette} > \alpha_{aim} \quad (37)$$

La contribution thermique n'est pas prise en compte dans la vérification (28) car elle ne tend pas à éloigner les pièces. L'état de contrainte équivalente de la frette est généralement de traction et doit respecter la relation suivante :

$$\sigma_{\theta\theta, fr} = \sigma_{\theta\theta, \omega} + \sigma_{\theta\theta, \Delta T} + \sigma_{\theta\theta, \Delta D} < \sigma_{VM, 2D} \quad (38)$$

Alors l'épaisseur de la frette est donnée par :

$$e_{frette} = CS \frac{p_{\omega, tot} \pm p_{mag}}{R_{p0.2} - \sigma_{\theta\theta, \Delta T} - \sigma_{\theta\theta, \Delta D}} R_e \quad (39)$$

Avec un critère de rupture de Von Mises [Shigley] où $R_{p0.2}$ est la contrainte maximale du matériau avant la zone de plasticité caractéristique du matériau :

Matériau	ρ [μΩ.cm]	E_y [GPa]	ν	k [W/m/K]	$\alpha_{dil} 1e^{-6}$ [1/°C]	δ [g/cm ³]	$R_{p0.2}$ [MPa]
Aluminium 7075 T6	5.15	71.7	0.33	130	24.2	2.81	400
Cuivre	1.7	119	0.326	401		9	314
Inox (Sus304) [2]	73	193	0.29	16	16	8	460
Titane [2]	170	114	0.33	6		4.4	820
Inconel 718 [2]	125	205	0.284	11	12	8.2	1035
Fibre de carbone + matrice époxy*	≈333 (1e10 en direction axiale)	(290 fibres et 3.1 résines) 175 [3]		1	0.4 [3]	1.5	(6200 fibres et 68.3 résines)
T019 (TERYL®) [1]	0			0.3		1.5	200 (50 daN/cm)
T016 (TERYL®) [1]	0			0.3		1.5	300 (60 daN/cm)

Tableau 1-9: Principaux matériaux constituant une frette *(température de transition vitreuse 200°C)

[1] = [Bourgeois], [2] = [Ahn-18], [3] = [Erneo].

Une attention particulière doit être apportée à la contrainte induite au niveau des aimants. On tendra à privilégier des états de contrainte de compression dans ces pièces (la contrainte à compression les caractérisant étant supérieure à celle de traction Tableau 1-10). Pour évaluer le coefficient de sécurité associé à ces pièces magnétiques, en matériaux fragiles, on utilisera le critère de Rankine-Mohr.

Matériau	ρ [$\mu\Omega.cm$]	k [W/m/K]	α_{dil} [$10^{-6}/^{\circ}C$]	E_y [GPa]	λ	δ [g/cm ³]	σ_r [MPa]	σ_{comp} [MPa]
N45UH	180	7.7	6 ($\parallel$) et -0.5 ($\perp$)	150	0.24	7.5	80	800
SmCo32L	80	12	9 ($\parallel$) et 11 ($\perp$)	120	0.27	8.3	110	800

Tableau 1-10: Propriétés physiques des aimants [Hangzhou]-[eclipsemagnetics].

La charge magnétique est évaluée à partir de la pression magnétique à la surface du rotor déterminée par l'induction à l'entrefer :

$$\vec{B}_g(r, \theta, t) = \vec{B}_{g_{st}}(r, \theta, t) + \vec{B}_{g_{rot}}(r, \theta, t) \quad (40)$$

Alors :

$$\sigma_{g,r}(r, \theta, t) = \frac{B_{g,r}^2(r, \theta, t) - B_{g,t}^2(r, \theta, t)}{2 \mu_0} [N mm^{-2}] \quad (41)$$

Et la composante transversale, négligée dans ce cas, est égale à :

$$\sigma_{g,t}(r, \theta, t) = \frac{B_{g,r}(r, \theta, t)B_{g,t}(r, \theta, t)}{\mu_0} [N mm^{-2}] \quad (42)$$

En exploitant le modèle 2D développé sous Ansys Maxwell, un effort par unité de longueur est évalué. Cela à partir des relations précédentes intégrées sur la longueur axiale et enfin intégré le long des bords de l'objet en question (N.B. : cette méthode n'évalue l'effort qu'autour des bords entourés d'air, des interstices fictifs entre aimants et rotor sont ainsi introduits) :

$$F_{rad} = \oint e df_i dl = \oint \frac{L}{2\mu_0} (B_{r,i}^2 - B_{t,i}^2) dl \quad (43)$$

La relation (28), est assez simplificatrice. En effet, les efforts magnétiques ne sont pas homogènes à l'entrefer, néanmoins, ces effets peuvent être négligés à haute vitesse, surtout si la culasse rotorique est ferromagnétique. Dans ce cas, une force d'attraction contraire à la force centrifuge s'effectue.

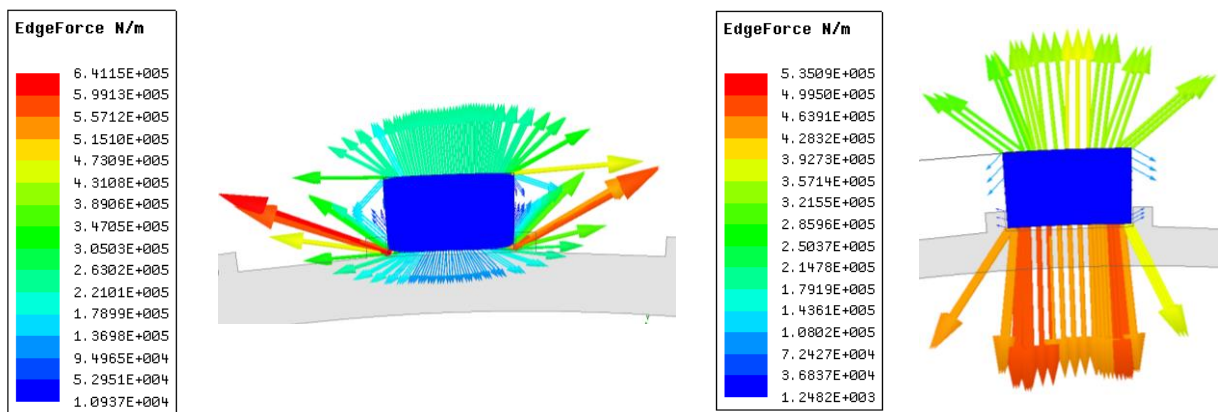


Figure 1-22 : Forces magnétiques appliquées aux contours d'un aimant dans le cas (a) de rotor magnétique et (b) d'un rotor magnétique.

La méthode aux éléments finis nous permettra de prendre en compte la réelle répartition des efforts et une distribution thermique plus proche de la réalité. D'ailleurs, cela nous permettra d'étudier des matériaux anisotropes tels que les matériaux composites. Le dimensionnement de la frette et le choix de la tolérance d'ajustement sera validé par éléments finis. Cela pourra le cas échéant remettre en question le choix du

matériau constituant la frette. Comme vu, la limitation est notamment liée à l'action thermomécanique au rotor mais aussi à la dynamique vibratoire du système rotor (y compris les aimants) – arbre – roulements.

1.4.3.2. Dynamique vibratoire :

Les fréquences associées aux modes propres de vibration de la structure doivent être analysées de sorte à ne pas induire des résonances de mode de flexion qui pourraient dans le pire des cas endommager la structure et réduire la durée de vie des composants.

La vitesse de rotation est souvent limitée par la vitesse critique, vitesse au-delà de laquelle l'amplitude d'oscillation de la flèche de déformation de l'arbre en rotation n'est plus contrôlée, et cause l'endommagement de la machine. Des formulations analytiques existent depuis le 20^{ème} siècle. Le cas le plus simple imaginable consiste à ramener le système rotatif vibratoire à un modèle à un seul degré de liberté. Dans ces approches on considère le rotor, comme étant un corps rigide de masse homogène équivalente à une masse ponctuelle, posée au milieu d'un arbre (sans masse) flexible, de propriété mécanique homogène, avec des extrémités reposant sur des roulements idéalement rigides. Cela est acceptable si les fréquences des modes propres du rotor (Figure 1-23) se trouvent à des fréquences bien plus élevées que celles de l'arbre ($f_{m,r} \gg f_{m,arbre}$).

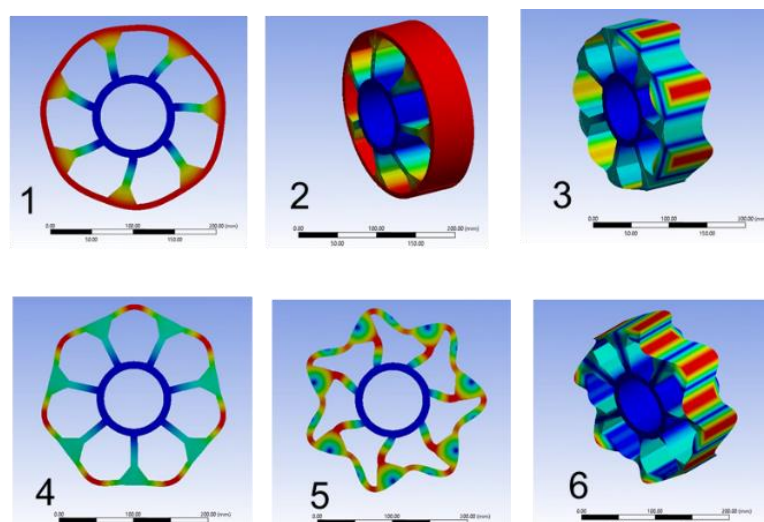


Figure 1-23 : Modes de vibration caractéristiques du rotor.

Toutefois cette modélisation ne tient pas compte des déflexions du rotor dans les deux directions transversales. Le modèle de Rankine-Stodola (à deux degrés de liberté) permet de modéliser le déplacement du centre de gravité du rotor sur un plan, Figure 1-24. Néanmoins, il ne permet pas encore de modéliser de manière correcte le déséquilibre du rotor.

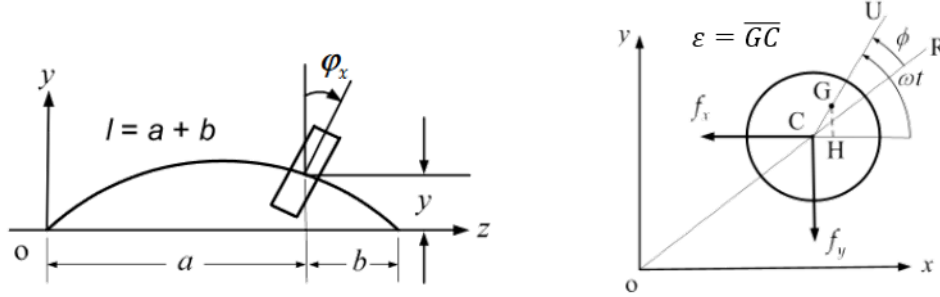


Figure 1-24 : Modèle de De Laval-Jeffcott [Fasana-06].

La formulation de Jeffcott-Laval, où l'excentricité du rotor est décrite par 3 degrés de libertés (x, y et θ), dans laquelle seulement la rotation autour d'un seul axe est considérée, est limitée par le fait que celui-ci ne prend pas en compte les effets gyroscopiques (absence de modes coniques, Figure 1-26). De ce fait, les fréquences de résonance de ce modèle de rotor sont indépendantes de sa vitesse de rotation (force de Coriolis). Dans le modèle de De Laval-Jeffcott le désalignement n'est causé que par la déformabilité de l'arbre alors que dans une modélisation prenant en compte l'axe de tangage le désalignement est lié aux inerties en jeu. Cette modélisation ne nous permet pas d'analyser les modes de type conique (Figure 1-26). En pratique les vitesses critiques sont fonction de la rigidité dynamique des systèmes tournants et de la présence plus ou moins marquée d'efforts gyroscopiques qui créent une dépendance entre la vitesse de rotation et les pulsations propres des modes coniques. Si le centre de masse correspond au barycentre géométrique, les vitesses critiques des modes coniques et cylindriques sont découplées entre elles [Genta-05].

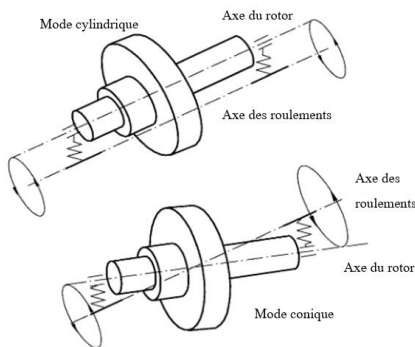
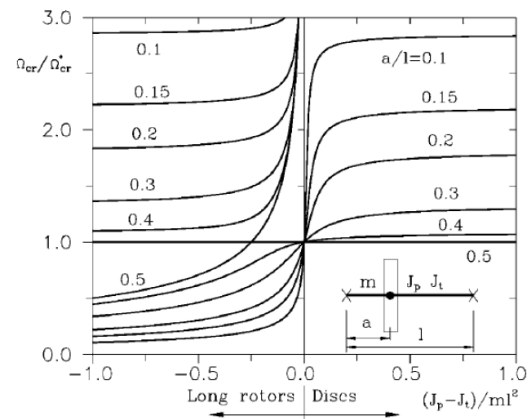

 Figure 1-25 : Modes cylindrique et conique d'un rotor rigide sur des roulements flexibles isotropes (égales rigidités dans le plan $x-y$) [Genta-05].


Figure 1-26 : Effet gyroscopique sur la vitesse critique évaluée par rapport au modèle De Laval-Jeffcott [Genta-05].

Ces fréquences sont appelées fréquences de rotation critiques secondaires, aussi dits modes rigides, car aucune déformation du rotor prend lieu. Elles sont dues à une inclinaison de l'axe polaire par rapport à l'axe de rotation, alors que les modes dits primaires comme ceux de flexion donnent lieu à des fréquences de rotation critiques causées par une excentricité du barycentre ($\epsilon \neq 0$, Figure 1-24). Ces modes de flexion, comme ceux de torsion et de traction/compression, sont aussi dits modes internes.

Dans le cas d'une machine électrique, de même que pour les forces d'origine mécanique (excentricité statique ou dynamique) il existe des forces d'origine magnétique qui dépendent du contenu harmonique spatiale et temporelle de la pression magnétique à l'entrefer. On peut tracer ci-après l'évolution des fréquences propres du système en fonction de sa vitesse de rotation (diagramme de Campbell) :

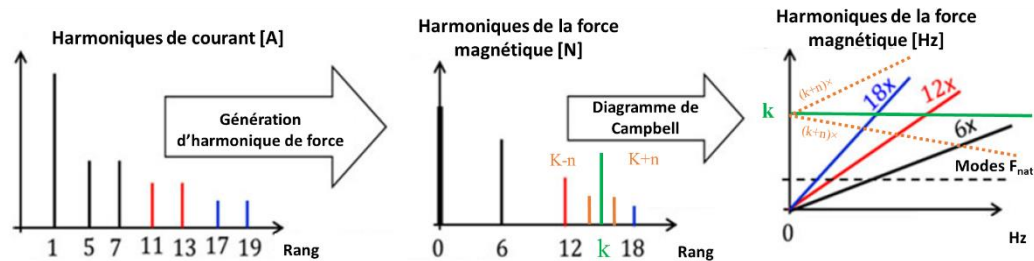


Figure 1-27 : Diagramme de Campbell identifiant les fréquences critiques.

Ce graphe trace les composantes harmoniques (fréquentielles) de la charge externe (axe des ordonnées) en fonction de la fréquence électrique (axe des abscisses) et les modes propres de vibration de la structure analysée. Les points de croisement, appelés fréquences critiques, entre la charge externe et les modes propres donnent lieu à l'excitation d'un mode caractéristique de vibration de la structure. Lorsque la vitesse de rotation augmente, la fréquence de rotation peut atteindre à un moment donné, une de ces fréquences provoquant la déformation de l'arbre, impliquant des déplacements d'une amplitude plus au moins importante, qui génère du bruit, pouvant dans des cas atteindre une valeur telle pouvant causer l'endommagement et dans le pire des cas causer la rupture. Dans la pratique le système est souvent chargé par une force riche en contenu harmonique. La déformée générée est alors donnée par la superposition modale des différents modes de vibration de la structure [Fasana-06].

Ces phénomènes ne seront considérés qu'en deuxième lieu, l'objectif de cette thèse étant d'accroître la puissance massique du moteur tous nos efforts y sont dédiés.

1.4.4. L'augmentation de la fréquence par augmentation du nombre de paires de pôles

D'une manière générale, en électrotechnique, l'augmentation de la fréquence électrique permet la réduction du volume des parties actives, réduisant leur masse. Dans les cas d'applications à entraînement direct, la vitesse de rotation est liée à l'application visée. L'augmentation de la puissance massique quel que soit le type de machine synchrone étudiée, passe toujours soit par une augmentation du nombre de plot, de paires de bobines ou de paires de pôles au rotor. Dans le cas d'une machine à aimants permanents, cela se fait donc par augmentation du nombre de paires de pôles, l'épaisseur des culasses magnétiques étant inversement proportionnel au nombre d'aimants :

$$h_{cs} = \tau_p \frac{B_g}{2B_{cs}} = \pi \frac{B_g R_e}{B_{cs} 2p} \quad (44)$$

Où B_{cs} est la valeur de l'induction maximale de travail dans la culasse du matériau magnétique constituant le stator, de la même manière au rotor.

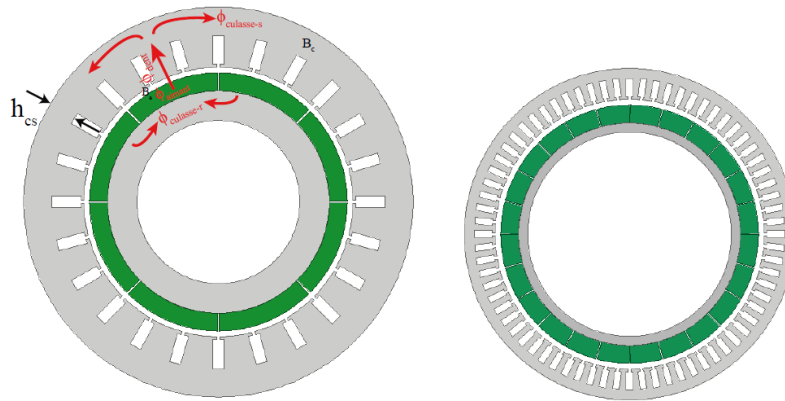


Figure 1-28 : Effet de l'augmentation du nombre de paires de pôles sur le volume de la machine.
[Boubaker-16].

La Figure 1-28 illustre l'effet du triplement de la fréquence sur les dimensions de la machine, avec une vitesse et un couple maintenus constants. La limite dans l'accroissement de fréquence sera, dans notre cas, intimement liée à une fréquence de découpage maximale estimée à 30 kHz, mais surtout à la faisabilité du bobinage (contrainte sur le rayon de courbure minimale de fils des bobines). L'augmentation du nombre de paires de pôles a, d'autant plus, pour effet de rendre les encoches plus étroites ce qui a comme conséquence néfaste de réduire le coefficient de remplissage et rendre plus ardue l'évacuation des pertes Joule. Il est possible de repousser cette limite suivant la nature du couplage des champs magnétique rotorique et statorique. Une solution est fournie par un couplage Vernier où le pas polaire du bobinage (τ_c) et le pas polaire rotorique (τ_p) sont découplés (couplage dentaire), on verra aussi qu'il ne s'agit pas de la seule solution à disposition. Toutefois, comme indiqué dans [Boubaker-16], à partir d'une certaine valeur de l'arc polaire l'épaisseur des culasses rotorique et statorique n'est plus fixées par des critères magnétiques (44), mais reliée à des questions de tenue mécanique. L'épaisseur des culasses sera donc fixée afin que les tôles soient suffisamment rigides pour ne pas se déformer au montage en introduisant des contraintes de compression qui augmenteraient les pertes fer [Boubaker-16]. Cela génère une baisse en termes d'induction magnétique dans les circuits ferromagnétiques.

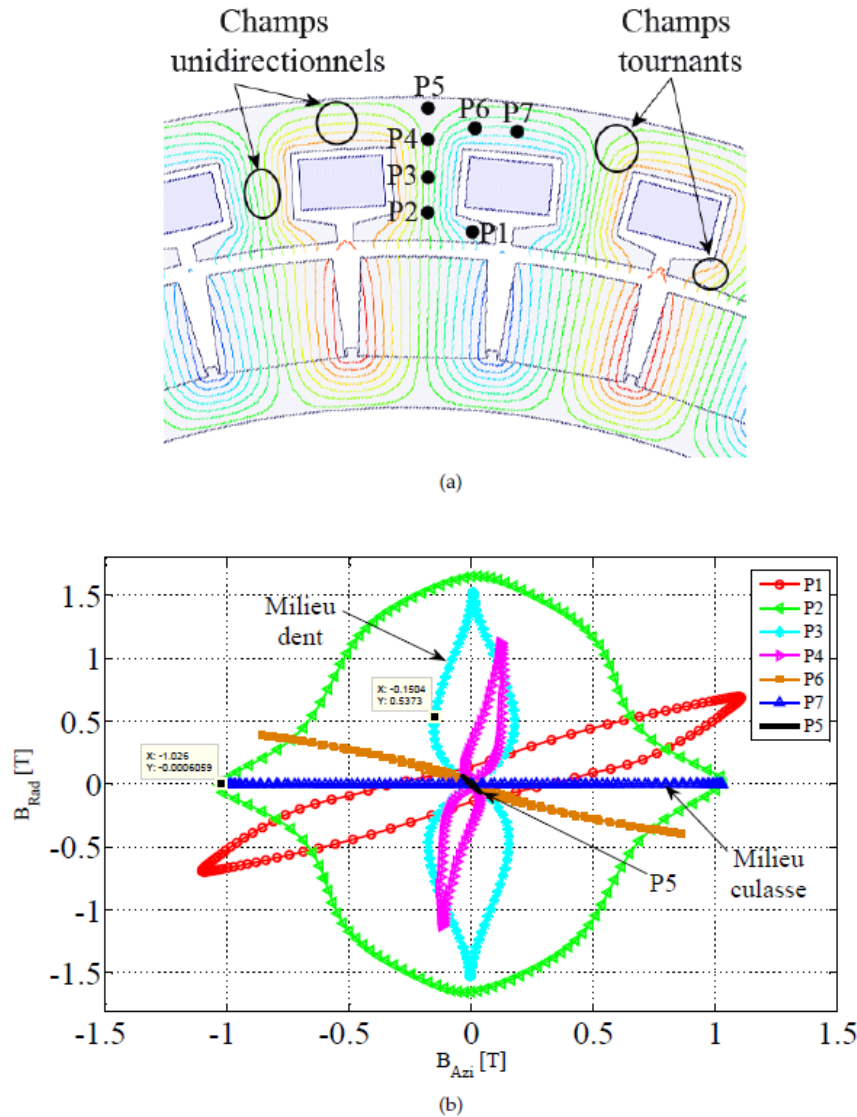


Figure 1-29 : Composantes radiale et azimuthale de l'induction magnétique dans les différentes zones du stator du moteur suite à une contrainte de $h_{cs} \geq 3$ mm [Boubaker-16].

Au-delà de cette limite le volume des pièces ferromagnétiques ne peut plus être réduit, mais il est possible, dans certains cas, et notamment au rotor, d'utiliser des matériaux non magnétiques, moins lourds, sans trop de conséquences sur le couple et améliorant sensiblement la puissance massique.

1.4.5. Limites en fréquence (Alimentation/Contrôle commande)

De même que pour les véhicules électriques terrestres, les modules d'électronique de puissance à haute densité de puissance sont devenus une exigence pour l'avion plus électrique. Comme nous l'avons vu au cours des derniers paragraphes, l'augmentation de la fréquence permet d'avoir des convertisseurs électromécaniques plus compacts et moins lourds. Toutefois, comme déjà vu sous l'aspect mécanique, des limitations en fréquence existent. De son côté l'électronique de puissance a des limitations en fréquence aussi et en particulier dans ce sous-paragraphe on verra que des limitations existent par rapport au type de stratégies de modulations choisies et à la fréquence de découpage considérée. En fait, le niveau de pertes

associé au module de puissance et celui associé aux pertes additionnelles générées par un courant d'alimentation non sinusoïdal, sont directement liés à la stratégie de modulation utilisée.

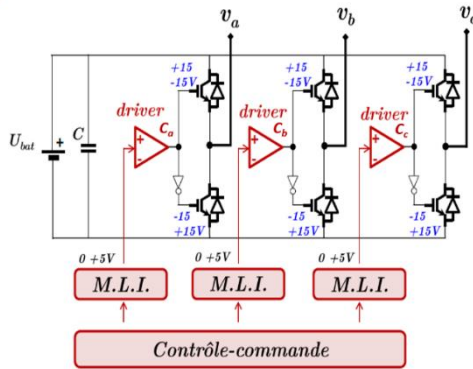


Figure 1-30 : Schéma d'un onduleur à trois cellules de commutation avec driver de ponts associés [Kolli].

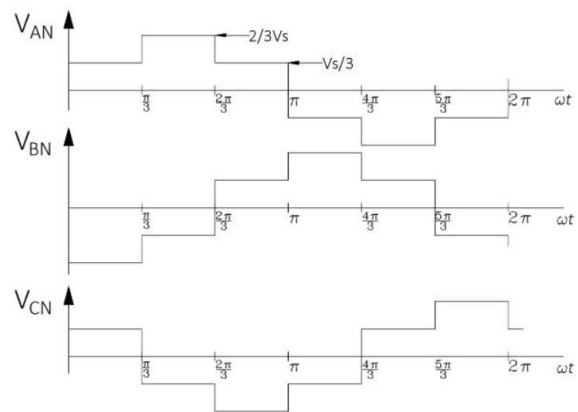


Figure 1-31 : Forme d'onde de tension d'une technique de modulation à six impulsions (pleine onde) utilisant une conduction de commutation de 180° .

La stratégie de modulation la plus simple pour alimenter une machine électrique est la modulation en pleine onde. Elle consiste à appliquer les commandes C_a , C_b et C_c (pour une configuration triphasée) aux bras des cellules de commutations avec un rapport cyclique fixe. Dans ce cas l'avantage est juste lié à la simplicité de la commande associée et au niveau de tension maximale entre phase, que l'on peut obtenir, néanmoins aucun contrôle n'est permis sur le Taux de Distorsion Harmonique (TDH) des courants d'alimentation. Un des moyens pour réduire le contenu harmonique en sortie d'onduleur, consiste à faire un filtrage passif, l'inconvénient principal de ce genre de solution est que les composants passifs sont souvent volumineux et fragiles. La modulation de largeur d'impulsion (MLI) intersective (à échantillonnage naturel ou numérique) permet d'augmenter la qualité des courants d'alimentation à condition que le rapport entre les fréquences de la porteuse (ou de découpage) et celle de la modulante (équivalente à la fréquence électrique de fonctionnement de la machine) soit constante et élevée, de l'ordre de 10, voire plus [Espanet-99]. Le principal avantage de l'utilisation de fréquences de commutation élevées pour les onduleurs de puissance est qu'ils permettent à la tension de sortie ou au courant de s'adapter plus précisément à une forme de sinus idéale Figure 1-32 et Figure 1-33. Ce qui veut dire qu'en augmentant la fréquence électrique de la machine, la fréquence de découpage de nos composants de puissance doit augmenter, afin de garder constantes les pertes additionnelles dans la machine. En revanche, la limite supérieure de la fréquence de commutation (f_c) est fixée à environ 20-30 kHz, en raison de l'utilisation d'un onduleur IGBT. Avec une f_c plus élevée, les pertes de commutation deviendraient trop élevées. De plus, des effets secondaires, tels que le temps mort de l'onduleur, créeraient des erreurs à la fréquence fondamentale et injecteraient des harmoniques supplémentaires en raison des distorsions de la forme d'onde de sortie [Golovanov]. L'autre paramètre limitant la vitesse de commutation est la présence d'inductances parasites (phénomène d'empiètement).

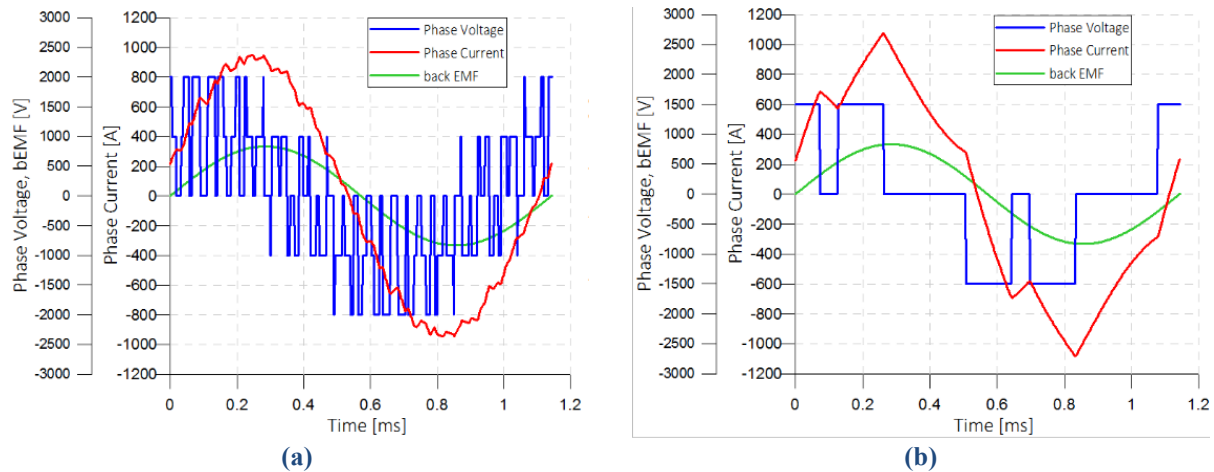


Figure 1-32 : Qualité des formes d'onde issue d'une alimentation par MLI à porteuse en *dents de scie* pour $f_c = 875$ Hz (a) et par alimentation pleine onde (103° angle de commutation) (b) [Golovanov]

Les formes d'onde de courant, de tension et de force électromotrice FEM pour les techniques de modulation considérées sont illustrées en Figure 1-32. Les formes d'onde obtenue par la technique MLI sont données pour un rapport de $(f_c/f_m =)$ 15 entre les fréquences fondamentales f_m et la porteuses f_c . La période de conduction du commutateur de la commande en pleine onde est égale à 103° , elle est définie de sorte à avoir la même valeur du fondamental de tension que celle obtenue par MLI [Golovanov].

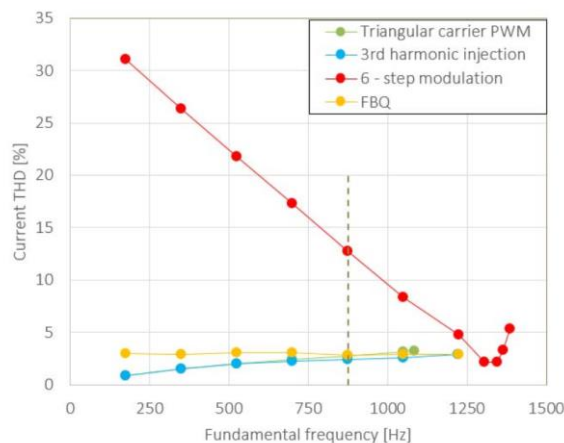


Figure 1-33 : Contenu harmonique pour différentes stratégies de modulation [Golovanov]

Avec les algorithmes de contrôle d'aujourd'hui, on peut basculer entre une commande MLI et une commande pleine onde, selon le type de fonctionnement, basse ou haute vitesse. De plus, le contrôle numérique nous permet de coder des stratégies MLI dites précalculées, qui consistent à faire varier le rapport cyclique de manière à annuler des harmoniques bien spécifiques, néanmoins le contrôle devient plus complexe et coûteux. De la même manière, il existe un autre type de MLI, la MLI vectorielle, qui, contrairement à la MLI à échantillonnage, nécessite une implémentation numérique bien plus sophistiquée. Le principe de cette commande se base sur la transformation vectorielle, dite de Clark ou de Concordia selon le cas, d'un espace de dimension 3 à un espace de dimension 2, exploitant les propriétés matricielles du système d'équations. Ceci permet d'augmenter la tension maximale d'alimentation entre phases par rapport à une MLI intersective et de ne pas travailler ainsi en surmodulation, pendant les phases de survitesse, qui dégraderait davantage le TDH. L'injection d'une harmonique de courant homopolaire

permettra soit d'augmenter la tension maximale en sortie de l'onduleur, à défaut d'augmenter le TDH, soit de réduire le TDH à défaut d'augmenter l'amplitude de la tension. Un DSP (*Digital Signal Processor*), ou une carte FPGA (*Field-Programmable Gate Array*) sera programmé afin de calculer la commutation optimale de chaque cellule, avec pour objectif d'éliminer des harmoniques bien spécifiques (filtrage actif), de maximiser la tension de sortie et de rendre la température de chaque cellule la plus homogène possible. Un filtrage actif peut être direct ou indirect, le filtrage direct est ce qui se fait habituellement, en mesurant le contenu spectral du courant en sortie de chaque bras. Un exemple est donné par une stratégie de modulation de type « *Feedback Quantizer PWM technique* » FBQ [Golovanov] Figure 1-33.

Pour ce qui concerne le contrôle commande, au niveau du DSP, ou d'une carte FPGA, où est implanté l'algorithme de mise en œuvre de la stratégie de commande, la limite en fréquence de fonctionnement atteignable n'est pas véritablement contraignante. Le choix entre DSP et FPGA est strictement lié aux capacités de programmation du concepteur. Toutefois, en termes de performances, un FPGA actuel permet un gain en temps de calcul intéressant qui réduirait les retards et donc augmenterait la bande passante des boucles de contrôle. En fait la structure spécifique des FPGA permet d'exécuter en parallèle plusieurs procédures de calcul.

Une fois choisie la stratégie de modulation deux caractéristiques principales limitent la fréquence de découpage d'un composant à semi-conducteurs de puissance CSCP :

- ✚ Temps de commutation ;
- ✚ Température max admissible à la jonction du composant de puissance.

Dans le cas idéal, on modélise un CSCP comme étant un interrupteur capable de s'ouvrir et se fermer instantanément. En réalité, ces commutations nécessitent un certain temps. La Figure 1-34 trace le domaine d'utilisation des CSCP plus communs comme les Thyristors, les Mosfet, les GTO et les IGBT.

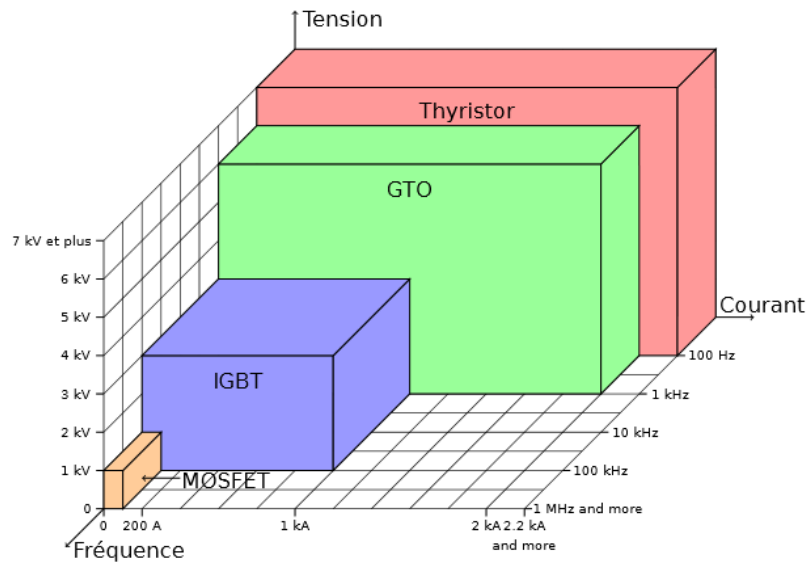


Figure 1-34 : Domaines d'utilisation en tension, fréquence et courant pour les transistors les plus répandus dans des applications industrielles (non exhaustif⁸).

L'augmentation en fréquence est directement liée au fait que la diode (propre au Mosfet) dans le cas des Mosfet-SiC commute proprement avec des courant de recouvrement réduits. La réduction de ces inductances permet en premier lieu la réduction de la surtension au niveau de la diode, augmentant la fréquence de découpage admissible pour le même niveau de pertes, et en deuxième temps la réduction du volume des composants passifs, comme la capacité de découplage, utile pour filtrer proprement la tension d'alimentation de notre machine. L'utilisation de Mosfet-SiC permettrait d'atteindre en principe une fréquence électrique de vitesse synchrone de 2 kHz ($f_d/f_m = 15$) tout en gardant une bonne qualité des courants/tensions d'alimentation. En effet, l'ondulation du plateau de courant est d'autant plus faible que la fréquence de découpage est plus élevée [Espanet-99]. Il faut donc choisir une fréquence de découpage satisfaisant au compromis suivant : obtenir des ondulations de courant faibles sans créer de pertes par commutation trop importantes.

Pour conclure, étant l'objectif de ces travaux d'accroître les performances en termes de puissance spécifique aussi bien qu'en termes de rendement de l'ensemble convertisseur-machine, des solutions, permettant de générer une rupture technologique, doivent être introduites afin d'atteindre ces résultats. L'identification de ces solutions passe, nécessairement, par l'analyse des technologies existantes à ce jour ou en cour d'étude.

⁸ Dans [Sarriegui] on indique que la troisième génération de Mosfets SiC, produite par CREE, est caractérisée par une RDS_{on} laquelle valeur est presque divisée par deux par rapport à la précédente génération. Tels caractéristiques permettent d'augmenter le courant de collecteur à 400A et de placer ces composants actuellement entre une tension max de 1kV et une fréquence de découpage maximale de 200kHz tout en gardant des pertes par commutation réduites.

2. Etat de l'art technologies et refroidissement

Ce chapitre a pour but de présenter différentes technologies de machines électriques, montrant des topologies très variées, différentes solutions de couplage entre rotor et stator, des variantes de bobinage, des modes de refroidissement distincts, etc., afin de pouvoir disposer d'éléments clés permettant la définition d'une solution de machine basse vitesse (quelques milliers de tours/min) à très forte compacité. Ces machines, comme déjà vu, fonctionnent nécessairement à haute fréquence électrique.

2.1. Technologie de machine

Afin d'identifier les structures susceptibles de répondre à une montée en fréquence substantielle, nous synthétisons dans ce paragraphe les principales topologies de machines électriques. Le tableau et les figures ci-après résument et illustrent les solutions les plus répandues et utilisées :

Abréviations	Description
MSAPs	Machine à aimants permanents surfaciques
MSAPe	Machine à aimants permanents enterrés
MSRB	Machine synchrone à rotor bobiné
MSR	Machine synchro-réductante
MRV	Machine à reluctance variable
MAS	Machine asynchrone
MCC	Machine courant continu

Tableau 2-1: Liste non exhaustive des machines à flux radial

Ci-après une représentation :

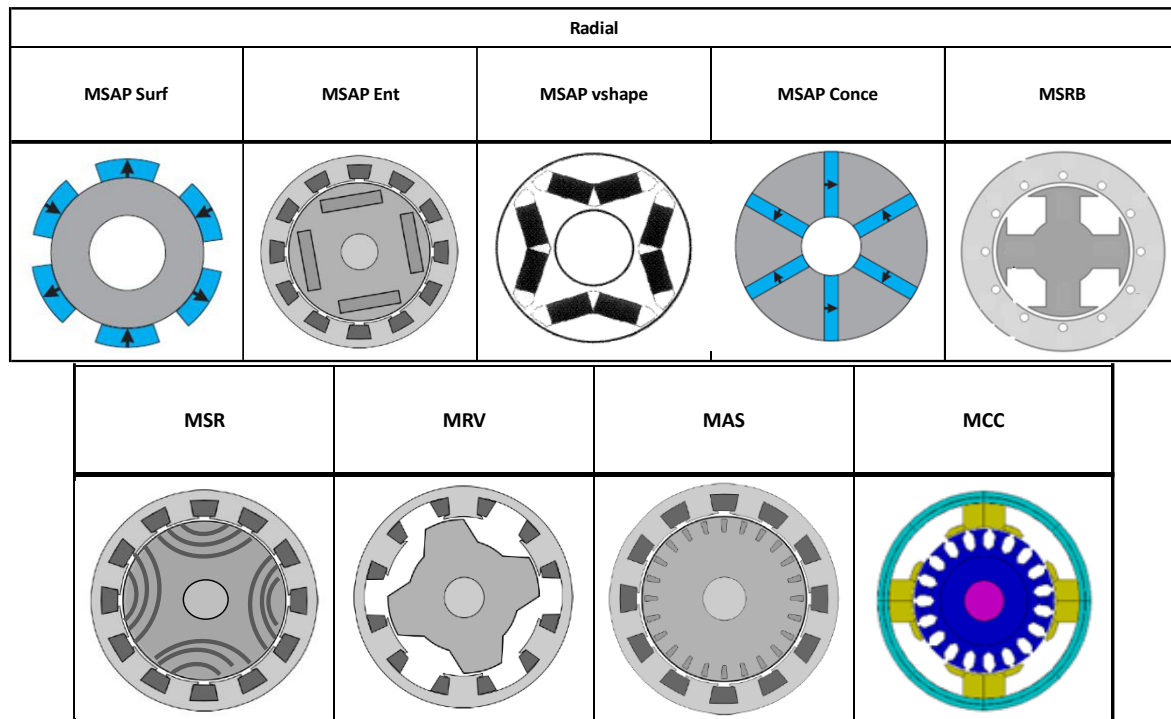


Figure 2-1 : Illustration des types de machines indiquées dans la Tableau 2-1.

Afin de résumer les avantages et les inconvénients de chacune des solutions, une comparaison entre les machines électriques les plus répandues dans le domaine de la motorisation des véhicules électriques est ci-dessous proposée sous forme de tableau selon différents critères :

Type	Couple massique	Défluxage	Rendement	Facteur de puissance	Compacité	Thermique	Robustesse
MSAPs	+++	-	+++	+++	+	+	+
MSAPe	++	+	+++	++	+	+	+
MSRB	++	+++	+	++	--	-	++
MAS	+	++	+	+	+	+	+++
MCC	+	+++	++	/	--	-	-
MSR	-	+	-	-	+	+	+++
MRV	-	+	-	+	+	+	+++

Tableau 2-2: Comparaison entre machines à flux radial

En principe, à chaque type de machine à flux radial correspond une version à flux axial (aussi dites machines discoïdes). Dans le but d'augmenter la puissance massique des actionneurs, d'autres architectures existent, on peut citer, à titre d'exemple : les machines poly-entrefers ou les machines à flux transverse.

La figure ci-après montre une topologie de machine à flux axial et transverse.

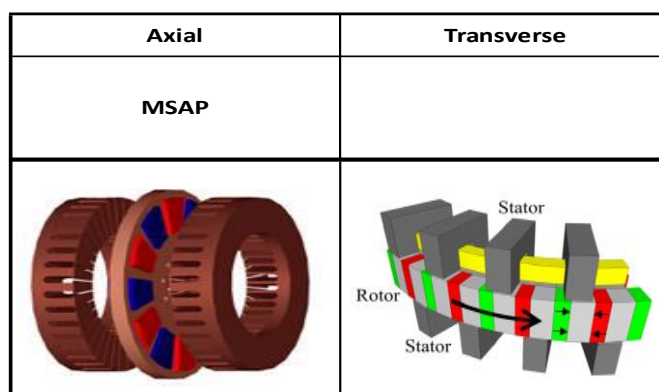


Figure 2-2 : Machine à flux axiale dans sa configuration à deux stators et une machine à flux transverse.

Les machines à flux transverse ont une structure plus complexe, avec un flux qui se propage radialement mais aussi axialement ce qui rend la minimisation des pertes fer difficile à maîtriser. Un exemple le plus connu de structure à flux transverse est la machine à griffes qui équipe la totalité du parc automobile à moteur thermique et qui génère le réseau dit 12V du véhicule. La figure ci-après illustre la propagation du flux dans la machine. Ce type de structure est facile à réaliser et présente un coût de fabrication très peu élevé. Un des inconvénients réside dans les dimensions géométriques limitées par la tenue mécanique du rotor à griffes [Gimeno-11].

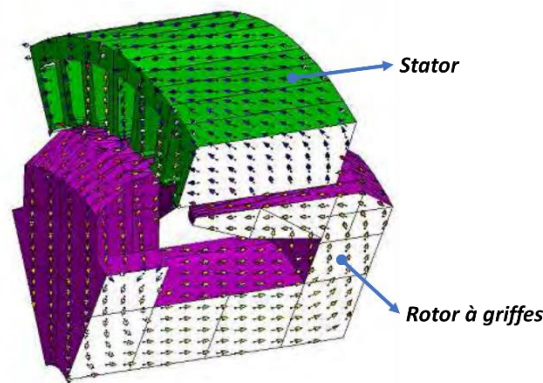


Figure 2-3 : Evolution des lignes de flux dans un alternateur à griffes [Bouarroudj-05]

Des configurations à rotor présentant des aimants intergriffes sont introduites afin d'accroître les performances en limitant les flux de fuites entre les pôles. Néanmoins, même dans ces cas, les pertes fer restent considérable. La machine à flux transverse à griffes s'avère, donc, être une topologie très robuste et peu couteuse mais caractérisée par un faible rendement et ayant atteint ses limites en termes de puissance sous 12V.

La figure ci-après illustre le principe de fonctionnement d'une structure à flux transverse

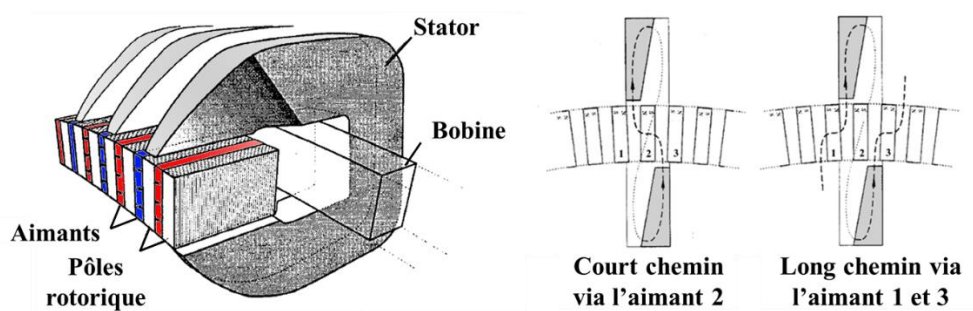


Figure 2-4 : Principe de fonctionnement de la machine à flux transverse [Mitcham-97].

Les machines axiales (discoïdes) de leur côté ont, parfois, été préférées aux radiales dans la génération électrique de type éolienne où des configurations à entraînement direct permettent de réduire fortement les couts de maintenance. Cette solution est aussi très répandue dans le secteur civil, où les machines axiales à entrainement direct, malgré leur coût de fabrication élevé, permettent de supprimer le local de machinerie pour l'asservissement d'ascenseurs/élévateurs. Dans ces cas énoncés (éoliennes ou ascenseurs), la vitesse nominale est relativement basse 50-100rpm, avec de faibles sollicitations mécaniques et une faible gamme de fréquences électriques, généralement variable de 10 Hz à 60 Hz. Nous illustrons Figure 2-5 différentes configurations de machines à flux axial.

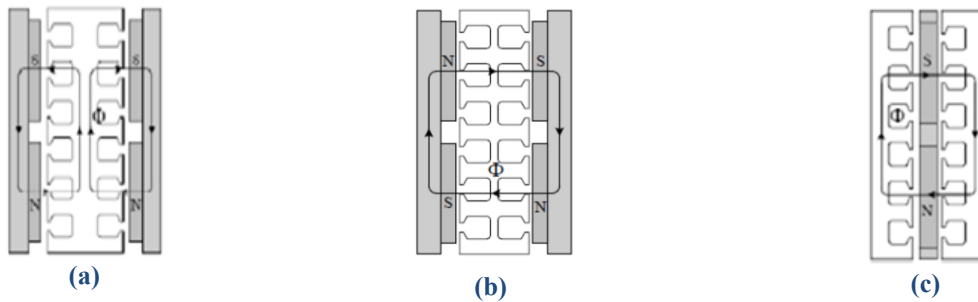


Figure 2-5 : Principales configurations de machine à flux axial à un seul étage (a) Double rotor NN, (b) Double rotor NS (sans culasse statorique) et (c) Double stator NS [Aydin]-[Piscini-16].

Ces machines à flux axial sont un sujet d'intérêt industriel, cela dit, les difficultés à pouvoir obtenir de petits entrefers pour des raisons de tenue mécanique et de minimisation des pertes (plus difficiles à dissiper) dans les parties ferromagnétiques (empilement des toles compliqué et coûteux) ont ralenti leur développement. Néanmoins, à partir des données extraites de la littérature [Piscini-16] il est possible d'observer que les machines axiales sont utilisées dans des secteurs variés allant de l'automobile [Rahman]-[Lola] au naval [Patterson]. D'ailleurs, grâce à leur compacité axiale ces machines ont l'avantage d'être modulaires c.-à-d. que plusieurs machines discoides peuvent être assemblées sur le même axe de manière à multiplier la puissance totale. [Cavagnino-01] montre que cette topologie de machine représente une solution intéressante lorsque le nombre de pôles est élevé et la longueur axiale est limitée. La comparaison entre machines radiales et axiales était cependant limitée à de bas régime de rotation (applications à entraînement direct).

Dans le but de résumer et de comparer les performances en termes de puissance massique des machines axiales avec les machines radiales, une synthèse, à partir de machines commercialisées, est présentée ci-dessous :

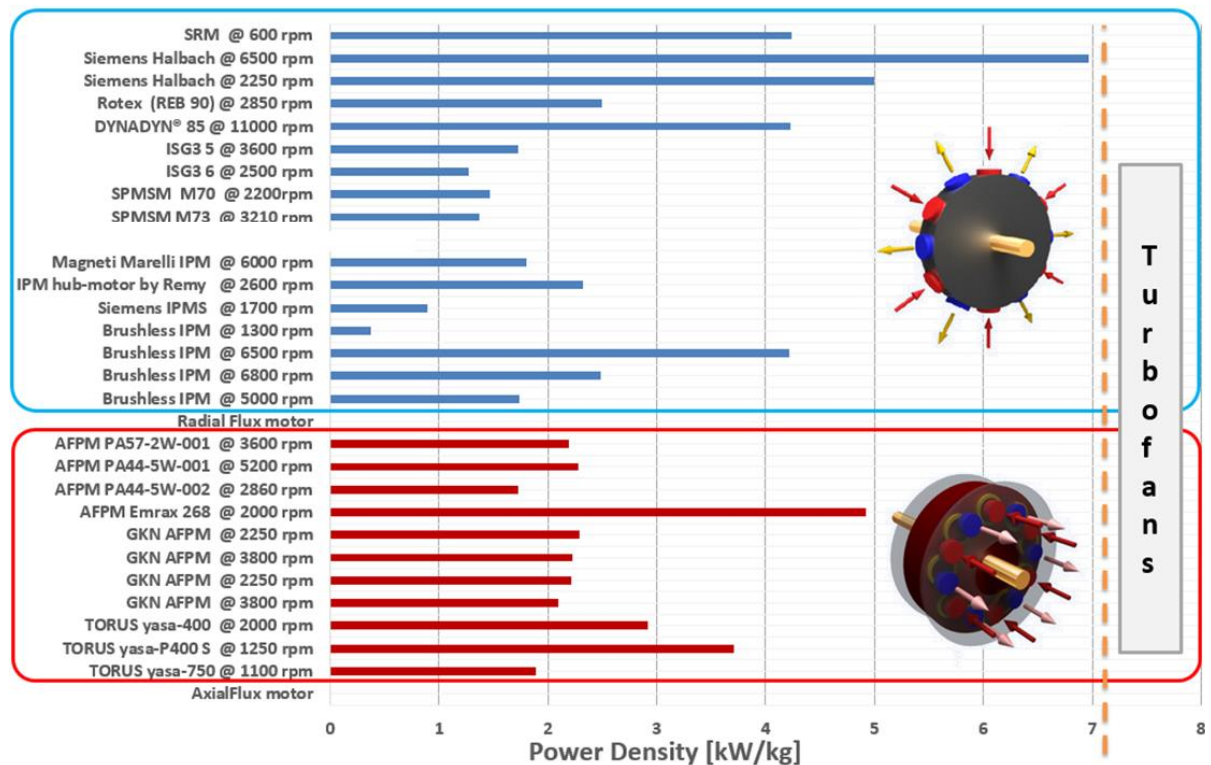


Figure 2-6 : Données constructeur en puissance massique (masse active) [Piscini-16].

Dans cette figure, à titre de comparaison, est positionné la densité de puissance d'un turbofan. Par turbofans on entend, dans littérature anglaise, tout moteur muni de soufflante et d'une turbine, exploitant deux flux d'air séparés, comme illustré sur la Figure 1-8. Sur le graphique ci-dessus, on indique le niveau de puissance massique qu'un moteur électrique devrait atteindre en incluant aussi les parties composées par le système de refroidissement et par la soufflante. Il est important de préciser que toutes données (en fonctionnement continu S1) présentées en Figure 2-6 sont extraites à partir de catalogues et de la littérature se référant à des machines à aimants permanents refroidies de manière indirecte avec un liquide (huile de silicone, eau etc.) et pour une gamme de puissance comprise entre 50 et 500 kW [Piscini-16]. La machine Siemens à motif Halbach de plus haute densité de puissance semblerait être une machine haute fréquence triphasée à rotor interne alimentée par deux onduleurs ($U_{dc} = 580 \text{ V}$, $I_{ph} = 131 \text{ A}$). Selon les concepteurs, le refroidissement direct du bobinage méplat lui permettrait de rejoindre des valeurs de densité de courant et une puissance massique atypiques et un couple massique d'environ 11 Nm/kg [Siemens].

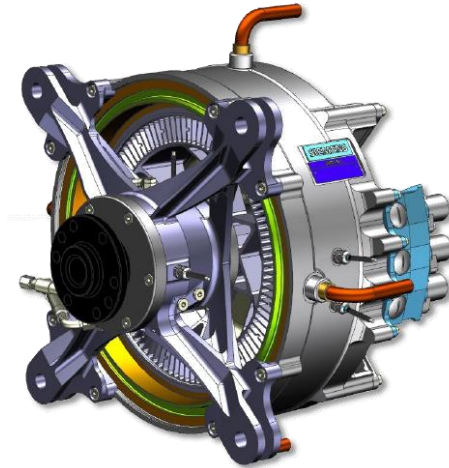
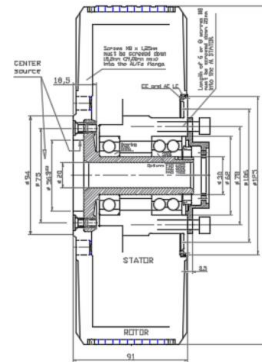


Figure 2-7 : Machine Siemens à motif Halbach 170 kW @ 6250 rpm (vitesse max 6500 rpm), atteignant une puissance massique à régime de 7kW/kg (masse active) et un couple massique de 11 Nm/kg [Siemens].



(a)



(b)

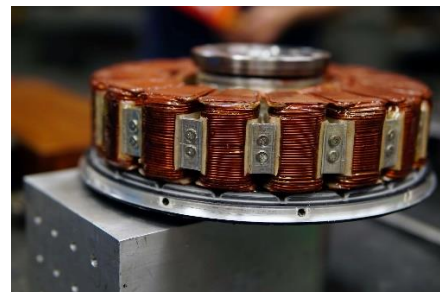


Figure 2-8 : Machine axiale EMRAX 268, 100kW @ 2000 tr/mn (vitesse max 5000 tr/mn), atteignant une puissance massique à régime d'environ 5 kW/kg (masse active) et un couple massique de 12 Nm/kg (a) [Emrax] (b) EMRAX 228 LV, 28kW @ 3000 tr/mn (basse tension) vue en détail.

Emrax de la même manière offre un moteur de topologie axiale à stator interne, reporté ci-dessus, et déclare des performances tout à fait comparables à celles offertes par les machines radiales. Le moteur développé et produit par Magnax est aussi un moteur électrique à flux magnétique axial pouvant fournir une densité de puissance crête maximale considérable de l'ordre de 15 kW/Kg [Magnax].

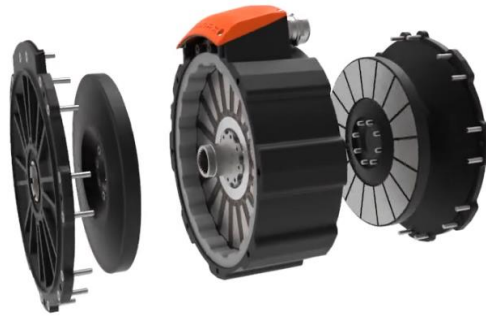


Figure 2-9 : Machine Magnax (AXF225) sans culasse statorique de 200 kW @ 7650 rpm (puissance max transitoire), atteignant une puissance massique pique de 12.5kW/kg (masse active) [Magnax].

Il est constitué de deux rotors à aimants permanents et d'un stator sans culasse (configuration N-S [Piscini-16] de même que la machine Emrax en Figure 2-9), permettant un meilleur rapport couple/poids du moteur. La densité de puissance très élevée est générée par un stator extrêmement compact (avec des tôles en grain orientés ThyssenKrupp GOES), le moteur pèse seulement 16 kg et développe une puissance transitoire de 200 kW. Ce type de configuration à dents décomposables Figure 2-10, permet de maximiser le facteur de remplissage ce qui minimise les pertes Joule.



Figure 2-10 : Détail d'une bobine d'une machine axiale Magnax [Magnax].

Il dispose d'un système de refroidissement breveté qui extrait la chaleur de la bobine de manière optimale. L'extraction de la chaleur se fait via une chemise à eau ou des ailettes, dans le cas d'un refroidissement à air, directement connectées aux bobines [Magnax].

Une fois les principales topologies de machines présentées, nous pouvons nous intéresser maintenant aux différentes possibilités de bobinage.

2.2. Technologie de bobinage

Le type de bobinage est défini par des paramètres de nature physique comme le matériau utilisé, sa résistivité électrique, sa masse spécifique, etc... ainsi que par des paramètres électromagnétiques déterminés par le nombre de spires, le nombre de paires de pôles (p), le nombre de phases (m) et le nombre d'encoches (Q) et donc le nombre d'encoche par pôles et par phases N_{ep} (q dans la littérature anglo-saxonne, cette notation est utilisée ici) :

$$q = \frac{Q}{2pm} \quad (45)$$

Quand il n'y a pas de raccourcissement de pas $q \geq 1$, l'enroulement est dit monocouche. Tous les conducteurs de l'encoche appartiennent au même faisceau de la même bobine suivant le mode de bobinage. Par contre, dès qu'un raccourcissement de pas est réalisé ($\tau_c < \tau_p$: le pas d'ouverture angulaire entre le faisceau aller et retour d'une bobine τ_c , définissant le pas d'enroulement, est inférieur au pas polaire τ_p rotorique), et il s'agit d'une condition suffisante, l'enroulement est dit à pas raccourci (Figure 2-11). Dans ce cas, il peut être composé de n -couches (où n est un nombre entier) décalée par rapport à la précédente de manière à minimiser un élevé contenu harmonique caractérisant les bobinages à pas raccourcis. La figure ci-après illustre un bobinage concentré sur dent :

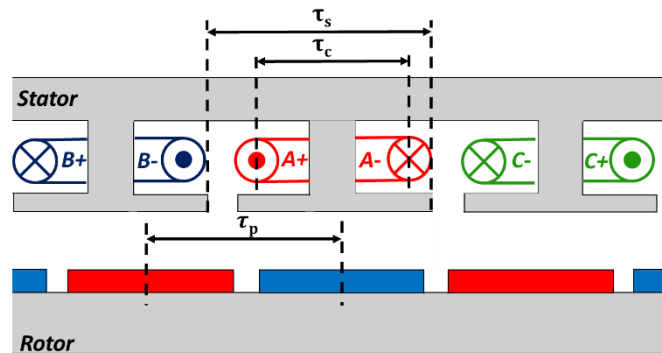


Figure 2-11 : Bobinage concentré sur dent (autour de chaque dent) avec $Q = 12$, $p = 8$ et $q = \frac{1}{2}$.

Habituellement, on distingue les bobinages en fonction de la valeur de q , en particulier si q est entier ou fractionnaire on dit que le bobinage est :

- ✚ Distribué ou à pas entier (q est un nombre entier) : Chaque phase est distribuée par rapport au rotor de manière à ce que la *f.e.m.* soit le plus sinusoïdale possible. Plus la valeur de q est élevée plus le contenu harmonique (TDH) de la *f.e.m.* (force électromotrice) s'affaiblit, en affectant néanmoins le coefficient de distribution et donc l'amplitude de la *f.e.m.*. En effet, le coefficient de distribution $k_{d,1}$ atteint sa valeur max (soit égal à 1) lorsque $q = 1$;
- ✚ A pas raccourci (q est un nombre fractionnaire) : comme dans la plupart de bobinages concentrés où chaque bobine est enroulée directement sur la dent. Ces bobines peuvent être monocouche Figure 2-12-b ou double couche, non croisées Figure 2-12-c, ou croisées Figure 2-12-d si les couches ne gardent pas la même position dans l'encoche qui suit.

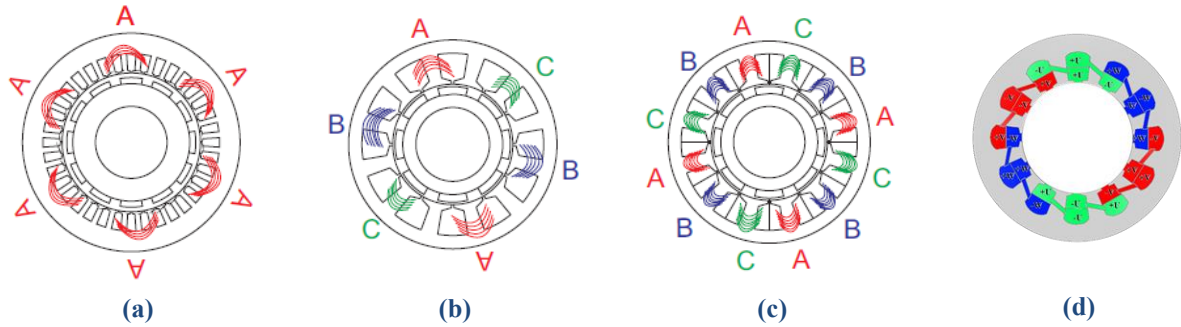


Figure 2-12 : Configuration de bobinage [Martinez-12].

a) Bobinage distribué avec $Q = 36$, $p = 6$ et $q = 1$ (d'un motif élémentaire⁹ 6-3-2); b) Bobinage concentré sur dent monocouche avec $Q = 12$, $p = 4$ et $q = 1/2$ (d'un motif élémentaire 6-3-2); c) Bobinage concentré sur dent (autour de chaque dent) avec $Q = 12$, $p = 4$ et $q = 1/2$ (d'un motif élémentaire 3-3-1) mais double couche non croisé ; d) Bobinage concentré autour de chaque dent double couche croisé avec $Q = 12$, $p = 5$ et $q = 2/5$ (à noter qu'il est possible obtenir la même configuration sans croiser les bobines).

Dans un premier temps, dans le but d'augmenter la puissance massique des actionneurs on ira plutôt vers des configurations de bobinages fractionnaires. En effet, pour un bobinage dit classique ($q \geq 1$), à pas diamétral (distribué), lorsque le nombre de pôles augmente, les encoches deviennent rapidement très étroites, ce qui rend compliqué le remplissage et augmente les inductances de fuite. De plus, les têtes de bobines sont très encombrantes et siège de pertes considérables. Un exemple typique de moteur synchrone à aimants permanents, à refroidissement liquide, pour une application d'hybridation automobile, est ci-après présenté Figure 2-13. Le diamètre extérieur de la machine est de 264 mm, la longueur active est d'environ 50 mm et la longueur totale de 160 mm [Burress-11].

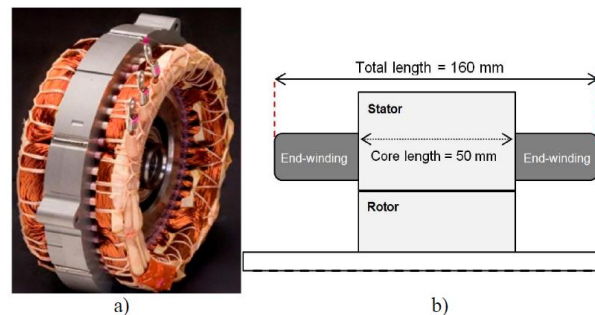


Figure 2-13 : a) Machine à aimants permanent, b) Section axiale [Burress-11] d'une Toyota Prius 2010.

La Figure 2-13-b illustre la vue en coupe axiale de la machine. On peut voir ici que la longueur axiale du noyau représente environ 1/3 de la longueur totale de la machine, alors que, le bobinage nécessite d'environ 2/3 de la longueur totale de la machine et pèse environ 4.93 kg dont 2.2 kg sont attribués aux têtes de bobine ce qui correspond à plus de 40% de la masse totale du bobinage. Ces éléments ne participent pas à la génération du couple, sont siège de pertes considérables et constitue généralement un point chaud de la

⁹ Motif élémentaire $Q/t-N_{bob,t}-p/t$ ($N_{bob,t}$ nombre de bobines par périodicités) : Motif de machine qui se répète avec une périodicité t avec t égal au plus grand commun diviseur entre Q et p pour une machine conventionnelle.

machine. Il est donc dans l'intérêt du concepteur de minimiser leur volume, surtout lorsque les contraintes en compacité sont importantes.

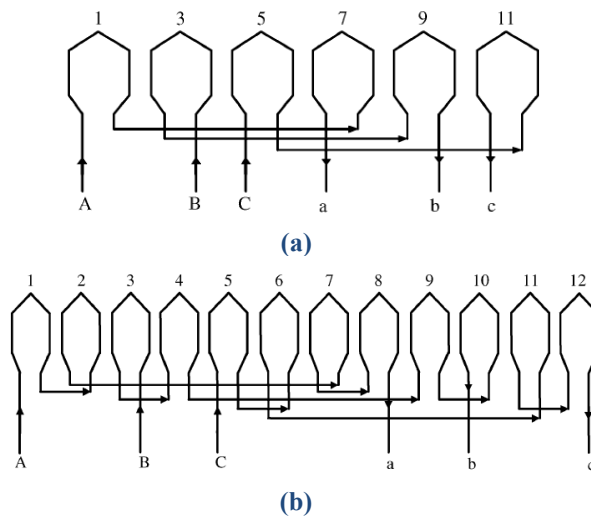


Figure 2-14 : Configuration de bobinage : a) Diagramme d'un bobinage concentré sur dent monocouche avec $Q = 12$, $p = 4$ et $q = 1/2$; b) Bobinage concentré sur dent (autour de chaque dent) avec $Q = 12$, $p = 4$ et $q = 1/2$ [Ishak].

Dans la machine de la Figure 2-14 (b) à 12 encoches/10 pôles, chaque encoche statorique contient deux bobines adjacentes appartenant à deux phases différentes. Ces quatre bobines sont connectées en série pour former un enroulement de phase. En revanche, dans la machine Figure 2-14 (a) chaque phase de l'enroulement ne comporte que la moitié du nombre de bobines de la configuration (b), dans ce cas le nombre de tours par bobine devra être doublé pour atteindre la même FEM. Cependant, chaque côté de la bobine est isolé des autres, ce qui constitue un avantage important pour des applications à haute tolérance aux pannes.

Ces machines produisent un couple à partir de l'interaction d'un harmonique du champ statorique avec le fondamental du champ produit par les aimants permanents au rotor, tandis que dans le cas d'une machine à pas diamétral ce sont les fondamentaux des champs statorique et rotorique qui se couplent. Il en résulte qu'une machine à pas fractionné est caractérisée par un contenu d'harmoniques et de sous-harmoniques, générant des pertes fer, ainsi que des pertes dans les aimants par effet de Foucault, élevées.

En résumé, les avantages d'un bobinage concentré sur dent dit aussi « bobinage dentaire » sont les suivants :

- ✚ Réduction des dimensions des têtes des bobines ;
- ✚ Augmentation du coefficient de remplissage ;
- ✚ Meilleure « tolérance » aux défaillances (les têtes de bobine ne se superposent pas).



(a)



(b)

Figure 2-15 : (a) Bobinage à pas diamétrale [Albert-04], (b) Bobinage concentré à double couche avec 12 encoches / 10 pôles [El-Refaie].

Néanmoins, le bobinage concentré monocouche a tendance à être moins efficace pour la production de couple que le bobinage à pas diamétral, car l'harmonique de travail¹⁰ est affaiblie et donc un nombre supérieur de conducteurs en série, comme déjà mentionné, sera nécessaire pour générer le même couple pour un courant donné, cela augmente les pertes Joule.

Cette augmentation peut être, toutefois, compensée par une réduction du volume des têtes de bobine. Néanmoins, le champ magnétique ainsi généré est plus riche en harmoniques d'espace qui peuvent générer des pertes supplémentaires (par courants de Foucault) élevées dans la machine. Pour surmonter ce dernier problème un bobinage concentré multicouche Figure 2-14 (b) permettant la réduction des sous-harmoniques [El-Refaie] - [Bekka-15] est souvent utilisé. Cela augmente toutefois le degré de complexité, les pertes Joule et enfin les risques d'un court-circuit entre phase. Une des solutions analysées dans [Dajaku-12], pour contrer les pertes occasionnées par les sous-harmoniques, consiste à augmenter le parcours magnétique de ces composantes. Effectivement, les sous-harmoniques parcourent un chemin beaucoup plus long que les harmoniques de travail [Bekka-15]. Des barrières de flux sont alors obtenues par découpage de la culasse statorique via la création de zones amagnétiques constituées par des trous ou des segments non magnétiques, dans le cas d'un stator segmenté. Cette solution s'avère être très efficace, néanmoins elle ne s'adapte pas à l'esprit de minimisation des culasses magnétiques, ces dernières étant trop peu épaisses pour une telle solution.

Une autre solution consiste à utiliser un bobinage de compensation mais celui-ci réduit le facteur de remplissage, et complexifie la structure sans par ailleurs diminuer de manière substantielle les pertes fer. De même dans [Aslan-13]-[Bekka-15] et [El-Refaie] on montre qu'en choisissant de manière adéquate le nombre de phases, il est possible de minimiser ces pertes, néanmoins une augmentation du nombre de

¹⁰ Dans la littérature, on désigne par *harmonique de travail* ou *harmonique principal* l'harmonique de la pression tangentielle statorique qui présente une fréquence spatiale identique à celle du fondamental des aimants permanents (dans le cas d'une machine synchrone à aimants permanents).

phases impacte fortement la stratégie d'alimentation et le volume du convertisseur DC/AC en amont de la machine. Un compromis en termes de compacité devra être déterminé.

2.3.Axes d'amélioration de la compacité de la machine

Dans un premier temps, nous nous sommes intéressés plus spécifiquement aux machines radiales classiques à bobinage fractionnaire dentaire, permettant de positionner un plus grand nombre de pôles réduisant ainsi le volume des circuits magnétiques. Contrairement aux machines à pas diamétral, caractérisées par un coefficient de bobinage k_w très élevé proche de l'unité, les machines à bobinage raccourci sont typiquement caractérisées par des valeurs nettement plus faibles, de l'ordre de 0.60-0.9 [Bekka-15]. Le facteur de bobinage k_{wh} de l'harmonique h (rang impair) est composé du facteur de distribution k_{dh} , du facteur de raccourcissement k_{ph} , du facteur d'ouverture d'encoche k_{oh} et du facteur d'inclinaison k_{sh} (ici considéré unitaire) [Despret-18] :

$$k_{wh} = k_{ph}k_{dh}k_{sh}k_{oh} \quad (46)$$

Cela représente un facteur fondamental dans le dimensionnement d'une machine électrique et indique, en quelque sorte, la capacité du bobinage à exploiter le flux rotorique afin de générer une force magnétomotrice (*f.m.m.*) élevée. Un enroulement avec un coefficient de bobinage plus élevé implique un couple plus élevé pour le même diamètre et longueur active, donc une compacité accrue. On se propose donc d'introduire ces coefficients de manière à identifier les paramètres clés permettant leurs accroissements et de souligner les principales limitations d'un bobinage fractionnaire.

- Facteur de distribution, k_d

C'est le rapport entre la *f.e.m.* du bobinage étudié et la *f.e.m.* que l'on obtiendrait si tous les conducteurs d'une paire de pôles étaient regroupés dans deux encoches (pas diamétrale). L'accroissement de la valeur de q permet d'approcher la *f.e.m.* à une sinusoïde, quel que soit la forme de la densité de flux à l'entrefer, affaiblissant néanmoins l'amplitude du fondamental de la *f.e.m.* générée. Calculé à partir du diagramme des tensions¹¹ :

$$k_d = \frac{\text{Résultante vectorielle des phaseurs induits}}{\text{Somme arithmétique des phaseurs induits}} = \frac{|\vec{E}_{ph_A}|}{\sum |\vec{e}_{ph_{A_k}}|} \quad (47)$$

Il atteint sa valeur maximale pour $q = 1$ c.à.d. dans le cas d'un bobinage à pas entier diamétral ($\tau_c = \tau_p$). Pour un bobinage classique à pas rallongé ($\tau_c > \tau_p$) ce facteur est fondamental étant k_p unitaire.

¹¹ Le diagramme vectoriel des tensions (ou phaseurs) est un outil graphique utile à la représentation des paramètres structurels du bobinage.

- Facteur de raccourcissement, k_p :

Un raccourcissement du pas d'encoche (particulièrement pour un bobinage multicouche) permet un filtrage harmonique de l'induction à l'entrefer, améliorant le contenu harmonique de la f.e.m. tout en gardant des têtes de bobine compactes. Dans ce cas le coefficient de bobinage est réduit par un facteur k_p :

$$k_{p,h} = \frac{\text{harmonique } h \text{ de la f. e. m. induite par le bobinage étudié}}{\text{harmonique } h \text{ de la f. e. m. induite dans le cas d'un bobinage distribué}} \quad (48)$$

Par sa définition il n'est pas unitaire dans le cas d'un bobinage concentré classique où $\tau_c < \tau_p$. Cela entraîne, nécessairement, un affaiblissement du flux rotorique capté par le bobinage. Une solution à ce propos est fournie dans [Boubaker-16], elle sera introduite par la suite.

- Facteur de vrillage, k_s :

Il est défini par :

$$k_{s,h} = \frac{\text{harmonique } h \text{ de la f. e. m. induite dans le cas d'un vrillage}}{\text{harmonique } h \text{ de la f. e. m. induite sans vrillage}} \quad (49)$$

Le vrillage du rotor (ou du stator) modifie la répartition du champ magnétique affaiblissant la f.e.m. et le couple moyen, mais apporte des multiples avantages tels que la réduction du couple de détente et du bruit en générale.

- Facteur d'ouverture d'encoche, k_{oh} :

Dans une machine réelle, on ne peut pas considérer que les conducteurs sont localisés en un point [Despret-18]. Il faut donc prendre en compte la largeur d'encoche (θ_s [rad]) introduit par le facteur d'ouverture d'encoche. De même comme on le voit sur la Figure 2-16 une ouverture d'encoche (θ_{so} [rad]) plus importante fait chuter l'induction dans l'entrefer, entraînant une réduction de la f.e.m., cela est pris en compte par le facteur d'ouverture d'encoche k_{oh} .

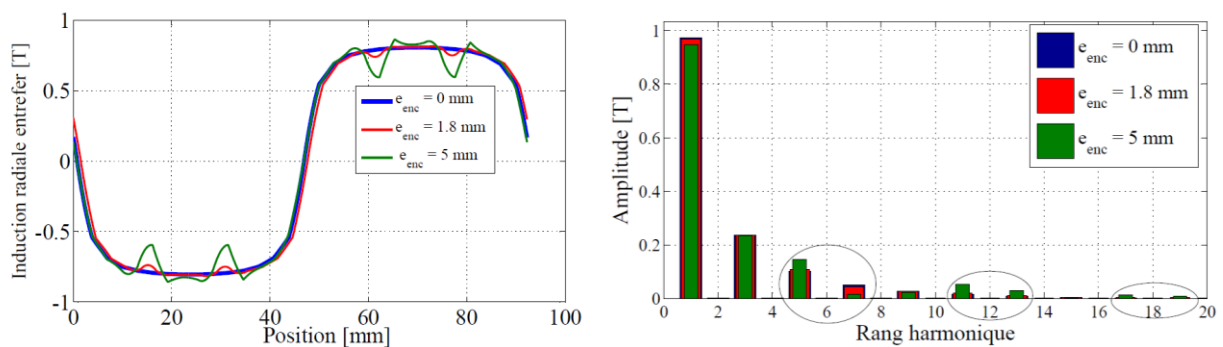


Figure 2-16 : Induction spatiale d'un motif à une paire de pôles et son spectre dans le domaine fréquentiel en fonction de l'ouverture d'encoche [Boubaker-16].

La réduction du fondamental de l'induction magnétique à l'entrefer provoque une réduction du couple généré pour le même courant d'alimentation.

Le bobinage dentaire doit donc être conçu de façon à coupler l'harmonique de plus grande amplitude du champ statorique, avec le fondamental du champ rotorique, afin de maximiser le couple généré. Dans

[Bekka-15], il est démontré qu'en modifiant les paramètres intrinsèques du bobinage et leur positionnement relatif, il est possible d'atteindre des valeurs de $k_{w,ht}$ plus élevées. Il est néanmoins démontré que les bobinages optimisés ne présentent pas à la fois un coefficient de bobinage élevé et un faible taux de distorsion [Bekka-15] ($k_{w,ht}$ de 0.58 et un TDH de 34 à environ 1 et 170 respectivement). La figure ci-après illustre ces propos :

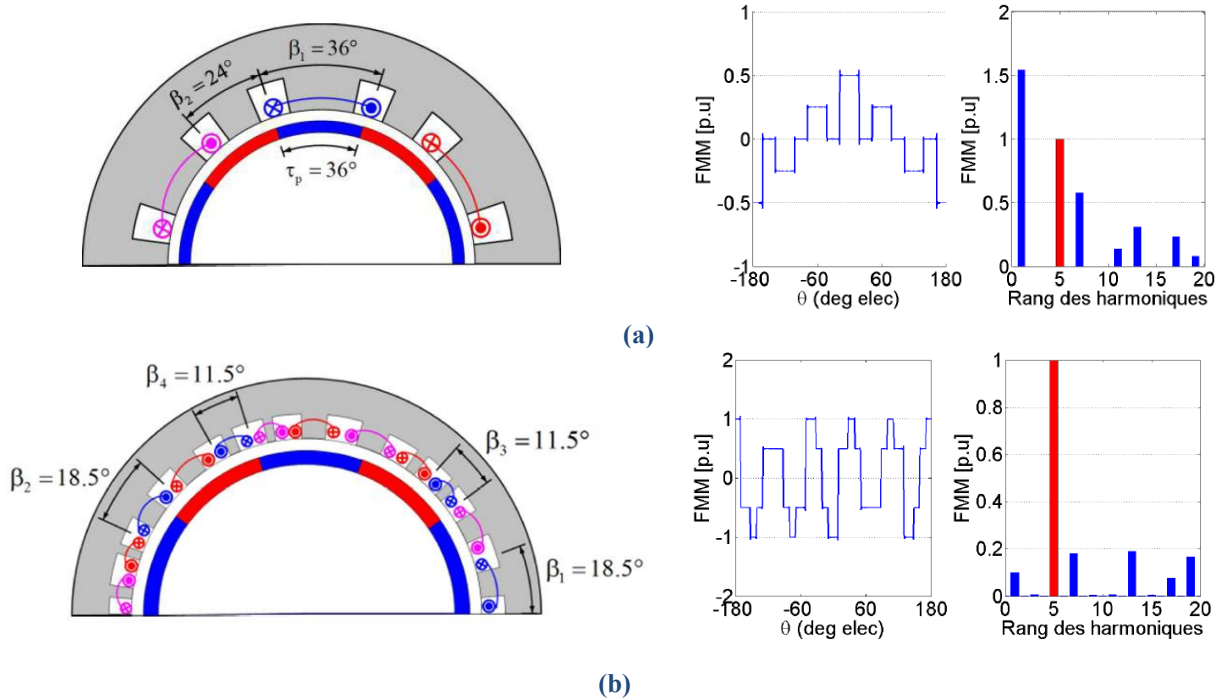


Figure 2-17 : Schéma du bobinage et MMF correspondantes aux extrêmes du domaine des solutions du front de Pareto obtenu par [Bekka-15] a) $k_{w,ht} = 1$, TDH = 170 et $q = 1/3$ et b) $k_{w,ht} = 0.58$, TDH = 34 et $q = 2/3$ (en rouge l'harmonique de travail).

S'agissant d'un problème multi objectif, un compromis doit être trouvé dans le but d'optimiser soit le contenu harmonique, soit le coefficient de bobinage et donc en quelque sorte la compacité de la machine.

2.3.1. Bobinage par quartiers

Afin de proposer une solution alternative aux bobinages conventionnels présentés précédemment, on propose d'étudier un type de bobinage innovant dans le monde de l'aéronautique, objet de différentes études au sein du laboratoire IES. Dans ce type de bobinage, chaque phase occupe, seule, un quartier (aussi appelé secteur), ces quartiers sont déphasés d'un angle mécanique équivalant au déphasage électrique souhaité (δ_{ph}) à l'aide de dents intermédiaires de décalage comme illustré en Figure 2-18. Chaque groupe est équivalent à une machine monophasée très largement découplée, sur le plan électrique, des autres groupes. Toutes les techniques de bobinage dentaire (toutes les dents bobinées, une dent sur deux ...) peuvent être utilisées comme illustré sur la Figure 2-19 b.

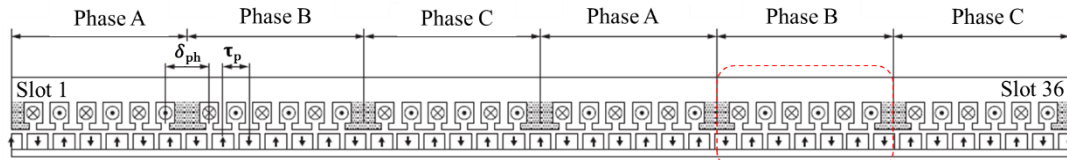


Figure 2-18 : Illustration d'un bobinage distribué massif disposé en quartiers (double triphasé) à un seul conducteur par encoche ($p = 20$, $Q = 36$, $m = 3$ et $n = 6$).

Ce type de bobinage, malgré sa simplicité évidente, est assez innovant (connu depuis longtemps mais peu utilisé), il s'agit d'une des solutions les plus efficaces pour adresser le domaine de la haute fréquence, ce qui permettra d'accroître la puissance massique de notre moteur en réduisant le volume de cuivre et de fer nécessaire. Très peu d'études scientifiques existent pour cette configuration, nous citons par exemple [Boubaker-16] – [ABB]. Dans la littérature on se réfère souvent à des configurations similaires avec le terme « phase-group concentrated-coil (PGCC) windings » [Zhao-Lipo-Kwon-1] - [Zhao-Lipo-Kwon-2], néanmoins dans ces cas, le bobinage est à double couche.



Figure 2-19 : (a) Bobinage par pôles où une bobine constitue un pôle, (b) bobinage à pôles consécutifs où l'association de deux bobines consécutives de la même phase génèrent deux pôles magnétiques.

En particulier les travaux de [Boubaker-16] ont permis d'apporter une vision nouvelle concernant cette topologie de bobinage en montrant son potentiel dans l'amélioration des performances des machines électriques.

a. Origine physique de l'effort électromécanique :

La machine telle que représentée en Figure 2-20, dotée d'un bobinage par quartiers peut être considérée comme un assemblage de machines monophasées distribuées sur la circonférence du stator selon les relations électriques déterminant le déphasage électrique d'un système à m phases. Chaque groupe génère un couple pulsant, la sommation des différents couples permettant, comme dans toute machine polyphasée, d'éliminer l'essentiel des harmoniques, ne subsistent que des ondulations liées aux ouvertures d'encoche ou aux formes d'onde d'alimentation. Un équilibrage radial des efforts de décentrage est possible dès lors que la machine est symétrique ($n = k \times m$ avec k nombre pair et $m \geq 3$).

Avantages et inconvénients d'une telle configuration :

L'association de ce bobinage avec la haute fréquence représente une réponse à un verrou technologique en permettant de repousser les limites en compacité des machines électriques à entraînement direct. Effectivement, cela permet de réduire le nombre d'encoche par pôle et par phase et de maximiser le coefficient de bobinage. Dans un bobinage par quartier, le pas polaire est égal au pas du bobinage ($\tau_p = \tau_c = \tau_s$). Dans ce cas, le facteur de raccourciment k_{p1} est unitaire de même pour le facteur de vrillage k_{s1} car il n'est pas nécessaire de vriller le stator (faible couple de détente). La figure ci-après illustre ce type de bobinage :

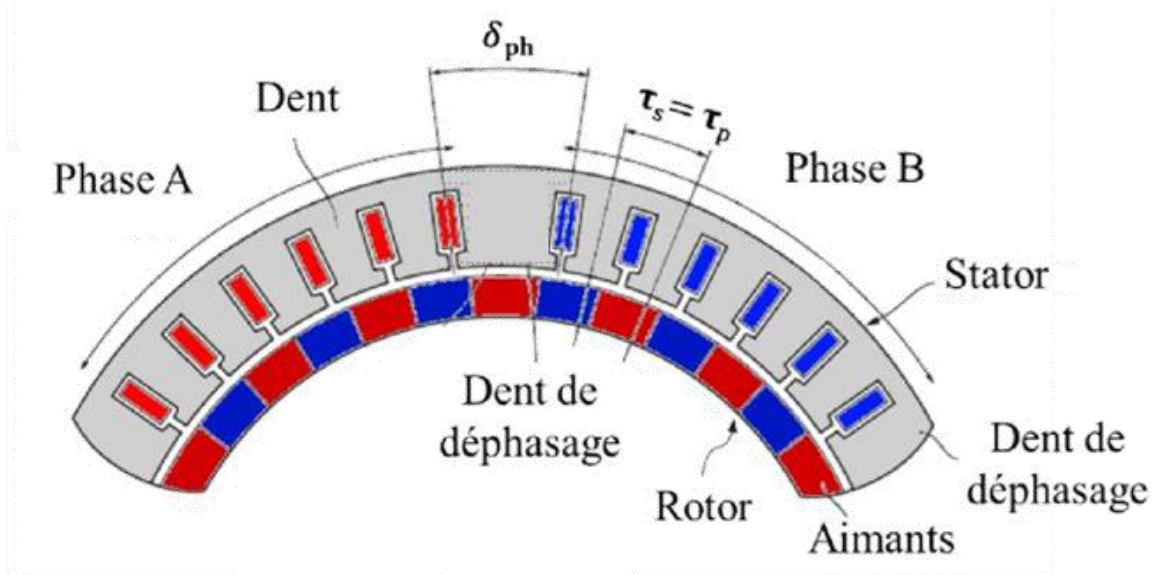


Figure 2-20 : Bobinage par quartiers.

Dans ce cas, la notion de nombre d'encoche par pôle et par phase q , perd son utilité. En effet, comme indiqué par l'auteur [Boubaker-16] le nombre d'encoches doit respecter un certain nombre de conditions à commencer par :

$$\left[\delta_{ph} - CInt\left(\frac{\delta_{ph}}{\theta_p}\right) \right] = \frac{\theta_p}{m} \text{ ou } \frac{2\theta_p}{m} \quad (50)$$

Avec $CInt$ une fonction qui arrondit la valeur à l'entier supérieur. Cette relation est valide pour un système triphasé où δ_{ph} est défini par le nombre d'encoche et le nombre de groupes (ou nombre de quartiers – n) :

$$\delta_{ph} = \frac{2\pi - \theta_p(Q - n)}{n} - \pi \quad (51)$$

Avec la suivante relation analytique à respecter

$$m \frac{\delta_{dec}}{\theta_p} \in N \text{ ou } m \frac{\delta_{dec}}{2\theta_p} \in N, \quad \delta_{dec} = \delta_{ph} - m\theta_p + \text{si}(\text{odd}(k_Q) = 1, \theta_p, 0) \quad (52)$$

Où odd est une fonction égale à 1 si $k_Q = Q/n$ est impair et 0 dans le cas contraire. Si l'on trace alors l'étoile des encoches, les tensions appartenant à la même phase se somment arithmétiquement, étant donné que chaque faisceau est décalé du même angle par rapport au pôle rotorique correspondant.

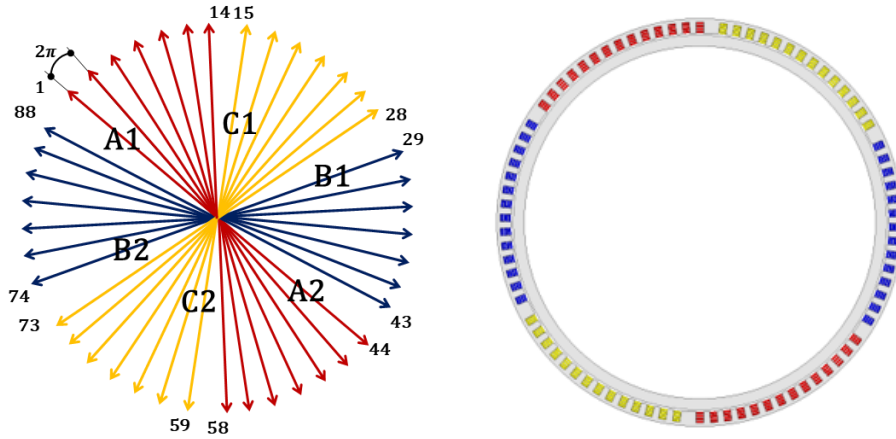


Figure 2-21 : Etoile des encoches pour une configuration triphasée avec $n = 6$ et $p = 44$ ($Q = 14 \times 6$).

Autrement dit, chacune des bobines dentaires appartenant à la même phase est traversée, à tout instant, par la même quantité de flux. Cela se traduit en un k_{dl} unitaire comme on peut le déduire de la Figure 2-21.

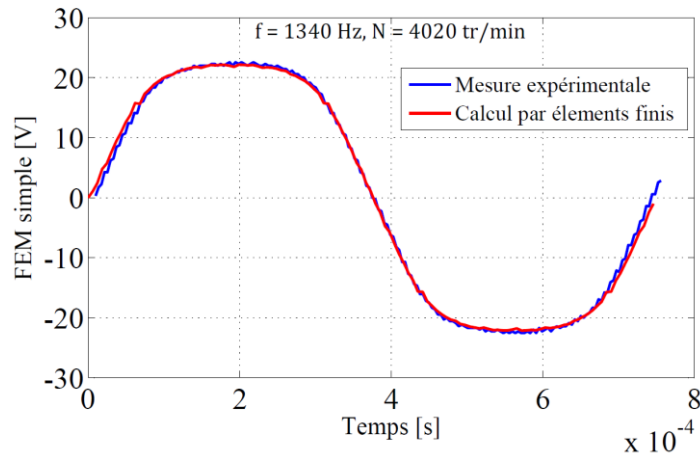


Figure 2-22 : Allure de la FEM à vide pour une configuration avec $p = 40$, $n = 6$ et $Q = 36$ [Boubaker-16].

Cela se fait toutefois au détriment du taux de distorsion harmonique TDH de la f.m.m. statorique (F_s). On se propose dans la suite d'étudier son contenu harmonique spatial. On peut effectivement tracer la F_s partant de la matrice de bobinage (Figure 2-23) suivant la procédure indiquée dans [Cassoret] - [Le Besnerais-08] et [Despret-18].

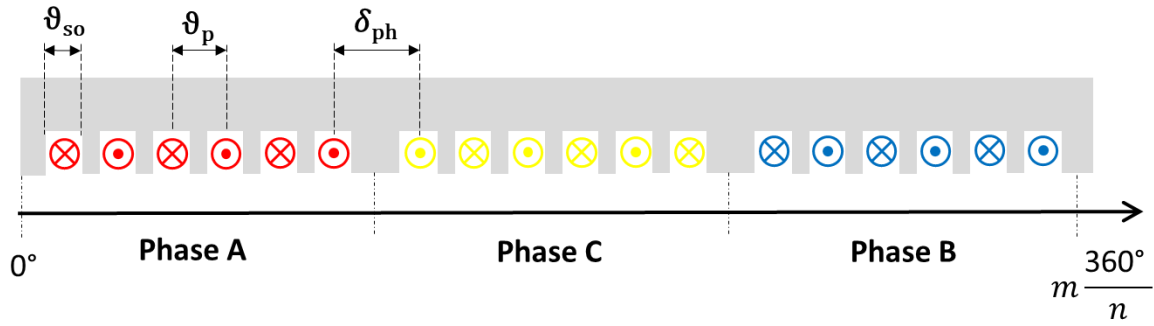


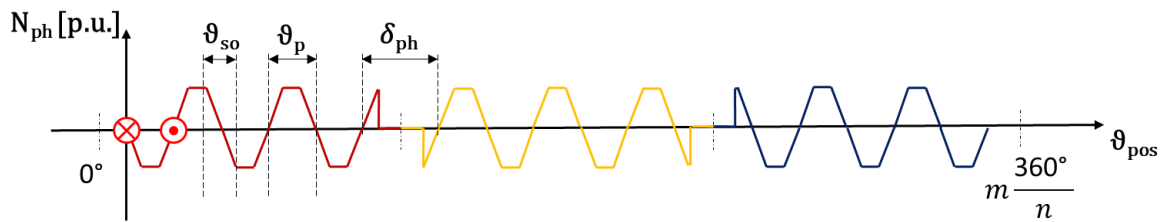
Schéma du bobinage

-1	1	-1	1	-1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	-1	1	-1	1	-1	1
0	0	0	0	0	0	1	-1	1	-1	1	-1	0	0	0	0	0	0

Matrice du bobinage

Figure 2-23 : Schéma et matrice de bobinage

La force magnétomotrice statorique (F_s) tenant compte des ouvertures d'encoches, pour un entrefer lisse et un circuit magnétique en matériau ferromagnétique idéal, est donc donnée par la méthode suivante :



Fonctions de distribution du bobinage

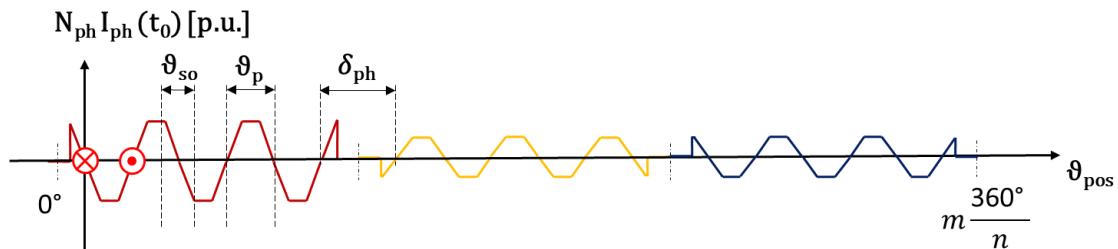
Allure de la force magnétomotrice statorique totale ($I_{ph,A} = -I_{ph}$, $I_{ph,B} = I_{ph}/2$, $I_{ph,C} = -I_{ph}/2$)

Figure 2-24 : Fonctions de bobinage et f.m.m. résultante.

On voit donc que cette configuration nous permet de maximiser le coefficient de bobinage mais avec un riche contenu harmonique spatial de la F_s qui se traduit, entre autres, par un bruit conséquent. En effet, si on trace la FFT dans le cas d'un stator avec des encoches complètement ouvertes, un entrefer lisse et un circuit magnétique en matériau ferromagnétique idéal, on obtient les résultats suivants :

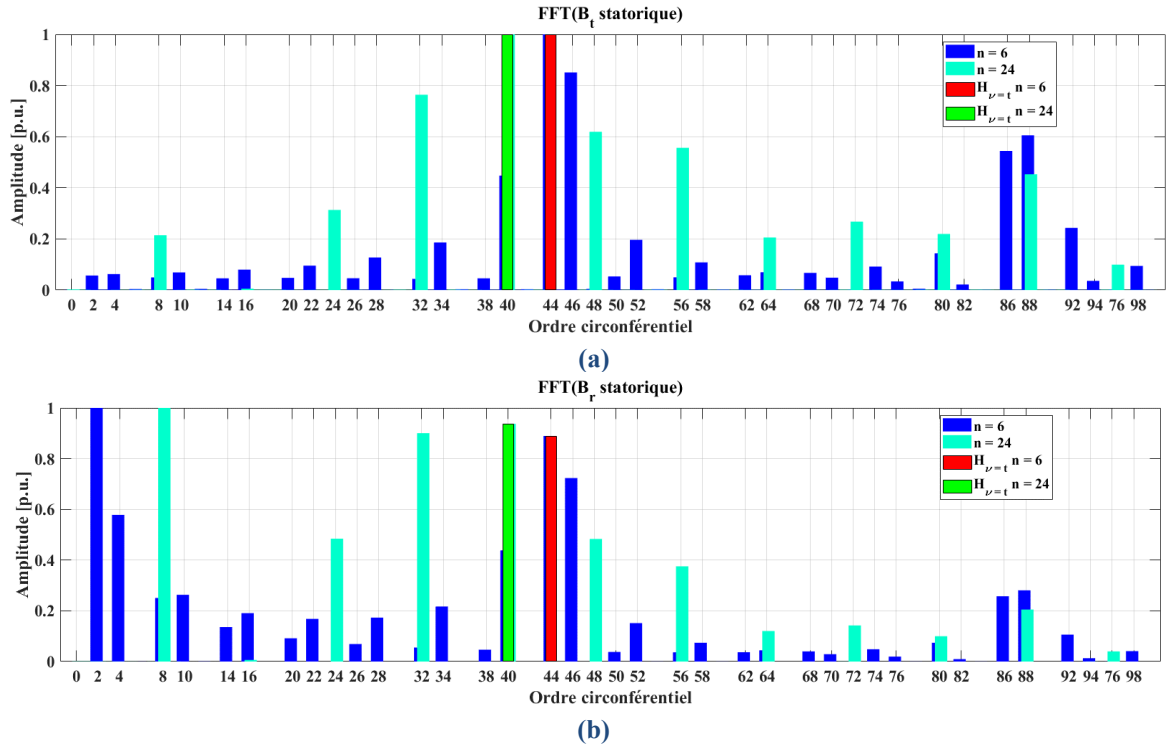


Figure 2-25 : FFT de l'induction magnétique (a) tangentielle et (b) radiale normalisées générées à l'entrefer pour une configuration triphasée avec $n = 6$ et $p = 44$ ($Q = 14 \times 6$, PGCD = 2) ou $n = 24$, $p = 40$ ($Q = 3 \times 24$, PGCD = 8) lorsque $I_{ph,A} = -I_{ph}$, $I_{ph,B} = I_{ph}/2$, $I_{ph,C} = -I_{ph}/2$ (en rouge et en vert l'harmonique de travail).

Ainsi, on constate à partir de ces résultats, Figure 2-25, que les sous harmoniques radiales néfastes, car produisant du bruit conséquent, sont réduites à l'augmenter du nombre de groupes. On se propose donc ici d'évaluer la distribution de la pression magnétique radiale.

La pression magnétique agissant à l'entrefer en direction radiale, ne considérant que l'action statorique, est donnée par [Fakam] - [Despret-18] (pour un stator non vrillé) :

$$\sigma_r(t, \theta) = \frac{B_{r,st}(t, \theta)^2 - B_{t,st}(t, \theta)^2}{2 \mu_0} [N mm^{-2}] \quad (53)$$

A la surface statorique cette pression est quasiment toute due à l'induction radiale et peut être donc simplifiée par la [Le Besnerais-10-A] – [Hanselman] :

$$\sigma_r(t, \theta) \cong \frac{B_{r,st}(t, \theta)^2}{2 \mu_0} [N mm^{-2}] \quad (54)$$

On peut remarquer que, sous l'échelle globale, pour cette configuration on retrouve les harmoniques de rang $(m \times k \pm 1) \times t$ avec $k \in \mathbb{N}$ ($k = 0, 1, 2, \dots, \infty$) et t la périodicité. En particulier, on retrouve les harmoniques multiples de 2, étant 2 la périodicité de la machine à 6 groupes, car la F_s n'a pas de symétrie de glissement :

$$F_s\left(t + \frac{T}{2}\right) \neq -F_s(t) \quad (55)$$

Toutefois, comme le système est équilibré à m phases, les multiples de m n'apparaissent pas. Sur cette machine, le couplage magnétique se fait sur l'harmonique de rang 44 (fondamental se délimitant à un motif élémentaire) de l'induction magnétique tangentielle statorique. On voit que l'harmonique de rang 2 de

l'induction radiale statorique qui est néfaste pour ce qui concerne le niveau de bruit généré est bien présent. L'augmentation du nombre de groupes permettrait (en nombre pair multiple du nombre de phases) l'élimination de cet harmonique. Effectivement, plus le rang est élevé, plus le déplacement mécanique équivalent sera petit [Le Besnerais-10-J] – [Despret-18] – [Seun]-[Jordan-50].

Le lien entre ordre spatial et ordre fréquentiel peut être exprimé par (54) sous la forme :

$$\sigma_r(t, \theta) = \sum_{f,r} A_{fr} e^{j(r_f 2\pi f_e t + \varphi_{fr} - r_\theta \theta)} \quad (56)$$

Ou A_{fr} est l'amplitude de l'harmonique étudiée, r_f l'ordre fréquentiel de la force d'excitation (F_s), φ_{fr} la phase et r_θ l'ordre spatiale ou en autres termes le nombre de cycle de la forme d'onde de la F_s dans l'espace.

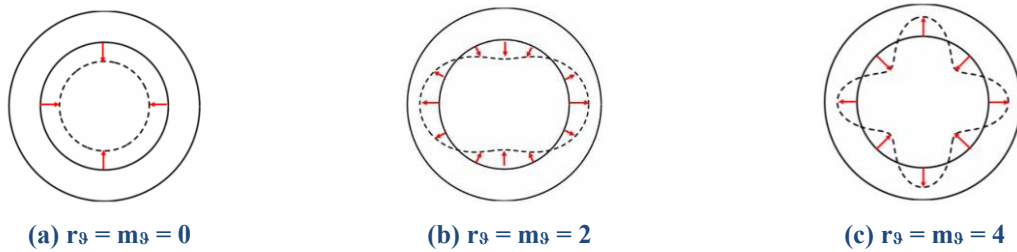


Figure 2-26 : Décomposition de la F_s en contribution sinusoïdales d'ordre spatiales $r_3 = 0, 2$ et 4 , etc [Le Besnerais – 10] et m_3 ordre spatial de la déformée modale d'un tube.

Pour que le mode m_3 du stator soit excité il suffit que le rang r_3 de la F_s soit égal à l'ordre spatiale de la déformée modale, cela rentre en résonance lorsque les deux fréquences coïncident [Despret-18] ($r_3 = m_3$, $f_{fr,3} = f_{m3}$). Pour une alimentation sinusoïdale issue d'une MLI et un rotor lisse $r_f = 1$, le courant est riche en harmoniques de découpage, qui peuvent certainement exciter la structure.

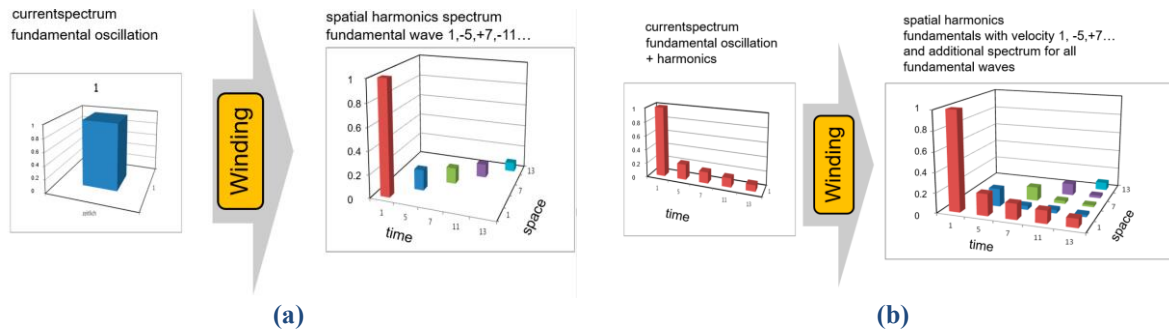


Figure 2-27 : Contenu harmonique de la f.m.m. (a) alimentation sinusoïdale pure, (b) alimentation MLI [Henke].

Il est donc important de faire en sorte que ces modes ne soient pas excités et qu'il n'y ait surtout pas de résonance. Afin, de réduire le bruit généré et rééquilibrer les efforts radiaux, des configurations symétriques (avec n nombre pair équivalent au nombre de groupes, multiple entier du nombre des phases m) sont à préférer.

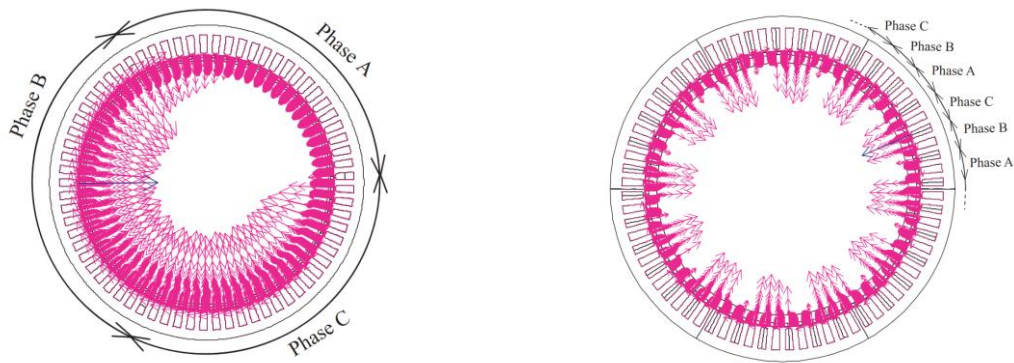


Figure 2-28 : Répartition des forces radiales dans le cas d'un bobinage symétrique et asymétrique [Libert]

L'inconvénient d'augmenter le nombre de groupe est que cela augmente le nombre de dents de déphasage qui réduit le facteur d'utilisation de la machine, ce qui fait chuter le couple moyen développé pour un même courant de phase.

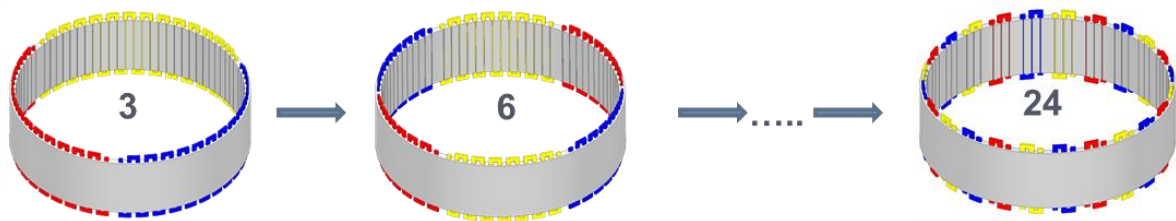


Figure 2-29 : Bobinage par quartiers pour n égale à 3, 6 et 24 groupes.

Le meilleur compromis entre degré de complexité, niveau de pertes Joule, tolérance aux défauts et niveau de bruit généré semble être représenté par une configuration 6 groupes, double triphasé illustrée en Figure 2-29 . Il est néanmoins indiqué dans [Le Besnerais-08] qu'une augmentation du rapport (R_{sy}/h_{sy}) entre rayon statorique et épaisseur de culasse d'un facteur 2 augmenterait le niveau sonore à la résonance d'environ 12dB avec le mode 2 (ou mode elliptique) de vibration principale cause de cette augmentation Figure 2-30 .

Par ailleurs, comme énoncé dans [Boubaker-16] pour une densité de courant donnée, il est évident qu'adopter un nombre d'encoches maximal au stator maximise le couple utile. Par exemple une machine à bobinage par quartier pourvue de 40 pôles, 6 quartiers de six encoches chacun (36 encoches) aura un couple supérieur à une configuration 38 pôles 6 quartiers de 5 encoches chacun (30 encoches) pour un même courant de phase.

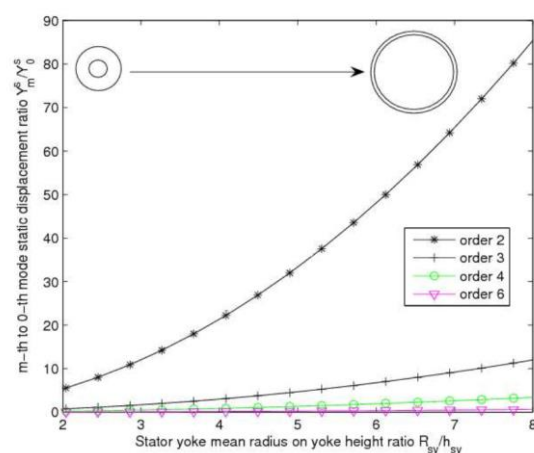


Figure 2-30 : Amplitude relative des déplacements en fonction du rapport de forme.

Nous pouvons, en effet, généraliser l'utilisation du bobinage par quartiers pour différents nombres d'encoches et paires de pôles, afin de trouver la meilleure combinaison, en fonction des critères fixés par le cahier des charges. Le nombre d'encoches, pour un système triphasé est égal à :

$$Q = k_Q n \text{ avec } k_Q = \text{Clnt}(2^{p/n} - 3 \pm 1/3 + 2), \quad + \text{ si } p \text{ impair ou } n \text{ pair} - \text{ si } p \text{ pair ou } n \text{ impair} \quad (57)$$

Cela n'aura pas d'impact sur le contenu harmonique du flux vu par l'aimants. En effet sous l'échelle locale (pour chaque groupe isolé) les harmoniques induisant des pertes rotoriques sont plutôt liées à $(k^{\tau_p/\tau_s} \pm 1)$ avec $k \in \mathbb{N}$ ($k = 0, 2, 4, \dots, \infty$).

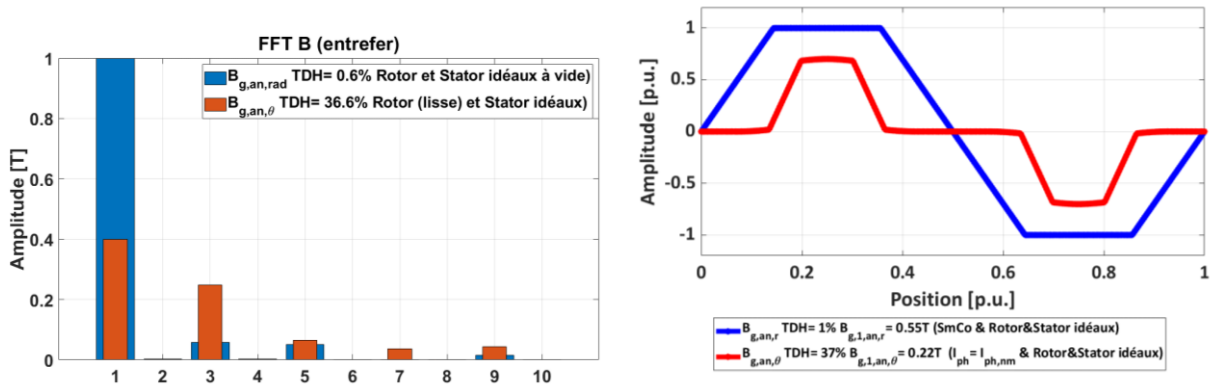


Figure 2-31 : Contenu harmonique du champ magnétique à l'entrefer (sous une paire de pôles) issues du modèle analytique pour une configuration par quartiers : (a) à la surface des aimants à vide, (b) en absence d'aimants en charge (matériaux idéaux et rotor lisse).

En augmentant le PGCD($Q + n, p$), l'ordre des forces magnéto-radiales augmente, ainsi les performances vibratoires et acoustiques du moteur sont améliorées [Le Besnerais-08] - [Devillers-17]-[Seun]-[Boubaker-16] et cela ne se fait qu'au détriment du couple moyen. Effectivement on peut obtenir un affaiblissement des forces radiales en choisissant un nombre d'encoches Q et un nombre de groupes n de telle sorte que le plus petit commun diviseur soit élevé, à l'inverse cela provoquera une augmentation de la taille de dents de déphasage réduisant le couple moyen.

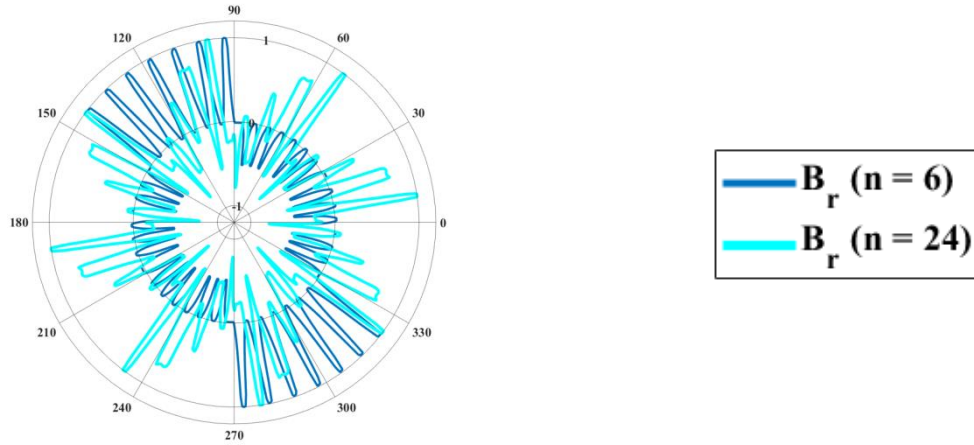


Figure 2-32 : Distribution de l'induction magnétique radiale normalisées à l'entrefer pour une configuration triphasée avec $n = 6$ et $p = 44$ ($Q = 14 \times 6$) ou $n = 24$, $p = 40$ ($Q = 3 \times 24$) avec des encoches complètement ouvertes, un entrefer lisse et un circuit magnétique en matériau ferromagnétique idéal lorsque $I_{ph,A} = -I_{ph}$, $I_{ph,B} = I_{ph}/2$, $I_{ph,C} = I_{ph}/2$

La Figure 2-32 illustre la répartition de l'induction magnétique radiale dans l'entrefer.

Dans une machine conventionnelle, l'ordre fréquentiel du fondamental du couple de détente sur un tour mécanique est liée à la combinaison (Q, p) et en particulier au PPCM entre Q et p [Seun], dans une configuration par quartiers celle-ci est fixe et toujours définie par :

$$k_{détente} = \left(k^{\tau_p / \tau_s} \pm 1 \right), \text{ avec } k \in \mathbb{N} (k = 0, 2, 4, \dots, \infty) \quad (58)$$

Pour résumer, le choix d'une configuration de bobinage se fait généralement de manière à ce qu'il ait :

- ✚ Soit un facteur de bobinage élevé (pour l'harmonique de travail) ce qui maximise le couple massique ;
- ✚ Soit un PGCD (Q, p) élevé minimisant les forces magnétiques radiales et réduisant le bruit ;

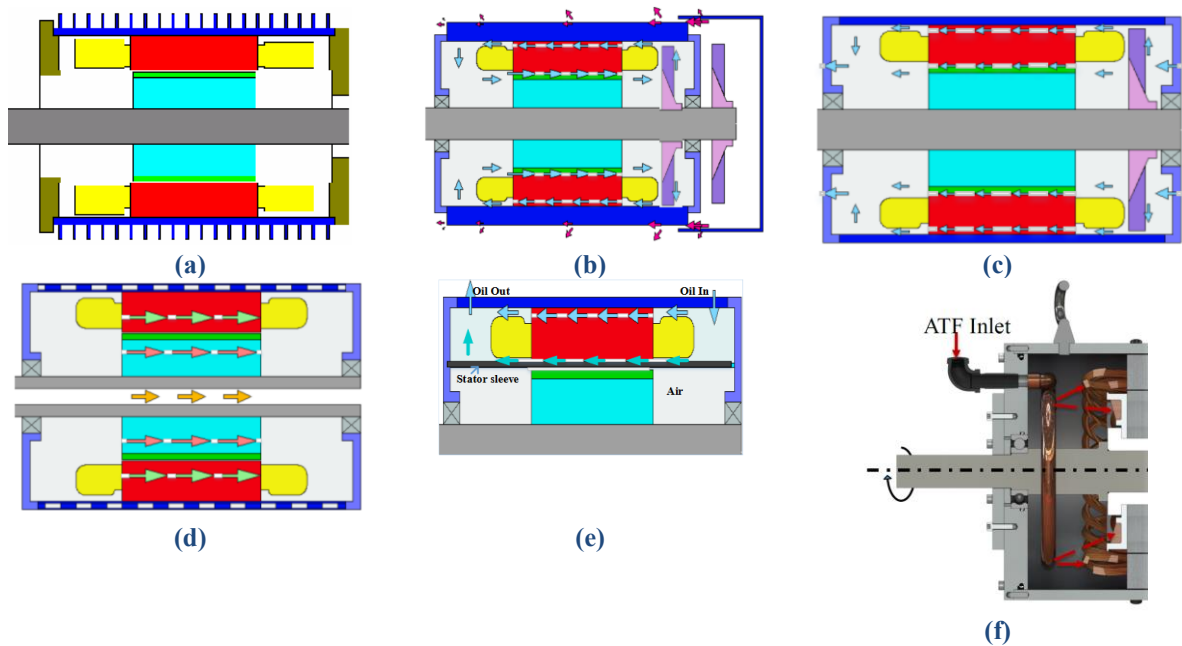
A la différence d'une machine classique à couplage harmonique les efforts radiaux peuvent être minimisés, en modifiant le nombre de groupe et le nombre de pôles, sans que cela impacte les ondulations de couple, car il n'y a pas de relation directe entre ces deux, on parle ainsi d'échelles de denture et d'échelle globale de groupe. Ces paramètres sont, traditionnellement, en contradiction les uns avec les autres. En effet, il a été démontré précédemment qu'il est impossible de maximiser le facteur de bobinage et de minimiser le contenu harmonique en même temps. Un choix doit donc être effectué par le concepteur dans l'un de ces axes au détriment de l'autre. Au contraire pour une configuration par quartiers telle que définie dans ce paragraphe et dans [Boubaker-16] une augmentation du PGCD ($Q + n, p$) par augmentation du nombre de groupes « n » n'incrémente que les pertes Joule DC (car le nombre de dents de déphasage augmente, réduisant le couple pour un même courant i.e. le courant de phase doit augmenter) sans impacter ni le couple de détente ni le facteur de bobinage car liés à des concepts locaux.

Une configuration par quartiers double triphasée, malgré le haut niveau d'harmoniques, nous permet à la fois de maximiser le coefficient de bobinage, d'accroître la tolérance aux défauts (les quartiers sont magnétiquement et électriquement isolés les uns des autres), de minimiser le volume de cuivre et les ondulations de couple. Effectivement, cela nous permet d'augmenter d'avantage le nombre de paires de pôles en réduisant le nombre d'encoche requise, sachant que le nombre d'encoches est approximativement égal au nombre de pôles. Le seul inconvénient de cette configuration est le haut contenu harmonique de la pression magnétique radiale, sous l'échelle globale, provoquant un niveau de bruit important. En revanche, nous pouvons tirer bénéfice d'une hausse conséquente du nombre de pôles.

2.3.2. Technologies de refroidissement

Au chapitre cf. §1.4.1, nous avons vu que le principal facteur limitant le dimensionnement d'une machine électrique compacte réside dans la dissipation de la chaleur générée au sein du bobinage. Pour cela des valeurs critiques du produit $A_{load}J_{max}$ (produit de la charge linéique et de la densité de courant cf. §1.4.1) sont fixés par simulation thermique ou par simple retour d'expérience (voir [Pyrhonen-2nd] et Tableau 2-3). Ces valeurs dépendent de la technologie du refroidissement adoptée, mais aussi de la facilité d'extraction des calories à dissiper.

Différentes techniques de refroidissement existent, nous en résumons les plus récurrentes dans la littérature en Figure 2-33. Ces techniques sont dites de type actif, si elles nécessitent un apport de puissance extérieure et de type passif dans le cas contraire. Bien évidemment, un refroidissement actif permet de réduire la taille de la machine, mais cela nécessite un système plus complexe, coûteux et volumineux, sans compter la masse additionnelle du refroidisseur.



(a) TENV (Totally Enclosed Non Ventilated), (b) TEFC (Totally Enclosed Fan Cooling) à ventilateur externe et interne, (c) OFC (Open Fan Cooling) qui permet l'échange vers l'extérieur, (d) Trois techniques de refroidissement directe combinées et une indirecte : WJC (Water Jacket Cooling), SWJC (Slot Water Jacket Cooling) ou DRC et IRC (pour Direct ou Indirect Rotor Cooling), (e) WSC (Wet Stator Cooling) et enfin (f) Oil spray [Ludois-17].

Figure 2-33: Configurations des techniques de refroidissement les plus répandues [MotorCAD].

De même, on peut observer qu'il existe des machines complètement étanches où aucun échange n'est permis vers l'extérieure. Ces machines de classe IC41-43 sont généralement caractérisées, par une difficulté accrue dans la dissipation de la chaleur et donc par des puissances massiques inférieures (considérant la masse du refroidisseur). Une configuration avec un boîtier complètement étanche (TEFC) en Figure 2-33 (b) sera moins performante qu'une configuration Figure 2-33 (c). Dans des configurations de type Figure 2-33 (d) ou (e) le fluide de refroidissement, qu'il soit sous forme de gaz ou de liquide, circule dans un circuit fermé, à l'abri de la poussière et de l'humidité. Cela permet d'être indépendant des conditions externes.

Fluide	Mode de refroidissement	α [W.K ⁻¹ .m ⁻²]	J [A/mm ²]	A [kA/m]
Air	Convection naturelle (TENV)	6 - 30 ^[1]	2-4 ^[4]	30-80 ^[9]
	Convection forcée à l'extérieur (TEFC)	20 - 300 ^[1]	4-8 ^[4]	
	Convection forcée à l'intérieur (TEAAC et OFC)			
	Convection forcée dans l'encoche	300 ^[10]	20-30 ^[10]	
Eau/Glycol (ex. EGW 50/50)	Convection naturelle	500 – 600 ^[3]		150-200 ^[9]
	Convection forcée (immersion)	5000 ^[5]		
	Chemise autour de la virole (WJC)	300 ^[1] – 1000 ^[6]	6-14 ^[4]	
	Chemise à contact des têtes de bobine	100-2500 ^[8]	10 ^[8]	
	Conduites d'eau dans l'encoche (SWJ)	500 – 8500 ^[7] - 30000 ^{[2]*}	10 ^[4] -26 ^{[2]*}	
Huile	Chemise autour de la virole (OJC)	200 - 25000 ^[3]	8-28 ^[4]	
	Chemise à l'intérieur de l'encoche (WSC)			
	Spray			

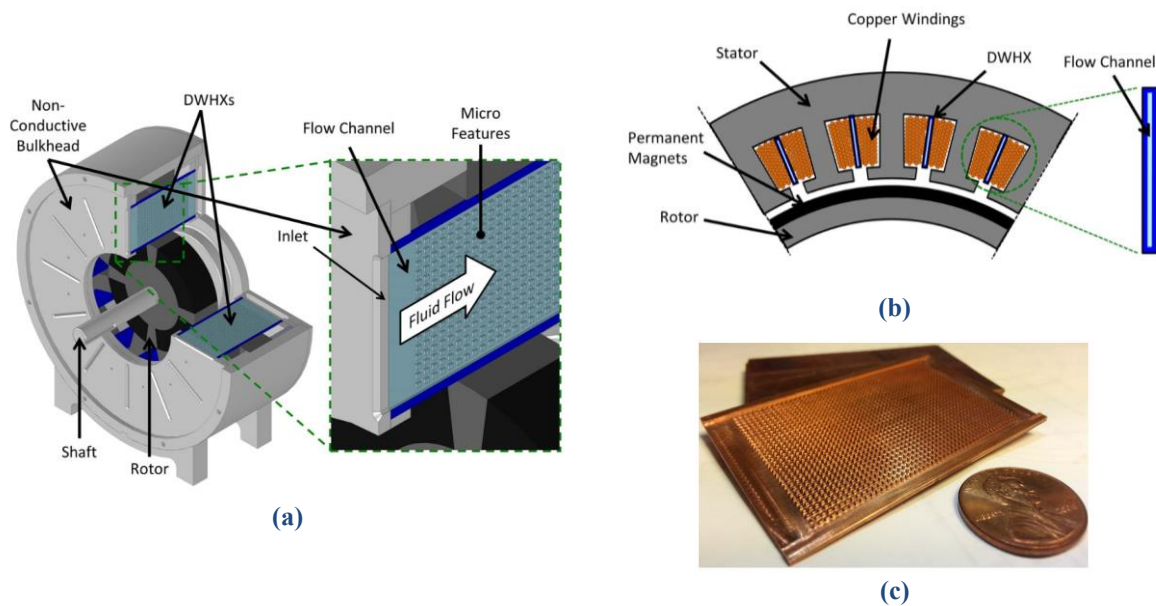
[1] = [Incropera 7th] [2] = [Semidey-Mayor-14]*(avec des μ ailettes), [3] = [Lienhard IV,V], [4] = [Ponomarev-15], [5] = [Davin-15], [6] = [Pechanek-Bouzek-12], [7] = [Alexandrova-14], [8] = [Madonna-18], [9] = [Pyrhonen-2nd], [10] = [Reinap 15].

Tableau 2-3: Intervalles de variation du coefficient d'échange convectif.

Moins traditionnel est le refroidissement par spray d'huile (ATF). Dans ce cas [Ludois-17]-[Davin-15] de l'huile (ATF) est pulvérisé sur les têtes de bobine à travers un système à buses, afin d'extraire les calories générées. Ce liquide gazéifié partiellement peut après être récupéré, par gravité, afin d'être complètement condensé, filtré et ensuite refroidi. Une pompe fournit la puissance nécessaire à maintenir le débit nécessaire. Ce système est très complexe et très volumineux mais semblerait très performant. En effet, l'auteur [Ludois-17] déclare atteindre des densités de courant de l'ordre de 18 A/mm², néanmoins, aucune information n'est donnée par l'auteur sur la densité de pertes. Celle-ci, avec la puissance de pompage, représentent effectivement les données nécessaires pouvant nous permettre de comparer un système de refroidissement par rapport à un autre.

D'autres concepts de refroidissement moins traditionnels existent. Dans [Semidey-Mayor-14] une chemise à eau en matériau non conducteur, avec des micro ailettes (500 μ m×500 μ m×500 μ m), illustrée en Figure 2-34, est positionnée dans chaque encoche afin d'évacuer les calories développées. Cela réduit fortement la résistance thermique entre la source primaire de pertes et le fluide de refroidissement, et en deuxième

lieux maximise la surface d'échange, permettant d'accroître la densité de courant (40 A/mm^2 en transitoire pour $t = 5 \text{ ms}$ et 26.3 A/mm^2 en régime permanent).



(a) Vue en section de la machine assemblée et du système de refroidissement (b) vue en section axiale de la machine, (c) vue de près d'une section de la chemise [Semidey-Mayor-14].

Figure 2-34 : Refroidissement direct de l'encoche.

Cependant, une isolation électrique correcte de la conduite est à prévoir si le matériau constituant la chemise est conducteur. Ceci, afin d'éliminer le risque de court-circuit en affectant le moins possible le coefficient de remplissage déjà fortement contraint par la réduction de section utile ($\sim 40\%$) due à l'insertion de la chemise.

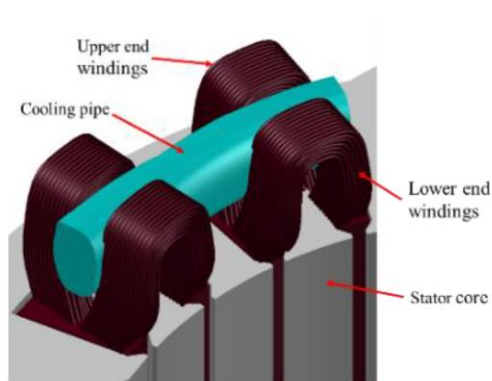


Figure 2-35 : Illustration d'un concept innovant de refroidissement des têtes de bobines [Madonna-18].

Dans [Madonna-18] un nouveau concept de refroidisseur est proposé. La chemise à eau est directement placée entre les têtes de bobine. Cela permet de mieux évacuer la chaleur sans impact direct sur le coefficient de remplissage. Cette technique permet, avantageusement, d'exploiter la très haute conductivité thermique du cuivre dans la direction axiale. Effectivement, la valeur de la conductivité axiale peut atteindre une valeur largement supérieure à celle équivalente dans les deux autres directions ; un ordre de

$400 \text{ W.K}^{-1}.\text{m}^{-2}$ peut être trouvé dans certains cas [Assaad-15] - [Polikarpova-15-A].

Une autre technique de refroidissement direct est décrite dans [Reinap 15]. Pour ce faire, un compresseur illustré Figure 2-36, fourni le débit suffisant à refroidir par convection forcée chaque spire du bobinage. Un espacement entre chaque spire est défini lors du dimensionnement afin d'extraire les pertes Joule générées et limiter ainsi la température atteinte. De même, le fluide pourrait bien être de l'huile comme proposé dans

[Tighe-16]. Un modèle CFD est développé pour valider le concept, avec un débit d'air de 300 l/min [Reinap-14] ($\alpha = 100-200 \text{ W k}^{-1} \text{ m}^{-2}$ [Reinap 15]). Cela permet d'atteindre une température maximale de 138°C avec une puissance de pompage de 480W. En extrapolant ces données, une densité de courant de 30 A/mm^2 est réalisable dans les limites de température [Reinap-14]. Toutefois, pour ce point de fonctionnement les pertes de charge nécessaire sont prohibitives (de l'ordre de 2.5-5 kPa) ce qui remet en question l'efficacité de cette technique. Une étude plus approfondie aux volumes finis (CFD) serait nécessaire afin de conclure sur ce sujet.

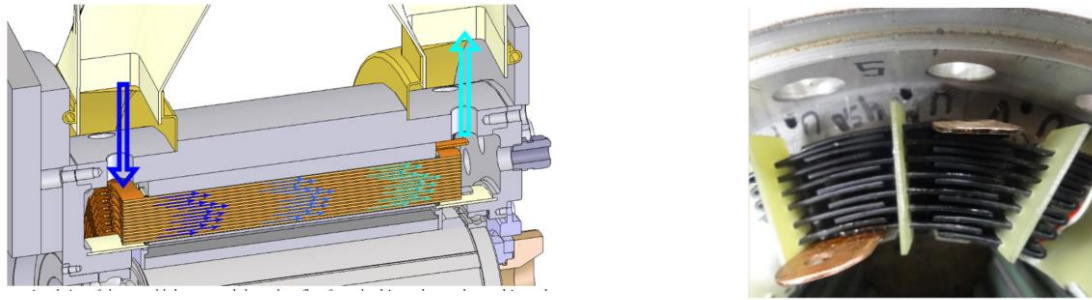


Figure 2-36: Vue en section du système de refroidissement du prototype développé par [Reinap 15], avec vue détaillée des canaux de refroidissement entre spires du bobinage.

Afin d'accroître les performances d'une machine électriques quel que soit le mode de refroidissement, il est nécessaire de minimiser la résistance thermique entre le fluide de refroidissement et la source de chaleur. [Tighe-16] nous montre qu'il est possible d'obtenir une réduction de cette résistance thermique de 36% à 78% en n'agissant que sur la résistance thermique de l'encoche. Classiquement, un bobinage est constitué de fils de cuivre (émailé) (ou autre type d'isolant) bobiné autour d'un pôle magnétique ou d'une dent etc. englobant une importante quantité d'air ($\lambda_{\text{air}} = 24 \times 10^{-3} \text{ W m}^{-1} \text{ K}^{-1}$). Cet air agit comme isolant additionnel au détriment de la conductivité thermique équivalente. Des procédés d'infiltration sous vide, d'imprégnation par vernissage ou résine époxy sont généralement prévus afin d'augmenter la conductivité thermique, en éliminant complètement, dans le cas idéal, l'air entre les brins. La conductivité équivalente dans la direction radiale, en ne considérant que le vernis isolant, peut alors être calculée par méthode analytique de la manière suivante [Hashin 62] :

$$\lambda_{be,eq} = \lambda_{rés} \frac{(1 + k_{cu})\lambda_{cu} + (1 - k_{cu})\lambda_{rés}}{(1 - k_{cu})\lambda_{cu} + (1 + k_{cu})\lambda_{rés}} \quad (59)$$

Dans cette relation (59), les conductivités thermiques (respectivement du cuivre et du vernis) sont indiquées par le symbole λ . Dans [Siesing et All] on montre l'impact d'une augmentation du facteur de remplissage sur la conductivité thermique radiale, évaluée par éléments finis, en fonction du matériau isolant utilisé (dont la conductibilité thermique varie de 0.02 à 1 W/mK).

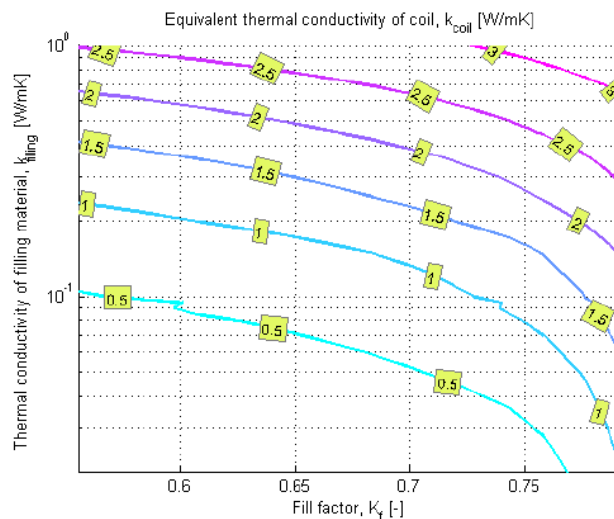


Figure 2-37 : Résultats FEA de la conductivité thermique équivalente en fonction du facteur de remplissage pour un bobinage composé de fil conducteur rond en cuivre de 1 mm de diamètre enrobé de résine époxy en fonction de la conductivité thermique de la résine [Siesing et All].

On peut observer que l'impact du facteur de remplissage est plus important lorsque le matériau isolant utilisé est caractérisé par une mauvaise conductivité thermique. Par exemple si on considère du kapton (0.12 W/mK), une augmentation du coefficient de remplissage de 50% engendre une augmentation de la conductivité thermique équivalente de l'encoche d'environ 100%. Le tableau ci-dessous résume les principaux matériaux isolant d'encoche utilisés :

Matériau	λ [W/m/K]	ρ [Ω cm]	Rigidité dielectrique [kV/mm]	ϵ_r @1[kHz]	$T_{op,max}$ [°C]	Producteur
Kapton ^[1]	0.12	e17	87-165	3.4-3.5	240	DuPont
Nomex 410 ^[1]	0.12-0.15	e11 - e16	39-49	2.3-3.1	250	DuPont
Mylar 92 C ^[1]	0.140	e12 - e18	7-11	3.25	150	DuPont
ECCTreme ECEA4000 ^[1]	0.18-0.2	e18		2 @1MHz	300	DuPont
Teflon PTFE	0.22 ^[1] 0.2 5 ^[6]	e18 ^[1,6]	18 ^[6]	2 @1MHz ^[6]	220-260 ^[6]	DuPont, Chemours
PEEK 450G ^[7]	0.29-0.32	e16	23	3.1		Victrex
901 (Al ₂ O ₃) ^[2]	0.29 ^[2]	e12 ^[2]	7,8		1650 ^[2]	Resbond
Vétronite ^[4]	0.5	e13	10	4.5 @1MHz	180	Von Roll
MC4260 ^[8]	0.6-0.7	e14 - e15	19-21	3.5-4.5 @1MHz		Elantas
903HP (Al ₂ O ₃) ^{[2],[3]}	5.76 ^[2]	e10 ^[2]	9,75		1790 ^[2]	Resbond

[1]= [DuPont], [2] = [Resbond], [3] = [Iosif-16], [4] = [Von Roll] , [5] = [Popescu], [6] = [Chemours], [7] = [Victrex] et [8] = [Elantas]

Tableau 2-4: Propriété matériaux isolant les plus répandus.

Il est évident que plus la résistance thermique équivalente est basse, plus la température atteinte au sein de l'encoche à égale densité de courant sera basse. L'augmentation du coefficient de remplissage représente évidemment un des principaux axes d'optimisation des machines électriques. Cette augmentation (comme

déjà vu par [Boubaker-16]), s'adapte parfaitement avec notre configuration par quartiers. D'ailleurs, comme on peut le voir sur le Tableau 2-4, la céramique à base d'alumine (903HP), étudiée dans [Iosif-16], permettrait d'accroître la conductivité thermique équivalente (λ_e) de l'encoche de façon très significative. Son utilisation semblerait être très pertinente pour des applications à haute densité de couple/basse tension (e.g. applications à entraînement directe), malgré sa faible rigidité diélectrique. Effectivement, dans [Iosif-16], l'auteur assure ne pas noter de DP (décharges partielles) entre spire jusqu'à 3.8kV, pour des faibles épaisseurs de couche, en effectuant des essais en tension impulsionnelle sous fort dv/dt avec la bobine dans l'air.

2.3.2.1. Bobinage à barres massives

Une des solutions utilisées par le laboratoire de recherche IES groupe GEM, réside dans l'utilisation d'un bobinage à barres massives avec un seul conducteur par encoche, atteignant un taux de remplissage proche de 90% (sur encoche isolée) et d'autre part en une répartition des encoches et des phases par quartiers monophasés [Boubaker-16].

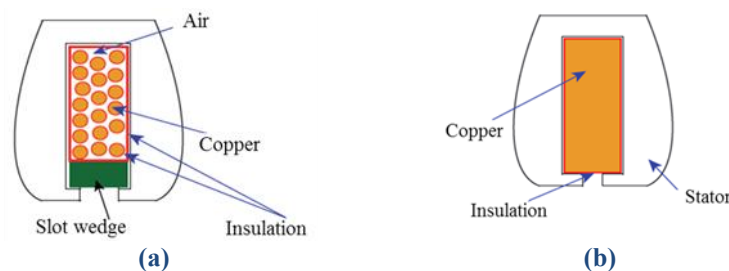


Figure 2-38 : Bobinage (a) filaire classique (b) barre massive [Boubaker-16].

Ceci se traduit donc, pour une densité de courant donnée et un volume d'encoche donné, par une augmentation du courant dans les encoches et donc du couple [Boubaker-16]. Ou bien, à couple donné, à la réduction du volume des conducteurs. Dans les deux cas, l'augmentation du couple massique est substantielle. Les pertes Joule générées par les conducteurs dans les encoches peuvent être minimisées, tout comme celles générées au niveau des têtes de bobine, car le volume de ces dernières est extrêmement réduit. Effectivement, par rapport à une configuration classique, il y a beaucoup moins de chevauchements entre les phases au niveau des chignons, ce qui implique :

- La diminution de la masse du cuivre et des pertes Joule dans les têtes de bobines ;
- La limitation des problèmes de court-circuit, ce qui augmente la fiabilité du moteur ;
- La diminution de la masse d'isolant.

De plus, la découpe par usinage des barres, à la place d'un conducteur à fils, permet de s'affranchir de la contrainte sur le rayon de courbure minimale. Cela permet d'atteindre des pas d'encoche plus réduits et de réduire le pourcentage en longueur des têtes de bobine par rapport à la longueur des conducteurs actifs. Cela limitait, classiquement, la valeur du facteur de forme λ_{LD} entraînant une augmentation de la longueur de la machine [Cavagnino-01].

En conclusion, pour notre application, la solution du bobinage à barres par quartier est plus intéressante que la solution classique [Boubaker-16]. Toutefois, pour que ce type de bobinage soit faisable, il faut que la tension d'alimentation soit relativement basse, mais cela dépend de la taille et de la puissance de la machine.

Effectivement, en raison d'une plus grande surface au niveau des chignons et d'un coefficient de remplissage élevé, les bobinages à barres massives sont beaucoup plus faciles à refroidir. Les têtes de bobines deviennent alors une sorte de caloduc au travers duquel il est possible d'extraire la chaleur. Par conséquence, les performances de la machine peuvent ainsi être améliorées en suivant des approches de conceptions non conventionnelles. Par ailleurs, la minimisation des isolants d'encoche permet de mieux dissiper la chaleur produite par effet Joule. Néanmoins, des précautions particulières doivent toutefois être prises dans le cas d'utilisation d'un bobinage à barres, afin de réduire les pertes supplémentaires dues au phénomène de peau, de refoulement du courant dans l'encoche et de proximité. En fait, comme expliqué dans [Boubaker-16], ces phénomènes ont pour effet de dé-homogénéiser la distribution du courant dans le conducteur (elle sera plus élevée en fond d'encoche), augmentant la résistance équivalente de la barre. D'autres solutions sont étudiées par les auteurs [Boubaker-16] - [Zhang-Jahns-14], comme par exemple la mise en parallèle ou la transposition des conducteurs dans l'encoche, dans le but de minimiser ces pertes. Ces solutions réduisent, cependant, le coefficient de remplissage et rendent trop complexe, voir, infaisable la réalisation des chignons pour le bobinage à barres retenu.

Pour résumer, dans le cas d'une machine fonctionnant à « basse vitesse » et à très haute fréquence électrique, les encoches devenant très petites, cette solution de bobinage à barres massives est souvent bien adaptée, à condition de disposer de degrés de libertés permettant de limiter les pertes supplémentaires ou de les dissiper de manière adéquate.

2.3.2.2. Amélioration des prestations et réflexions sur les têtes de bobines

Le bobinage à barres étudié permet l'usage de barres de section importante montées aux extrémités de la machine afin de relier les conducteurs positionnés dans les encoches statoriques et générer le motif par quartier souhaité. Les têtes de bobines ainsi formées constituent, en vertu d'une plus faible résistance électrique, une très faible source de chaleurs comparées aux configurations conventionnelles. Celles-ci peuvent être exploitées afin d'évacuer les pertes aux travers de la virole statorique. Les têtes de bobine employées dans notre prototype viendront donc en contact avec la virole et les flasques, avec une résine époxy (en surmoulage), enveloppant la machine comme illustré en Figure 2-39 et Figure 2-40.

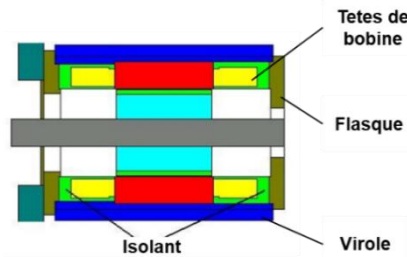


Figure 2-39: Surmoulage permettant d'améliorer l'échange thermique via la virole [MotorCad].

L'idée réside dans la multiplication des surfaces d'échanges, augmentant ainsi le flux de chaleur évacué Figure 2-40-a. De la même manière, dans le cas d'un carter non étanche, il est possible de rajouter des ailettes de refroidissement directement obtenues sur les têtes de bobines Figure 2-40-b. Plus particulièrement, les ailettes peuvent être situées sur une ou toutes surfaces périphériques des têtes de bobines, comme illustrée en Figure 2-35. Lorsque cet air est amené par convection forcée, les ailettes peuvent être situées également à la périphérie intérieure, extérieure et axiale des têtes de bobines en fonction de la direction de l'écoulement du ventilateur. L'illustration ci-après schématise le principe :

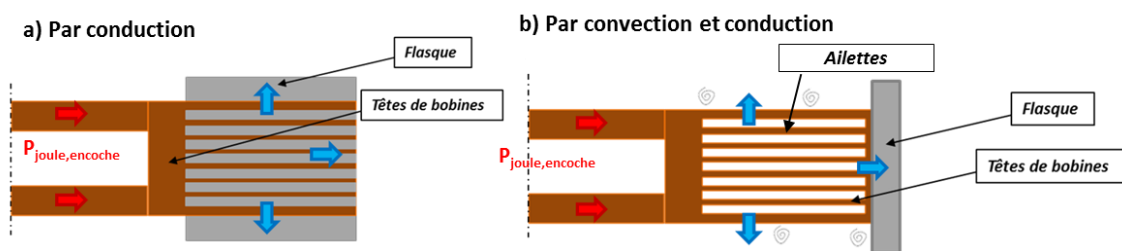


Figure 2-40: Vue de principe du haut.

Sur cette Figure 2-40, en rouge la source de chaleur développée par effet Joule par les conducteurs contenus dans les encoches, en bleu ciel, les calories évacuées par conduction et/ou convection. La figure suivante montre une vue d'un quartier sans les ailettes et avec ailettes intégrées.

- Avantages et inconvénient de la solution proposée (a) :
 - + Augmentation de la section de contact ;
 - + Compacité ;
 - Difficulté dans l'isolation électrique ;
- Avantage et inconvénient des solutions proposées (b) :
 - + Augmentation de la section d'échange par convection ;
 - Le carter doit permettre les échanges avec l'extérieur (si refroidi par air) ;

On voit donc que ces solutions permettent d'accroître la surface d'échange ce qui augmente les calories évacuées via la virole. Cela nécessite par contre un procédé de fabrication permettant de respecter la chaîne de cote, en prenant en compte les contraintes thermiques par dilatation pouvant endommager la bobine. Ceci est particulièrement vrai si l'isolation est en céramique. Par procédé de coulage sous pression ou par fabrication additive il serait possible d'obtenir des sections de conducteur variable plus épaisses aux extrémités (chignons). Ci-après l'illustration du concept proposé :

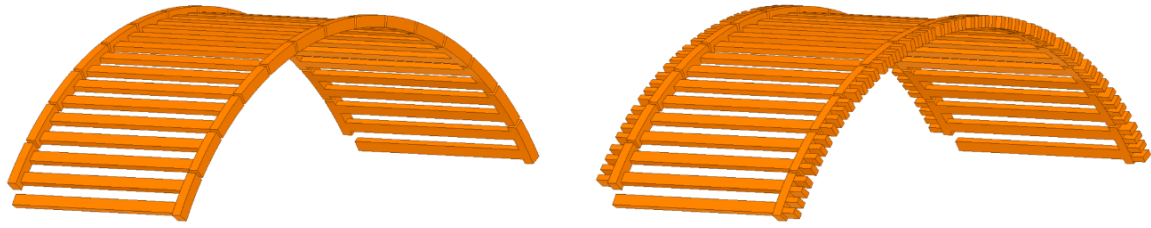


Figure 2-41: Schéma illustrant la géométrie des bobines sans ailettes (à gauche) et avec ailettes (droite).

Nous avons présenté dans ce chapitre l'intérêt du bobinage par quartier à barres massives pour une solution « basse vitesse » et haute fréquence électrique en identifiant les axes de travail qui seront adressés dans les chapitres suivants. La solution à aimants permanents surfaciques nous semble la solution la plus pertinente pour ce type d'application à forte compacité. L'association haute fréquence électrique et bobinage massif constitue un challenge que nous tentons de relever par un travail sur la conception proposée.

3. Réflexions sur la structure optimale pour l'application haute fréquence

Nous présentons dans ce chapitre le choix des structures statoriques et rotoriques nous permettant d'accroître les prestations du moteur. Des éléments préliminaires sur le motif statorique permettant d'accroître la tolérance aux défauts, sans impact considérable sur le rendement et la compacité globale du convertisseur sont présentés. Par la suite, des motifs d'aimantation rotoriques plus ou moins originaux sont introduits afin d'accroître la densité de flux à l'entrefer.

3.1. Comparatif et choix de la structure statorique

Comme expliqué au chapitre précédent, les configurations par quartiers sont caractérisées par un contenu harmonique élevé source de bruit et de pertes rotoriques conséquentes. Dans le cas d'une configuration classique, une meilleure répartition du bobinage dans l'entrefer ou une augmentation du nombre de phases permet classiquement d'éliminer ces problèmes. Une version poussée à l'extrême de ce concept est proposée dans [Dajaku-Gerling], elle est illustrée en Figure 1-14 cf. §1.2, elle se caractérise par une construction et une fabrication simple, avec une longueur de bobinage extrêmement courte. Toutefois, elle n'est pas adaptée à une augmentation du nombre de paires de pôles. En effet, une configuration à nombre de paires de pôles élevé aurait un grand nombre de dents (132 contre 84 pour une configuration par quartiers simple couche), sachant que pour ce type de machine :

$$m = Q/p \quad (60)$$

Avec cette relation, pour un diamètre d'alésage donné et un fort nombre de paires de pôles, on aurait des dents et des barres extrêmement étroites, ce qui engendrerait des pertes colossales au niveau des barres. Sur des configurations par quartiers, il est possible d'augmenter la tolérance aux défauts et de réduire le contenu harmonique de la f.m.m. en augmentant le nombre de groupes à m-phases. Un exemple est illustré en Figure 3-1 dans le cas des configurations (a) et (b). Ci-après une comparaison qualitative est effectuée en démontrant l'intérêt d'une configuration double étoile.

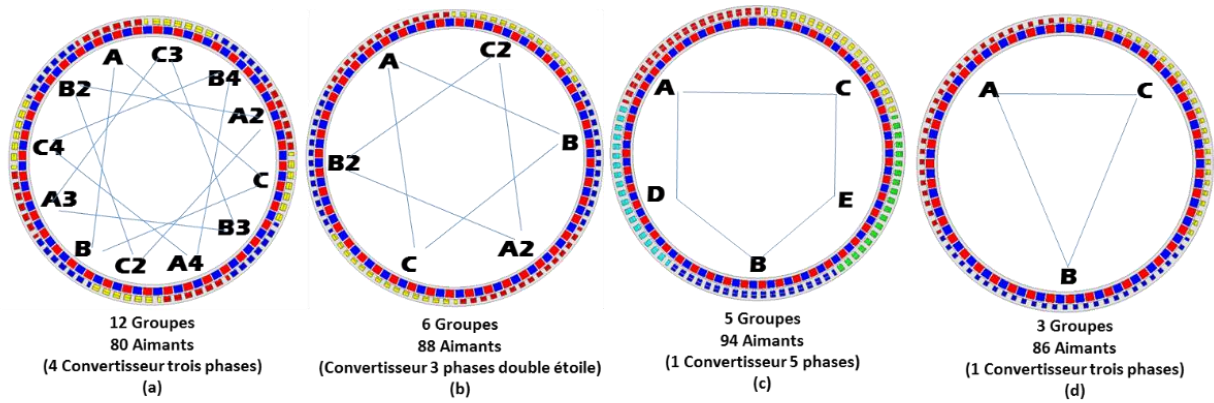


Figure 3-1 : Comparaison des configuration (a) 12 groupes, (b) 6 groupes, (c) 5 groupes et (d) 3 groupes.

En se limitant à des configurations 3 et 5 phases, on peut résumer les avantages et les inconvénients dues à l'augmentation du nombre de groupes :

Groupes	Phases	Couple massique	Rendement	Forces radiales	Tolérance aux défauts
3	3	+++	+++	---	-
5	5	++	++	--	-
6	3	+	+	+	+
10	5	-	-	++	++
12	3	--	--	+++	+++

Tableau 3-1: Comparaison entre machines à flux radial.

Afin que la configuration trois phases, trois groupes tolère elle aussi un mode dégradé, il est nécessaire de l'alimenter par deux onduleurs en association série [JAC-04].

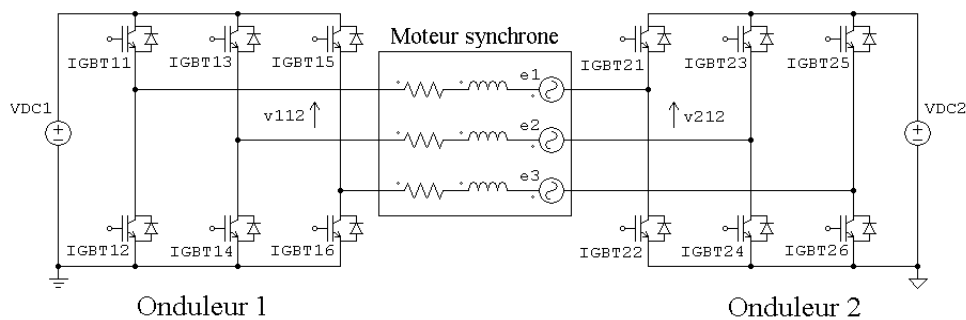


Figure 3-2 : Alimentation par deux onduleurs, structure série [JAC-07].

L'alimentation d'une configuration 6 groupes, 3 phases (deux quartiers par phase) se fera par deux onduleurs en association parallèle. En cas de déconnexion d'une phase, le dispositif peut continuer à fonctionner en mode dégradé. Un fonctionnement correct en mode dégradé limitant les ondulations de couple oblige à modifier le déphasage entre courant et FEM [JAC-04]-[JAC-07]-[JAC-08]-[Ziegler-08].

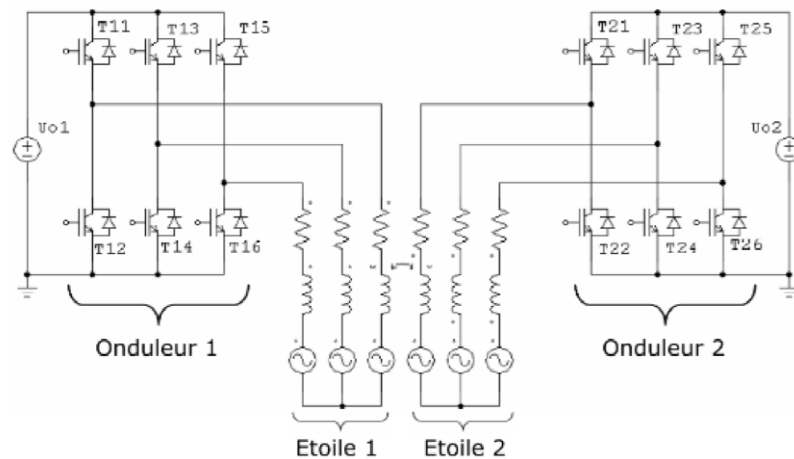


Figure 3-3 : Alimentation par deux onduleurs, structure parallèle [JAC-07].

Une comparaison plus exhaustive sera présentée dans les chapitres suivants, confirmant l'intérêt d'une configuration double triphasée à 6 groupes. Dans la suite, nous nous concentrons dans la définition du motif d'aimantation nous permettant d'accroître la densité de puissance. Le but de cette prochaine partie est donc d'identifier le motif rotorique nous permettant d'accroître à la fois la fréquence électrique et le fondamental de l'induction dans l'entrefer.

3.2.Choix de la configuration rotorique

Le but de ce sous-chapitre est d'identifier le motif d'aimantation rotorique nous permettant d'accroître la puissance massique du moteur. En particulier, nous nous intéresserons à des configurations rotoriques capables d'intégrer un plus grand nombre de paires de pôles. En effet, comme cité au cf. § 1.4.4 un plus grand nombre de paires de pôles, pour une puissance en sortie donnée, permet d'accroître la puissance massique en minimisant le volume du circuit magnétique.

3.2.1. Machine Synchrone à Aimants Permanents surfaciques

Les aimants permanents peuvent être montés sur la surface du rotor (MSAPs), semi-enterrés ou noyés dans la culasse rotorique (MSAPe). Dans ce dernier cas de figure, ils peuvent être disposés de manière à ce que leur polarité soit disposée en direction radiale ou azimutale, la configuration intermédiaire est dite « Vshape ».

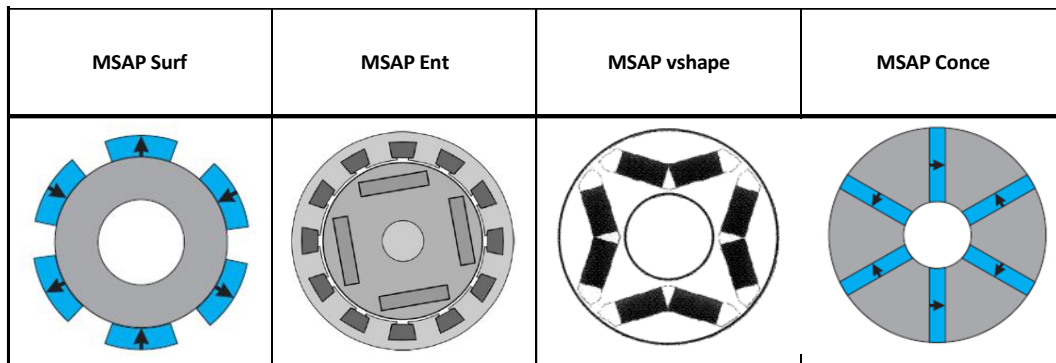


Figure 3-4 : Machines synchrones à aimants permanents.

L'un des avantages des configurations de machines à aimants enterrés par rapport aux MSAPs est la possibilité de concentrer le flux généré par les aimants permanents dans le rotor et d'atteindre ainsi des densités de flux d'entrefer plus élevées (v shape), ou de permettre un dé-fluxage plus important sans risque de désaimantation. Néanmoins, une configuration à aimant surfacique s'adapte mieux à l'esprit d'augmentation du nombre de paires de pôles magnétiques, réduisant la section des culasses statoriques et rotoriques. Quelle que soit la machine choisie, elle doit permettre de répondre au cahier des charges d'une application aéronautique de type propulsif, fonctionnant principalement à une vitesse de rotation donnée, dans ce cas à la vitesse de base. On appelle "point de base" le point de dimensionnement à vitesse et couple nominaux, limites du fonctionnement nominal avec la région en survitesse (délimitée par une courbe à puissance constante, comme indiqué en Figure 3-5).

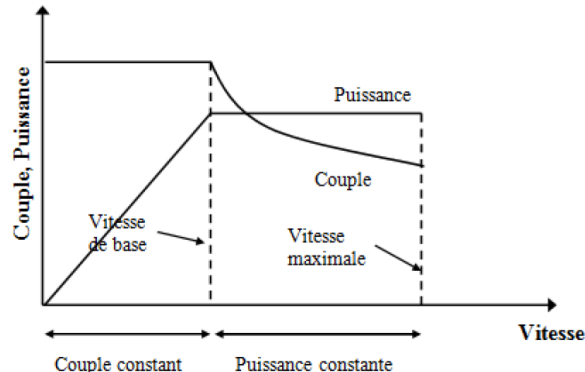


Figure 3-5 : Caractéristique de fonctionnement du moteur de traction.

Nous nommons par "survitesse" les fonctionnements à des vitesses supérieures à la vitesse de base, nécessitant un dé-fluxage. Un fonctionnement pendant les phases de vol de croisière correspond au régime nominal, nous n'avons besoin que dans de rares occasions d'un fonctionnement en survitesse, nous optons donc pour une configuration à aimant surfacique.

3.2.2. Technologie rotor

Classiquement, il existe deux principales alternatives de magnétisation, la magnétisation parallèle et la magnétisation radiale. D'autres motifs d'aimantation existent, les plus communs sont : le motif Halbach et le motif à pôles non consécutifs. Comme détaillé dans [Dubas], les motifs d'aimantation radial et parallèle présentent les mêmes formes d'induction magnétique d'entrefer lorsque le nombre de paires de pôles est

élevé. Néanmoins, l'aimantation parallèle est plus facile à reproduire [Ferraris]. Effectivement, pour une très forte variété de terres rares, les aimants permanents sont généralement frittés, pré-magnétisés puis collés à la surface du rotor. La structure Halbach, proposée la toute première fois en 1973 par J.C. Mallinson, permet dans le cas idéal l'annulation des lignes de flux dans la culasse rotorique et la concentration de la densité de flux magnétique dans l'entrefer comme illustré en Figure 3-6.

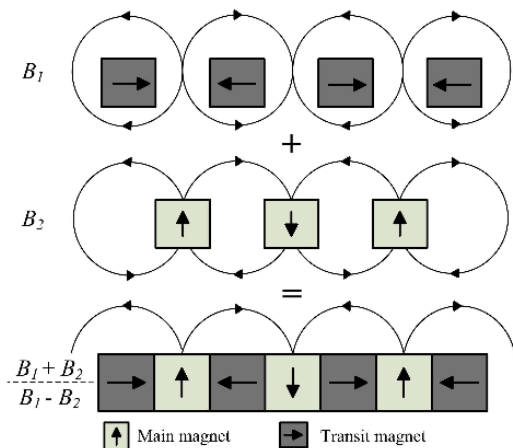


Figure 3-6 : Principe de la structure Semi-Halbach.

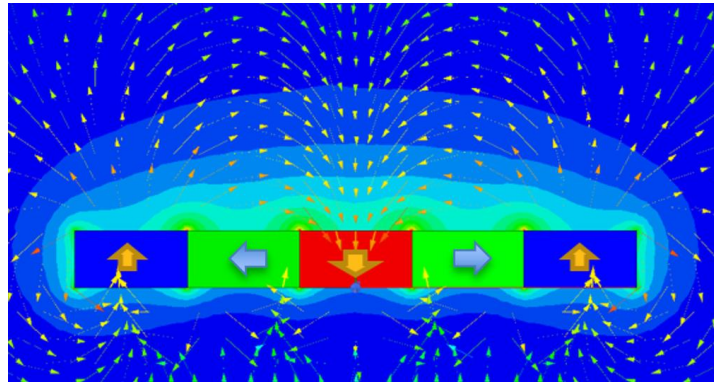


Figure 3-7 : Champs magnétique dans l'air d'un array d'aimants à structure Semi-Halbach.

Cela permet, pour un rotor amagnétique, d'augmenter le couple développé par la machine. Pour des raisons de faisabilité, il est techniquement très difficile de reproduire un motif Halbach à aimantation parfaitement sinusoïdale, surtout pour un grand nombre de paires de pôles. La solution consiste alors en une discrétisation du motif. Cela se fait généralement avec un minimum de deux segments par pôle entraînant une réduction de l'amplitude de la composante principale et l'apparition d'harmoniques. Ces harmoniques peuvent être réduits en jouant sur des paramètres tels que la forme et la section des segments [Toyota et All.]. La discrétisation est dite de type Semi-Halbach, si les segments ont la même taille et Quasi-Halbach dans le cas contraire.

L'assemblage de ces motifs est plus compliqué à mettre en œuvre de par leur tendance naturelle à se repousser les uns des autres. Ainsi, afin de pouvoir mieux maîtriser l'assemblage des aimants à la culasse rotorique, des protubérances (appelées ici picots) entre chaque segment d'aimant sont reproduites lors de la découpe des tôles rotoriques. De cette manière, le respect des tolérances de positionnement par rapport à un repère absolu est simplifié, réduisant les risques de générer des imprécisions de positionnement. Ce même procédé sera utilisé pour des configurations conventionnelles. En effet, la chaîne de cote dans le sens du déplacement est plus longue lorsque le nombre d'éléments augmente [Ziegler-08]. On verra que cet aspect conditionne fortement les performances de la machine dotée d'un motif Halbach.

En effet, pour un diamètre donné, l'inconvénient de cette structure est que pour un nombre élevé de pôles, l'aimant, de très petite taille, devient très difficile à fabriquer et, par ailleurs, les flux de fuite inter-aimants augmentent sensiblement. Afin d'éliminer ce problème [Stephens & All] proposent une méthode pour magnétiser « In situ » un rotor à aimants permanents surfaciques de type Halbach. Dans ce cas, les bobines

(une pour chaque pôle rotorique) d'excitation sont agencées de façon à ce que le flux magnétique corresponde une magnétisation sinusoïdale des aimants.

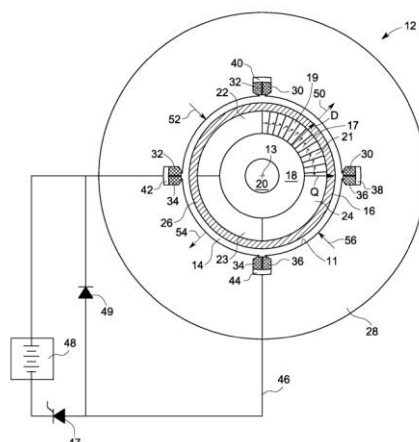


Figure 3-8 : Méthode « In situ » pour magnétiser les aimants d'un motif Halbach proposée par [GENERAL ELECTRIC].

Cependant, la taille réduite des segments des aimants permanents rend l'aimantation utilisant cette technique plus difficile à effectuer pour un grand nombre de paires de pôles, car des erreurs sur l'angle de la magnétisation, le positionnement et la valeur effective de la densité de flux rémanente (B_r) affecteraient les performances. Nous nous focaliserons donc sur un procédé d'assemblage classique. Dans ce cas, la plus petite pièce d'aimant considérée ici comme assemblable est caractérisée par un arc d'aimant de minimum 3 mm. Il est déconseillé de descendre en dessous car la répulsion magnétique rendrait l'assemblage trop difficile. Des appareils spéciaux de fixation sont proposés dans [Kim]. Le support illustré en Figure 3-9, présente des cavités pour loger les aimants. Il peut être fabriqué en matériau plastique, tel que le nylon et renforcé par des fibres thermoplastiques (par exemple, fibre de carbone ou verre), ou encore en résine époxy.

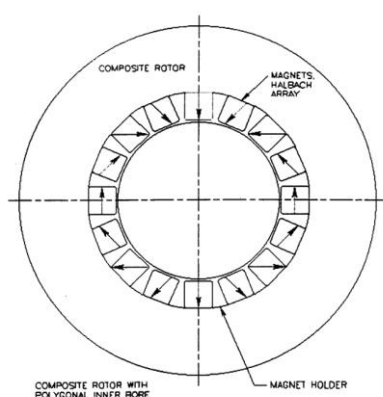


Figure 3-9 : Motif Halbach avec porte-aimant intégré [Kim].

Ce dispositif permet de réduire les espaces inter-aimants en remplaçant les picots et faciliterait l'assemblage. Néanmoins, il semble être trop complexe à fabriquer avec une précision suffisante.

3.2.3. Motif d'aimantation

L'objet de cette analyse est de rechercher quelle est la configuration d'aimantation la plus performante lorsque le nombre de pôles augmente. Dans [Mellor-07], les auteurs indiquent que quel que soit l'épaisseur de l'entrefer, un motif Semi-Halbach, génère une augmentation significative (par rapport à une aimantation classique parallèle) de l'induction magnétique dans l'entrefer. Toutefois, l'étude n'adressait que des configurations à faible nombre de paires de pôles ($p < 6$). L'intérêt de la présente étude est de s'adresser plutôt à des machines à haut nombre de paires de pôles. Cette augmentation a pour conséquence :

- ✚ La réduction du volume des culasses statorique et rotorique (cf. §1.4.4, Figure 1-28) pour un diamètre et un état de saturation fixés ;
- ✚ La réduction des parcours vu par le flux magnétique, qui permettrait de s'affranchir de l'utilisation de matériaux ferromagnétiques au rotor, remplacés par des matériaux plus légers, sans que la chute en couple soit perceptible, le couple massique augmenterait alors ;
- ✚ La réduction des têtes de bobines, encore plus marquée pour un bobinage diamétral que pour un bobinage dentaire ;

Mais aussi :

- ✚ L'augmentation des pertes fer par unités de volume des parties ferromagnétiques ;

Classiquement, le nombre minimal de segments par pôle requis pour générer un motif d'aimantation Halbach discrétisé est de deux. Dans ce cas, le nombre de segments est donc le double de ce qu'on utilise pour une structure classique à aimantation radiale. Clairement, une discrétisation plus élevée augmenterait le fondamental du champ magnétique généré au niveau de l'entrefer. Dans [Duncan], la solution proposée traite de la conception d'un aimant anisotrope afin de générer un motif d'aimantation de type Halbach en n'utilisant qu'un segment par pôle.

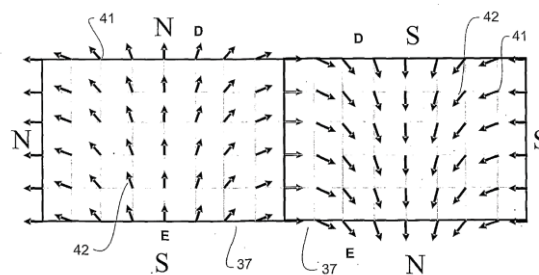


Figure 3-10 : Le brevet proposé pour un motif Halbach à un segment par pôle [Duncan].

Comme illustré, l'orientation de l'aimantation varie de manière continue d'un élément à l'autre, du radial au tangential. Pour ce faire, deux magnétiseurs non conventionnels sont présentés afin de créer le motif magnétique illustré en Figure 3-10. Un premier constitué d'une presse combinée à une bobine électromagnétique (aimant en ferrite ou NdFeB), et un deuxième exploitant un outil de moulage par injection avec pré-orientation magnétique (aimant en SmCo). Même s'il s'agit de procédés usuels, ils n'ont

jamais été appliqués pour générer des motifs de type Halbach ce qui semble être très compliqué à mettre en œuvre.

Il est donc clair que le pas polaire pouvant être obtenu en utilisant des motifs magnétiques à champs radiaux ou encore parallèles est inférieur à celui atteignable avec un motif Semi-Halbach à deux segments par pôle.

Pour cette raison, nous introduisons par la suite deux configurations rotoriques, ne nécessitant qu'un segment par pôle. La Figure 3-11 (a) montre une configuration à "pôles conséquents" dans lequel le pôle magnétique opposé est généré, par induction, par le premier. Le motif d'aimantation résultant pourrait permettre d'atteindre des pas polaires réduits, car la magnétisation sur site est plus facile dans ce cas de figure. De plus, ce type de configuration augmente le couple de réductance, nul ou presque nul dans une configuration classique à aimants surfaciques.

Divers brevets ont été proposés par [Toyota et All.- [Iwami] en analysant différents motifs et formes d'aimants (de forme parallélépipédique, octaédrique, pyramidale, tétraédrique ou ovoïde). Bien que ces solutions revendiquent une augmentation remarquable en puissance massique, elles ne s'adressent pas aux machines à grand nombre de pôles dans lesquelles les segments d'aimants sont trop petits pour être obtenus avec des telles formes.

Pour cette raison, la démarche adoptée consiste à comparer les structures, illustrées ci-dessous

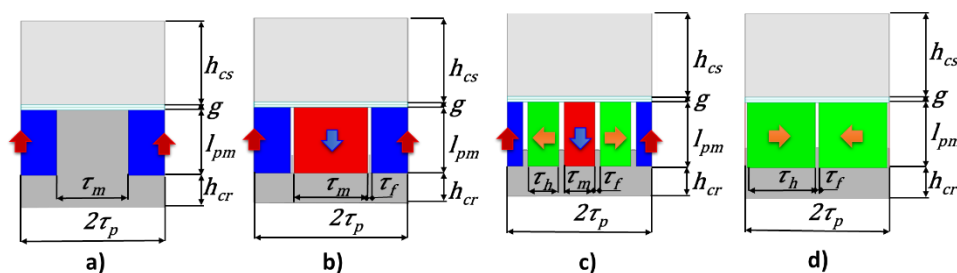


Figure 3-11 : Les quatre motifs d'aimantation ici analysés : (a) Pôles conséquents, (b) Aimantation parallèle classique, (c) Semi-Halbach, (d) Pôles contraposés.

En termes de fondamental et de taux de distorsion de l'induction dans l'entrefer. L'effet d'encoche n'est pas pris en compte, le circuit magnétique au-dessus des aimants est supposé parfaitement lisse. Les effets liés à la saturation des culasses statorique et rotorique sont aussi éliminés en considérant des dimensions de culasses n'engendrant aucune saturation.

À l'exception de la structure Halbach, les culasses rotoriques et statoriques sont dans un premier temps ferromagnétiques, afin de ne pas pénaliser les autres structures par rapport à celle de type Halbach qui, comme cité auparavant, est moins impactée par un circuit rotorique non magnétique. On trace alors le fondamental de l'induction magnétique à l'entrefer et le taux de distorsion harmonique relativement à ceux que l'on obtiendrait avec une aimantation radiale, en fonction de l'entrefer relatif ($\varepsilon = g/l_{pm}$) et de l'ouverture polaire relative ($\gamma = \tau_p/l_{pm}$). On fait varier la dimension relative des picots de positionnement ($\delta = \tau_f/g$). Étant donné que le motif Halbach discrétisé est fortement sensible aux erreurs de désalignement, une attention particulière est accordée au paramètre δ . Enfin, dans le cas d'un motif Halbach, le paramètre R_{mp}

définissant en quelque sorte le rapport entre la taille des segments à magnétisation radiale (τ_m) par rapport à ceux à magnétisation tangentielle (τ_h) est investigué ($R_{mp} = 2\tau_m/\tau_p$).

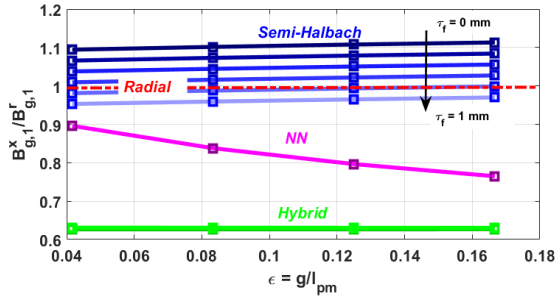


Figure 3-12 : Fondamental de l'induction (relatif) dans l'entrefer en fonction du paramètre ϵ pour $\gamma = 2$.

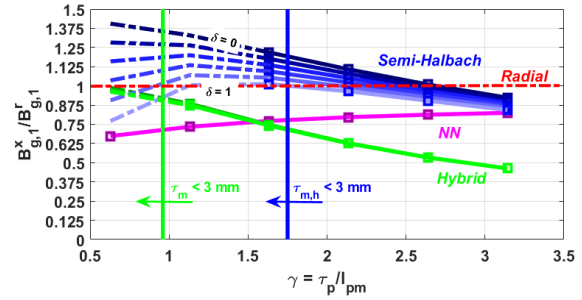


Figure 3-13 : Fondamental de l'induction (relatif) dans l'entrefer en fonction du paramètre γ pour $\epsilon = 0.125$.

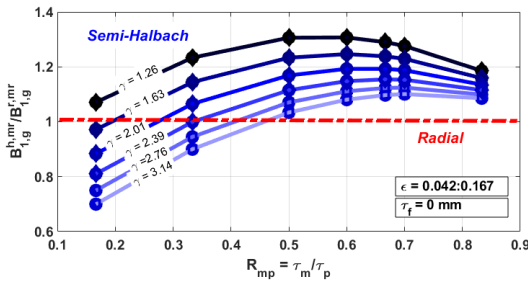


Figure 3-14 : Fondamental de l'induction (relatif) dans l'entrefer en fonction du paramètre R_{mp} pour différents γ et ϵ avec $\delta = 0$.

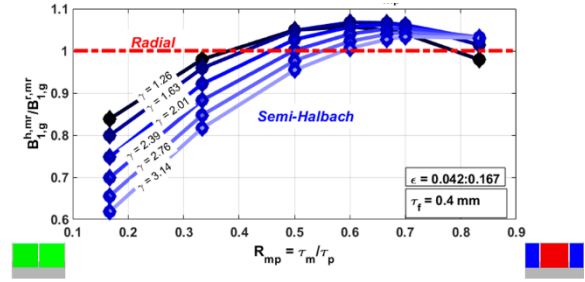


Figure 3-15 : Fondamental de l'induction (relatif) dans l'entrefer en fonction du paramètre R_{mp} pour différents γ et ϵ avec $\delta = 0.4$.

Et le taux de distorsion ainsi défini :

$$TDH = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^n B_k^2}}{\sqrt{\sum_{k=1}^n B_k^2}} \times 100 \quad (61)$$

où B_k est la valeur de l'harmonique de rang k et B_1 le fondamental. Alors on peut tracer le graphique suivant :

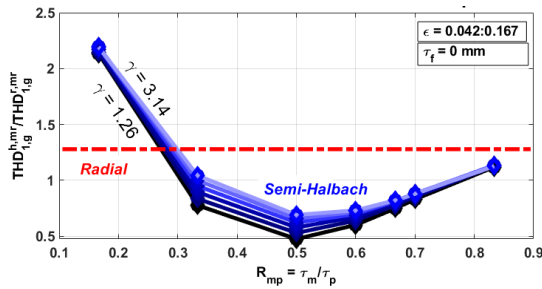


Figure 3-16 : Taux de distorsion harmonique de l'induction (relatif) dans l'entrefer en fonction du paramètre γ pour $\tau_f = 0$ mm (ou $\delta = 0$).

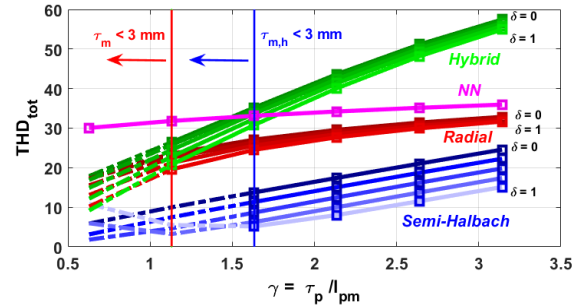


Figure 3-17 : Taux de distorsion harmonique de l'induction dans l'entrefer en fonction du paramètre γ avec $\epsilon = 0.125$ pour différentes valeurs de δ .

En observant les courbes de la Figure 3-12 à la Figure 3-17, on peut faire les remarques suivantes :

- Comme nous pouvions nous y attendre, plus l'entrefer est petit, plus l'induction est élevée dans l'entrefer ;
- L'augmentation de la valeur de δ pour un pas polaire fixé a comme conséquence l'affaiblissement de l'épanouissement des aimants ($\alpha_m = \tau_m/\tau_p$) ;

- ✚ L'effet de l'épanouissement sur le fondamental de l'induction est très marqué pour les configurations « Semi-Halbach » ;
- ✚ La structure Halbach idéale, c.-à-d. celle avec une distance inter-polaire nulle ($\delta = 0$) permet l'augmentation du fondamental de l'induction dans l'entrefer. Toutefois en augmentant la valeur de δ le gain par rapport aux autres structures se réduit jusqu'à devenir négatif ;
- ✚ Le taux de distorsion harmonique de l'induction à l'entrefer d'une structure Semi-Halbach est toujours meilleur de celui offert par d'autres structures tant que la distance inter-polaire $\gamma/\delta > 1$;
- ✚ Un grand nombre de pôles (équivalent à des petites valeurs de γ) conduit à un faible (α_m petits) épanouissement des aimants qui affaiblit le champ dans l'entrefer ;
- ✚ La structure à pôles conséquents n'est jamais meilleure que les autres, que ce soit en termes de fondamental de l'induction ou en termes de contenu harmonique, tandis que celle à pôles contraposés devient intéressante dans le cas où on considère un très grand nombre de paires de pôles. On rejoint alors la structure à aimantation parallèle ;
- ✚ Comme démontré dans [Mellor-05], et illustré en Figure 3-14, un optimum existe en fonction du paramètre R_{mp} variant en fonction de la valeur de γ pour une configuration Halbach à rotor magnétique. Dans le cas du rotor amagnétique, l'induction à l'entrefer est maximisée pour $R_{mp} = 0.5$, quelle que soit la valeur de γ .
- ✚ Cela implique qu'avec une culasse ferromagnétique, plus les aimants sont épais plus l'arc des segments radiaux, par rapport à ceux à aimantation tangentielle, sera grand, afin de maximiser l'induction magnétique à l'entrefer [Mellor-05].

On peut observer que lorsqu'il n'y a pas de limite sur la dimension des picots, voir en leur absence, la configuration Quasi-Halbach maximise le fondamental de l'induction magnétique. L'introduction de picots de petites dimensions, réduit fortement le gain obtenu. Cela, en considérant les coûts associés, impacte fortement l'intérêt d'une configuration Halbach.

Ne comportant aucun intérêt dans l'augmentation du couple massique et la réduction des pertes, les structures nommées à pôles conséquents et à pôles contraposés ont été abandonnées dans la suite.

Pour donner un ordre de grandeur dans un cas réel de machine électrique un exemple numérique est donné ci-après :

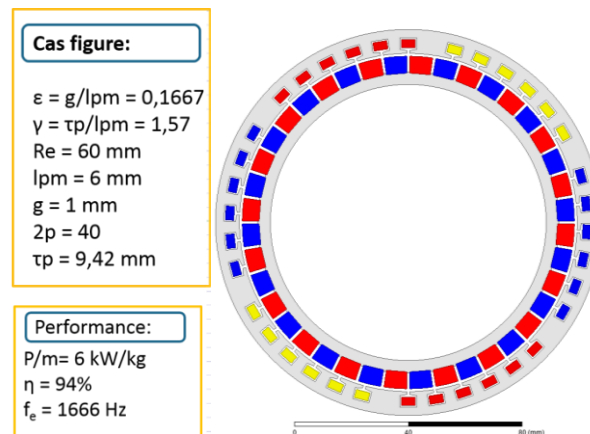


Figure 3-18 : MSAPs à aimantation radiale à rotor amagnétique étudiée dans [Boubaker-16].

Le cas de figure considéré ici correspond à une structure radiale à aimantation radiale étudiée dans [Boubaker-16] pour une application aéronautique. Le cahier des charges fixé était le suivant :

Puissance nominale	26	kW
Fréquence électrique	> 1500	Hz
Rendement	> 92	%
Densité de puissance	> 4	kW/kg

Tableau 3-2: Cahier de charge considéré dans [Boubaker-16].

La vitesse de rotation avait été fixée à 5000 tr/min.

Pour cette machine, ne considérant que les limitations technologiques liées au pas polaire, un γ égal à 1,26 correspond à la limite de faisabilité d'assemblage avec un nombre de paires de pôles d'environ 30, ce qui définit une fréquence électrique limite de 2500 Hz, alors que pour un diamètre double cette limite aurait eu lieu à 5000 Hz. On voit donc que les observations apportées ne sont que relatives, et qu'il n'est pas possible de définir une gamme de fréquences où une configuration classique à aimantation radiale est préférable à une Halbach. Néanmoins, en termes des paramètres adimensionnés γ - ε - δ , il est possible conclure que si l'objectif est d'augmenter autant que possible le nombre de paires de pôles, une structure classique à aimantation radiale pour un rotor ferromagnétique est à préférer. Cela reste vrai dans où le cas l'on utilise une culasse amagnétique si γ - ε sont suffisamment réduits pour que la chute en couple soit faible. A majeur raison lorsque l'on considère les contraintes de faisabilités telles qu'un $\delta > 0$ est pris en compte (Figure 3-14 et Figure 3-15). C'est ce qu'on présentera par la suite, mais tout d'abord, des analyses supplémentaires sont nécessaires pour valider nos résultats.

Afin d'expliquer les courbes de tendance illustrées de la Figure 3-12 à la Figure 3-17 et mettre en place un modèle de pré dimensionnement, nous présentons par la suite un modèle basé sur un réseau de réluctance présenté Figure 3-19 pour une configuration Halbach.



Figure 3-20 : Parcours des flux des fuites principaux ici considérés [Tsai]-[Qu-Lipo]-[Gong-Xu-Xin].

Les différentes relations analytiques présentées par la suite sont exprimées ici afin de présenter le modèle utilisé dont les résultats seront comparés aux résultats obtenus par éléments finis à la fin de ce chapitre. Les relations analytiques définissant les perméabilités magnétiques nous sont données par [Hanselman] :

$$P_{ml} = \int \mu \frac{dS}{l} = \int \mu L_s \frac{dx}{l} \quad (62)$$

« l » étant le parcours réalisé par les lignes de flux de fuite, dans un premier temps, Figure 3-20 (a), égal à $\tau_f + \pi x$ et égal à $l_{pm} + \pi x$ dans le cas en Figure 3-20 (b), alors la perméance de fuite entre aimants est donnée par [Tsai] :

$$P_{ml,m-m} = \int_0^g \frac{\mu_o L_s}{\tau_f + \pi x} dx = \frac{\mu_o L_s}{\pi} \ln \left(1 + \frac{\pi}{\delta} \right) , \quad \text{avec } \delta = \frac{\tau_f}{g} \quad (63)$$

Et celles entre rotor et aimant par :

$$P_{ml,m-r} = \int_0^g \frac{\mu_o L_s}{l_{pm} + \pi x} dx , \quad \text{vraie pour } \delta > 2 \quad (64)$$

$$P_{ml,m-r} = \int_0^{\tau_f} \frac{\mu_o L_s}{l_{pm} + \pi x} dx , \quad \text{vraie pour } \delta < 2 \quad (65)$$

Alors :

$$\begin{cases} P_{ml,m-r} = \left(\frac{\mu_o L_s}{\pi} \right) \ln \left(1 + \frac{\pi g}{l_{pm}} \right) = \left(\frac{\mu_o L_s}{\pi} \right) \ln(1 + \pi \varepsilon) , & \text{vraie pour } \delta > 2 \\ P_{ml,m-r} = \left(\frac{\mu_o L_s}{\pi} \right) \ln \left(1 + \pi \frac{\tau_f}{l_{pm}} \right) = \left(\frac{\mu_o L_s}{\pi} \right) \ln \left(1 + \pi \frac{\delta}{\varepsilon} \right) , & \text{vraie pour } \delta < 2 \end{cases} \quad (66)$$

Les flux de fuite existants entre aimants et entre aimant et rotor (flux d'un pôle se rebouclant sur lui-même) ont un impact sur la densité de l'induction magnétique dans l'entrefer plus au moins importante en fonction des paramètres adimensionnels précédemment introduits. De la même manière, plus l'entrefer est important, plus les lignes de flux, partant d'un pôle, tendront à se reboucler sur elles même. La réluctance magnétique des autres corps constituant la machine peut être évaluée par la relation suivante :

$$d\mathcal{R} = \frac{dl}{\mu S} \quad [H^{-1}] \quad (67)$$

La réluctance magnétique équivalente d'un aimant plat (valide aussi pour un élément radial lorsque $l_{pm} \ll R_{er}$ avec R_{er} le rayon à la base du rotor [Hanselman]), est donnée par la relation suivante :

$$\mathcal{R}_m = \frac{l_{pm}}{\mu_r \mu_o \alpha_m \tau_p L_s} = \frac{1}{\mu_r \mu_o (\gamma - \varepsilon \delta) L_s} \quad [H^{-1}] \quad (68)$$

α_m , étant le facteur de concentration ou d'épanouissement, fonction de l'écartement entre deux aimants consécutifs

$$\alpha_m = \frac{S_{aimant}}{S_{pôle}} = \frac{\tau_p - \tau_f}{\tau_p} = \frac{\gamma - \varepsilon \delta}{\gamma} \quad (69)$$

De la même manière la réluctance magnétique de l'entrefer est fonction de la longueur d'entrefer g effective, en prenant en compte le coefficient de Carter dans les cas de stator encoché afin de prendre en compte la variation de la perméance due à la présence des ouvertures d'encoche.

$$\mathcal{R}_g = \frac{k_c g_c}{\mu_o \tau_p L_s} \quad [H^{-1}] \quad (70)$$

Le coefficient de Carter est donné par [Pyrhonen-2nd] et est généralement fonction de la position pour un stator doté de dents :

$$k_c^{-1} = 1 + \frac{w_s}{\tau_{si}(5 g_c / w_s + 1)} \quad (71)$$

$$g_c(\theta) = g(\theta) + \frac{l_{pm}}{\mu_r} \quad (72)$$

et w_s est l'ouverture d'encoche. Dans notre approche, nous considérons un stator lisse (pas d'encoche) donc $k_c = 1$.

$$\mathcal{R}_g = \frac{1}{\mu_0 L_s} \frac{\varepsilon}{\gamma} \quad [\text{H}^{-1}] \quad (73)$$

On constate que pour garder le même niveau d'induction à l'entrefer en négligeant fuites et effet d'encochage, on doit réduire la longueur d'entrefer (g), en lien avec l'augmentation du nombre de paire de pôles (p). Ceci équivaut à maintenir le rapport entre ε et γ constant. Cela peut s'associer avec des applications à entraînement direct où les vitesses tangentielles peuvent être faibles permettant de réduire la taille du manchon de maintien rotorique communément appelé frette.

En considérant donc un stator lisse et un matériau ferromagnétique idéal, le circuit électromagnétique équivalent à vide peut être schématisé et simplifié de la manière suivante :

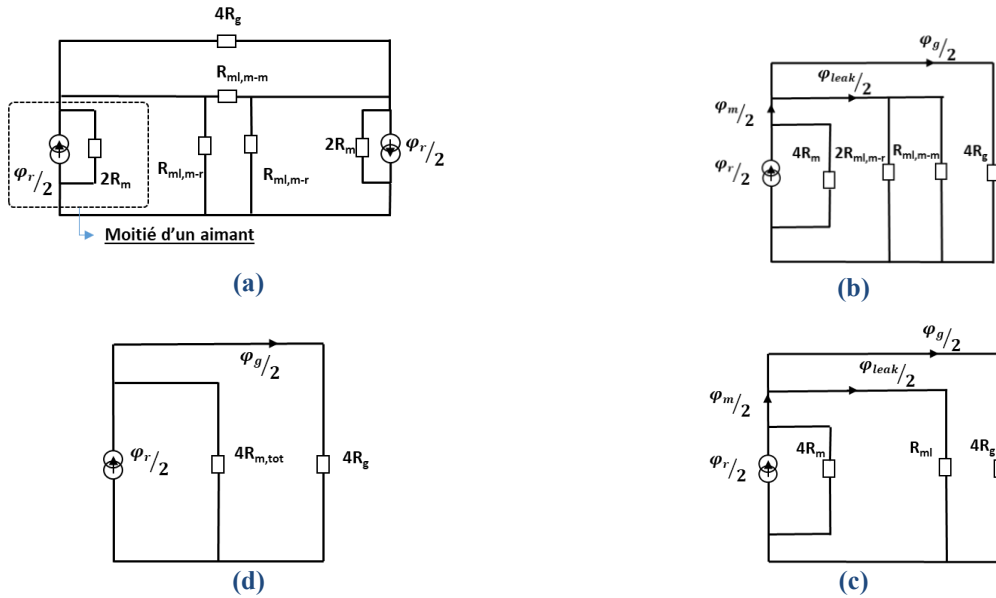


Figure 3-21 : Circuit électromagnétique équivalent à vide [Tsai]-[Qu-Lipo]-[Gong-Xu-Xin]-[Strous] et ses respective simplifications de (a) à (c).

Les expressions analytiques des réluctances équivalente ($1/P$ [H^{-1}]) du modèle à paramètres concentrés simplifié en Figure 3-21 peuvent être exprimées de la sorte :

$$\mathcal{R}_{ml} = \frac{2\mathcal{R}_{ml,m-m}\mathcal{R}_{ml,m-r}}{2\mathcal{R}_{ml,m-m} + \mathcal{R}_{ml,m-r}} \quad (74)$$

$$\mathcal{R}_{ml,g} = \frac{\mathcal{R}_g\mathcal{R}_{ml}}{4\mathcal{R}_g + \mathcal{R}_{ml}} \quad (75)$$

$$\mathcal{R}_{m,tot} = \frac{\mathcal{R}_m 2\mathcal{R}_{ml,m-m}\mathcal{R}_{ml,m-r}}{2\mathcal{R}_{ml,m-m}\mathcal{R}_{ml,m-r} + 4\mathcal{R}_m\mathcal{R}_{ml,m-r} + 8\mathcal{R}_m\mathcal{R}_{ml,m-m}} \quad (76)$$

$$\mathcal{R}_{m,tot} = \frac{\mathcal{R}_m}{1 + 2\frac{\mathcal{R}_m}{\mathcal{R}_{ml,m-m}} + 4\frac{\mathcal{R}_m}{\mathcal{R}_{ml,m-r}}} = \frac{\mathcal{R}_m}{1 + 2\eta + 4\lambda} = \frac{\mathcal{R}_m}{k_{ml}} \quad (77)$$

Le coefficient qui prend en compte les fuites peut donc être exprimé de la manière suivante :

$$k_{ml} = \mathcal{R}_m / \mathcal{R}_{m,tot} \quad (78)$$

Avec [Hanselman] :

$$k_{ml} = 1 + 2\eta + 4\lambda = 1 + 2 \frac{1}{\pi \mu_r (\gamma - \varepsilon \delta)} \left[\ln \left(1 + \frac{\pi}{\delta} \right) + 2 \ln \left(1 + \pi \frac{\delta}{\varepsilon} \right) \right] \quad (79)$$

On montre ainsi la relation entre les paramètres adimensionnels introduits précédemment et le coefficient de fuite. On obtient le flux à l'entrefer comme étant :

$$\varphi_g = \frac{\mathcal{R}_{m,tot}}{\mathcal{R}_{m,tot} + \mathcal{R}_g} \varphi_r = \frac{\varphi_r}{1 + \frac{\mathcal{R}_g}{\mathcal{R}_m} k_{ml}} = \frac{1}{1 + \left(\frac{\mu_r k_c}{P_c} \right) k_{ml}} \varphi_r \quad [\text{Wb}] \quad (80)$$

De même, le flux quittant l'aimant est estimé par la relation suivante :

$$\varphi_m = \frac{\mathcal{R}_{ml,g}}{\mathcal{R}_m + \mathcal{R}_{ml,g}} \varphi_r = \frac{1 + \frac{\mathcal{R}_g}{\mathcal{R}_m} (k_{ml} - 1)}{1 + \frac{\mathcal{R}_g}{\mathcal{R}_m} (k_{ml})} \varphi_r = \frac{1 + \frac{\mu_r k_c}{P_c} (k_{ml} - 1)}{1 + \frac{\mu_r k_c}{P_c} (k_{ml})} \varphi_r \quad [\text{Wb}] \quad (81)$$

Où le flux rémanent est équivalent à :

$$\varphi_r = B_r \tau_p \alpha_m L_s \quad [\text{A/Wb}] \quad (82)$$

P_c est le coefficient de perméance :

$$P_c = \frac{l_{pm}}{g_c \alpha_m} = \frac{\mu_r (\varepsilon \mu_r + 1) (\gamma - \varepsilon \delta)}{\gamma} \quad (83)$$

L'induction dans l'entrefer, pour une distribution carrée comme celle illustrée en Figure 3-22, est donné alors par :

$$B_g(\theta_e) = \frac{4}{\pi} \frac{\alpha_m}{1 + \left(\frac{\mu_r k_c k_{ml}}{P_c} \right)} B_r \sum_{v=1,2,3}^{\infty} \frac{1}{v} \sin(v\theta_e) \quad [\text{T}] \quad (84)$$

Et

$$B_g(\theta_e) = \frac{8}{\pi^2} \frac{\alpha_m}{1 + \left(\frac{\mu_r k_c k_{ml}}{P_c} \right)} B_r \sum_{v=1,2,3}^{\infty} \frac{\sin(v\alpha) + \sin[v(\pi - \alpha)]}{v^2} \sin(v\theta_e) \quad [\text{T}] \quad (85)$$

Pour une induction de type trapézoïdale, où α est un coefficient évalué selon [MAT-12] - [Boubaker-16] tenant compte de l'épanouissement. De même pour B_m

$$B_m = \frac{4}{\pi} \frac{1 + \frac{\mu_r k_c}{P_c} (k_{ml} - 1)}{1 + \frac{\mu_r k_c}{P_c} (k_{ml})} B_r \sum_{v=1,2,3}^{\infty} \frac{1}{n} \sin(v\theta_e) \quad [\text{T}] \quad (86)$$

Des expressions similaires peuvent être retrouvées dans [Hanselman]-[Azzouzi], néanmoins dans ce cas l'auteur ne tenait pas compte des fuites entre rotor et aimants.

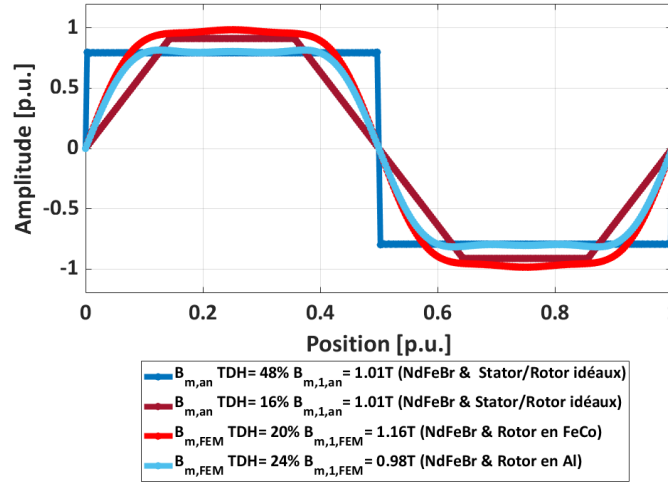


Figure 3-22 : Comparaison en distribution de la densité de flux à la surface de l'aimant avec celle issue du modèle éléments finis pour $w_s = 1\text{ mm}$ et $\tau_r = 1\text{ mm}$.

Le facteur de fuite est alors pour $\delta < 2$ exprimé par

$$\sigma_l = \frac{\varphi_m}{\varphi_g} = 1 + \frac{2k_c}{\pi P_c(\gamma - \delta\varepsilon)} \left[\ln \left(1 + \frac{\pi}{\delta} \right) + 2 \ln \left(1 + \pi \frac{\delta}{\varepsilon} \right) \right] \quad (87)$$

Le flux de fuite est ainsi donné par :

$$\varphi_{leak} = \varphi_m - \varphi_g = \varphi_g(\sigma_l - 1) = \varphi_g(k_{lm} - 1) \frac{k_c}{P_c} \mu_r \cong \varphi_g \left(\frac{2\eta + 4\lambda}{\varepsilon + 1} \right) \left(\frac{\gamma - \varepsilon \delta}{\gamma} \right) \quad (88)$$

Hormis, le cas des AlNiCo ($\mu_r \cong 2,5$ à 5), les perméabilités relatives des aimants sont comprises entre $1,05$ et $1,4$. Les fuites entre rotor et aimant deviennent prépondérantes dès lors que $\delta > \varepsilon$ avec $\varepsilon < 1$. En effet pour $\delta < 2$, comme on peut l'extraire des relations suivantes, le rapport entre fuites et flux d'entrefer peut être exprimé par la relation suivante :

$$\frac{\varphi_{leak}}{\varphi_g} \propto 2 \frac{1}{\pi(\varepsilon + 1)\gamma} \left[\ln \left(1 + \frac{\pi}{\delta} \right)_{m-m} + 2 \ln \left(1 + \pi \frac{\delta}{\varepsilon} \right)_{m-r} \right] \quad (89)$$

On remarque donc que ces fuites ne peuvent pas être négligées. Même si ces relations ne sont vraies que si l'on considère la réluctance magnétique associée au stator et au rotor comme nulle, elles montrent le lien direct entre les paramètres adimensionnels introduits dans l'étude paramétrique et les fuites à l'entrefer. On voit particulièrement que les fuites augmentent avec le nombre de pôles, pour un diamètre, un entrefer et un espacement entre aimants donné.

$$\frac{\varphi_{leak}}{\varphi_g} \propto p \quad (90)$$

Ceci provient du fait que la section d'aimant utile sous un pôle se réduit. La modélisation d'un motif Halbach discrétisé par 2 segments par pôle peut être vu comme la superposition d'un motif radial plus une source additionnelle de flux placée entre les deux déjà présentes. Le schéma en Figure 3-23 illustre ce concept :

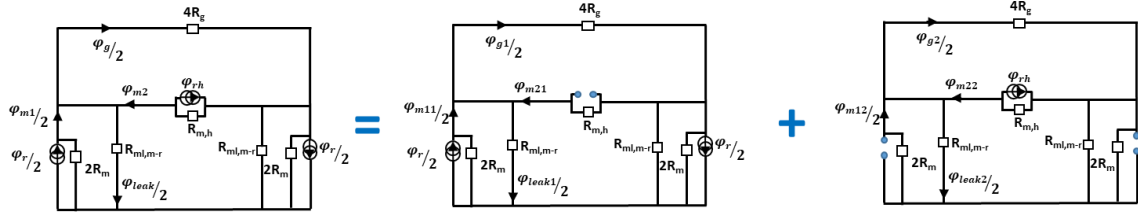


Figure 3-23 : Circuit électromagnétique équivalent à vide d'une configuration Halbach exploitant le principe de superposition.

Après quelques simplifications

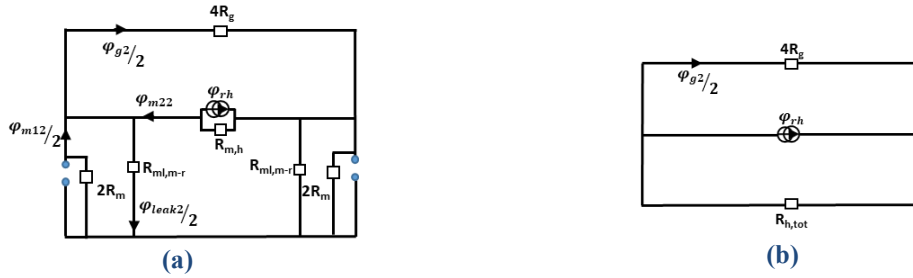


Figure 3-24 : Simplification du modèle.

En exploitant les mêmes relations précédemment introduites, cette fois ci appliquées au circuit équivalent illustré en Figure 3-24 on obtient :

$$\varphi_{g2} = \frac{\mathcal{R}_{h,tot}}{\mathcal{R}_{h,tot} + 4\mathcal{R}_g} 2\varphi_{rh} = \frac{1}{1 + 4 \left(\frac{\mu_r k_c}{P_{c,h}} \right) k_{ml,2}} 2\varphi_{rh} \quad [\text{Wb}] \quad (91)$$

Où

$$\varphi_{rh} = B_r \tau_h L_s \quad [\text{A/Wb}] \quad (92)$$

Et

$$\mathcal{R}_{h,tot} = \frac{\mathcal{R}_{m,h}}{1 + \frac{\mathcal{R}_{m,h}}{2\mathcal{R}_{ml,m}}} = \frac{\mathcal{R}_{m,h}}{1 + \frac{\mathcal{R}_{m,h}}{4\mathcal{R}_m} (1 + 2\lambda)} = \frac{\mathcal{R}_{m,h}}{1 + \frac{\lambda_h}{4} (1 + 2\lambda)} = \frac{\mathcal{R}_{m,h}}{k_{ml,2}} \quad (93)$$

Avec

$$\mathcal{R}_{ml,m} = \frac{2\mathcal{R}_m}{1 + 2\mathcal{R}_m/\mathcal{R}_{ml,m-r}} = \frac{2\mathcal{R}_m}{1 + 2\lambda} \quad (94)$$

Le fondamental de l'induction dans l'entrefer, dans le cas d'un motif Halbach pour une distribution rectangulaire telle que celle illustrée en Figure 3-22, est donné alors par superposition par :

$$B_{g,1} = \frac{4}{\pi} \left[\frac{R_{mp\delta=0} - \delta\varepsilon/\gamma}{1 + \left(\frac{\mu_r k_c k_{ml,1}}{P_c} \right)} + \frac{(2 - R_{mp\delta=0} - 4\delta\varepsilon/\gamma)}{1 + 4 \left(\frac{\mu_r k_c k_{ml,2}}{P_{c,h}} \right)} \right] B_r \quad [\text{T}] \quad (95)$$

On voit qu'une configuration Halbach est très impactée par la valeur de δ et que cet impact devient de plus en plus important avec l'augmentation du nombre de paires de pôles. P_c , pour un entrefer lisse, est donné par :

$$P_c = \frac{\mu_r}{(\varepsilon\mu_r + 1)(R_{mp\delta=0} - \delta\varepsilon/\gamma)} \quad (96)$$

Et $P_{c,h}$

$$P_{c,h} = \frac{l_{pm}}{\tau_h} \frac{\tau_p}{g_c} = \frac{2\mu_r}{(\varepsilon\mu_r + 1)(2 - R_{mp_{\delta=0}} - 4\delta\varepsilon/\gamma)} \quad (97)$$

Avec les coefficients de fuite évalués de la façon suivante pour $\delta < 2$:

$$k_{ml,1} = 1 + 6 \frac{1}{\pi\mu_r(\gamma - \varepsilon\delta)} \ln \left(1 + \pi \frac{\delta}{\varepsilon} \right) \quad (98)$$

Et

$$k_{ml,2} = 1 + \frac{\mathcal{R}_{m,h}}{2\mathcal{R}_{m,l}} = 1 + \frac{\lambda_h}{4} (1 + 2\lambda) = 1 + \frac{1}{4} \frac{(R_{mp_{\delta=0}} - \delta\varepsilon/\gamma)}{2 - R_{mp_{\delta=0}} - \frac{4\varepsilon}{\gamma}\delta} \left[1 + 2 \frac{\ln \left(1 + \pi \frac{\delta}{\varepsilon} \right)}{\pi\mu_r(\gamma - \varepsilon\delta)} \right], \quad (99)$$

En effet :

$$\lambda_h = \frac{\mathcal{R}_{m,h}}{\mathcal{R}_m} = \frac{\tau_m}{\tau_h} = \frac{R_{mp}}{2 - R_{mp} - \frac{4\varepsilon}{\gamma}\delta}$$

Avec :

$$\frac{\tau_h}{\tau_p} = 1 - \frac{R_{mp_{\delta=0}}}{2} - \frac{2\varepsilon}{\gamma}\delta \quad (100)$$

En se souvenant que :

$$\frac{\tau_m}{\tau_p} = R_{mp_{\delta=0}} - \delta\varepsilon/\gamma \quad (101)$$

L'ensemble de ces relations nous seront utiles lors du prédimensionnement. Les résultats comparatifs radial vs Halbach obtenus par la méthode analytique vs la méthode éléments finis sont présentés Figure 3-22. Les hypothèses sont acceptables si les matériaux composants le rotor et le stator sont de type ferromagnétique et loin de la saturation. Si par contre on considère un rotor amagnétique, exploitant la méthode aux éléments finis, comme on pouvait l'attendre, la diminution du fondamental est très marquée surtout pour des pas polaires importants. D'ailleurs, si on compare le motif Halbach avec le motif radial, en considérant la présence des picots de positionnement, on voit que, comme pour le cas à rotor ferromagnétique, le gain obtenu par une structure Semi-Halbach se réduit avec la diminution du pas polaire pour le même volume d'aimants. La solution radiale peut même présenter des performances supérieures en termes de fondamental de l'induction et de contenu harmonique. Par ailleurs, on peut remarquer, à partir de la Figure 3-26, que :

- ✚ En raison d'une discrétisation du motif Halbach non suffisante, on a une perte de l'ordre de 5 à 10 % de l'induction magnétique en passant à un rotor amagnétique. Cette diminution est plus au moins importante en fonction du paramètre γ .

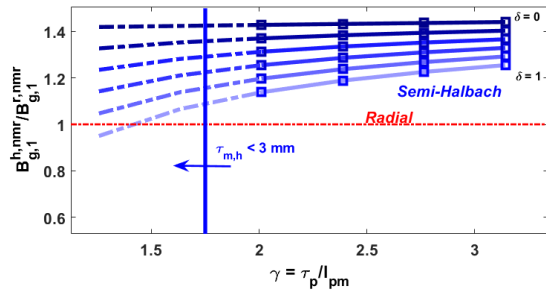


Figure 3-25 : Fondamental de l'induction (relatif) dans l'entrefer en fonction du paramètre γ pour $\varepsilon = 0.125$ dans le cas d'un rotor amagnétique.

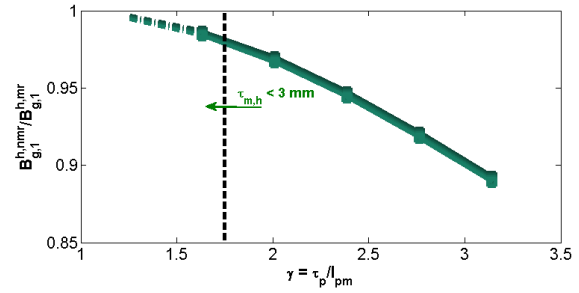


Figure 3-26 : Fondamental de l'induction dans l'entrefer en fonction du paramètre γ pour $\varepsilon = 0.125$ pour une culasse non magnétique par rapport à une magnétique.

La conclusion que l'on peut tirer de cette étude est que lorsque l'on cherche à optimiser une MSAPs en termes de densité de couple massique pour des applications à entraînement direct à basse vitesse de rotation, c.-à-d. lorsque l'on peut se permettre des petits entrefers car la dimension des frettes n'est pas un facteur limitant, une structure à aimantation radiale est à préférer à une de type Halbach. En fait, pour des petits pas polaires et des entrefers restreints, le niveau de fuite obtenu dans une configuration d'aimantation radiale classique se réduit et on peut s'affranchir de l'utilisation d'un rotor ferromagnétique.

3.2.4. Halbach Vs Radiale

L'objectif de la comparaison qui suit est d'évaluer la structure Halbach par rapport à une structure classique à aimantation radiale en terme cette fois-ci de puissance massique développée. La procédure de comparaison est basée sur des considérations de faisabilité. Les paramètres considérés sont les même paramètres γ , ε , δ et R_{mp} adimensionnels définis précédemment. L'objectif est de mettre en évidence l'influence du nombre de paires de pôles sur le choix du type de structure en fonction du type d'application souhaitée et de mettre en évidence les difficultés de faisabilité liées à un nombre élevé de paires de pôles en lien avec l'augmentation de fréquence.

Le Tableau 3-3 résume la comparaison en termes de couple électromagnétique développé par une machine à structure Halbach avec celui d'une structure conventionnelle à aimantation radiale. La comparaison a été menée, à l'aide d'un modèle de MSAPs à bobinage à barres disposées en quartiers, ici présentée, et réalisée avec le logiciel ANSYS Maxwell en fixant les paramètres tels que le nombre de paires de pôles, le diamètre d'alésage, l'épaisseur d'aimant et la longueur d'entrefer, etc., en supposant :

- (1) Le même courant d'alimentation (en considérant une alimentation parfaitement sinusoïdale) ;
- (2) Le même stator (même nombre d'encoches, le même diamètre statorique interne et externe et la même longueur) ;
- (3) Le même diamètre d'alésage et la même hauteur d'aimant ;
- (4) Le même bobinage ;
- (5) La même température de fonctionnement ;
- (6) Le même nombre de paires de pôles.

Les données sont mises sous forme de pourcentage de chute en couple par rapport à la configuration respectant un cahier des charges défini, les pertes en couple en pourcentage dans le cas d'un rotor ferromagnétique (et d'un rotor amagnétique) sont résumées ci-dessous :

	Halbach idéale	Halbach	Radial	Unité
Courant de phase	364			A
Arc polaire relatif	1.93			
Chute ou gain en couple	+13 (+10) ^a	+18 (+14) ^a	0 (-19) ^a	%
Rendement	93.5 ¹² (94)	94.5 (94.5) ^a	93.7 (92.6) ^a	%
Arc d'aimant radial		5.07 (3.87) ^a	7.74	mm
Arc d'aimant azimuthal		2.7 (3.87) ^a		mm
R _{mp}		0.65 (0.5) ^a		

Tableau 3-3 : Comparaison en performance sans aucune contrainte de faisabilité d'assemblage $\delta = 0$ (a) entre parenthèses les cas avec un rotor amagnétique.

Contrairement à ce que l'on prévoyait, un motif Halbach idéal fournit un couple spécifique plus faible, pour le même courant que celui fourni par un motif discrétisé. En effet, bien que le modèle Halbach discrétisé génère un harmonique fondamental de densité de flux plus faible ($B_{h,g,1} = 1,30 \text{ T} < B_{h,\text{idéal},g,1} = 1,48\text{T}$), il a été constaté que les harmoniques spatiaux de la f.m.m. statorique produisent un couple de sortie supérieur en raison d'un faible effet de couplage Vernier.

Cet exemple ne prend pas en compte les considérations de faisabilité ni de coût. En considérant des contraintes de faisabilité ($\tau_m > 3\text{mm}$) et d'assemblage, en prenant en compte par exemple les picots du rotor, dont les dimensions peuvent varier de 0,5 mm à 1 mm, les résultats sont synthétisés ci-après :

¹² Malgré un plus faible taux de distorsion harmonique du flux magnétique au niveau de l'entrefer, la configuration Halbach idéale montre un niveau de pertes plus important, une segmentation opportune des aimants permettrait d'accroître le rendement.

	Semi-Halbach	Radial	Unité
Courant de phase	370		A
Arc polaire relatif	1.93		
Chute ou gain en couple	+5.3 (+4.8) ^a	0 (-19) ^a	%
Rendement	93.8 (93.9)	93.7 (92.44) ^a	%
Arc d'aimant radiale	3.37 (3.37) ^a	6.75 (6.75) ^a	mm
Arc d'aimant azimuthale	3.37 (3.37)		mm
R _{mp}	0.5 (0.5)		

Tableau 3-4: Comparaison en performance considérant les contraintes de faisabilité et d'assemblage $\delta = 1$ (a) entre parenthèses les cas avec un rotor amagnétique.

Comme on peut le constater, pour de petits entrefers, correspondant par ex. à des applications à entraînement direct à faible vitesse ($V_{\text{tang}} < 50$ m/s), et pour un grand nombre de paires de pôles (petit arc polaire), le gain en densité de puissance obtenu avec un motif Halbach rotorique, par rapport à une configuration à aimant radiale conventionnelle, est réduit jusqu'à devenir négligeable dans le cas d'un rotor ferromagnétique. Ce gain devient négatif si l'on considère le fait que la configuration radiale n'est pas à sa limite en nb de paires de pôles pour ce diamètre d'alésage.

Pour un rotor amagnétique, pour un même couple développé, une configuration à aimantation radiale classique nécessite d'un courant de phase de 23% plus important. Par conséquent, un motif Semi-Halbach permet une réduction de 40% des pertes Joule apportant une augmentation de 3% du rendement (94% contre 91%). Néanmoins, aucune augmentation remarquable des performances en termes de moment d'inertie et d'ondulation de couple (5% contre 5,4%) n'a été enregistrée (encoche semi fermées). De plus, un coût et une complexité de fabrication plus élevés doivent être pris en compte pour un motif Halbach, rendant ces améliorations moins intéressantes. Des évaluations supplémentaires sont cependant nécessaires afin d'évaluer les aspects thermiques. Effectivement pour la même surface d'échange, une configuration Halbach atteindrait des niveaux de température plus faibles, néanmoins le coût associé est à considérer et dans une optique d'augmentation du nombre de paire de pôles, le gain obtenu diminue de plus en plus.

Par la suite, on a donc décidé d'opter pour une configuration radiale conventionnelle, nous permettant d'accroître la fréquence électrique de fonctionnement, en concentrant nos efforts dans l'étude des pertes additionnelles dans les barres. Cela nous oblige donc à développer une modélisation plus fine et détaillée afin de représenter le plus finement possible les phénomènes ayant lieu au sein de l'encoche.

4. Mise en place de modèles de dimensionnement

Dans le chapitre précédent, nous avons développé des modèles de prédimensionnement ce qui nous a permis d'obtenir une première estimation du flux dans l'entrefer. Cette étape permet ainsi de réaliser un premier prédimensionnement de la machine. Par la suite, on se penchera donc sur la construction d'un modèle éléments finis paramétrable afin d'évaluer différentes architectures de machine pour trouver la solution optimale répondant à un cahier de charge donné.

4.1. Modélisation paramétrique

Il existe différentes manières de modéliser un système physique, si une solution analytique existe, il est clair que la manière la plus simple et la plus rapide consiste à exploiter ce type de modélisation. Cette modélisation se base sur une résolution formelle des équations mathématiques régissant le système étudié. Dans notre cas, les équations de Maxwell nous fournissent l'expression du potentiel vecteur (ou scalaire [Jin 13]) de l'induction magnétique dans le domaine étudié. Néanmoins, un domaine restreint de validité des hypothèses prises rend souvent trop simpliste la modélisation la rendant ainsi moins adaptable à des nouvelles configurations du système. De la même manière, il existe d'autres types de modélisations comme celle par paramètres concentrés ou plus communément appelée dans la littérature anglo-saxonne « *Lumped Parameter Modelling* » (LPM) en partie traitées au chapitre §3.2.3. Comme pour les méthodes basées sur le potentiel magnétique, celles-ci peuvent prendre en compte les phénomènes de saturation. Dans ce cas, on dit qu'il s'agit d'une méthode de calcul semi-analytique, c.-à-d. que chaque coefficient de la matrice des réluctances est mis à jour dans une boucle de convergence [Liu 15], permettant de tenir en compte des non linéarités liées à la saturation des matériaux. Bien que ces modèles soient simplistes, ils permettent d'avoir une première estimation viable des paramètres clés du dimensionnement d'une machine électrique. Les versions semi-numériques sont souvent préférées aux méthodes éléments finis lors d'un processus d'optimisation par algorithme d'optimisation. En effet, le temps de calcul des modèles éléments finis (EF) peut atteindre une durée d'une journée voire plusieurs jours dans les cas des simulations 3D contre quelques minutes ou seconde pour une simulation semi numérique.

Dans la suite de nos travaux, nous intégrerons un modèle, représentant la machine à vide, à paramètres concentrés de pré dimensionnement cf. §3.2.3, qui nous permettra de trouver une géométrie initiale. Par la suite, on fera appel à un modèle éléments finis pour « optimiser » la géométrie et aboutir à une configuration optimale de la machine. En fait, l'objectif étant d'augmenter le couple massique, tout en minimisant les pertes, une modélisation fine est fondamentale. Cela nous permettra d'évaluer des nouvelles architectures sans que cela remette en question la validité de la modélisation. La modélisation par éléments finis répond à nos contraintes d'adaptabilité par le degré de finesse et de résolution. Les outils numériques de type éléments finis permettent de décrire pratiquement toutes les formes de circuits magnétiques, de conducteurs, etc. Ils offrent aussi un accès facile à des bases de données « matériaux » (conducteurs,

magnétiques, diélectriques), fournissent souvent des outils de génération de maillage adaptatif (en magnétostatique), comme dans le cas de Maxwell¹³, et gèrent les non linéarités de manière automatique.

Néanmoins, il convient de faire attention à la qualité du maillage, aux hypothèses de modélisation et aux erreurs liées au post-traitement. La possibilité d'oubli de facteurs influents est toujours présente dans une modélisation par éléments finis mais moins fréquente qu'en modélisation par paramètres concentrés, étant donné que la modélisation se fait par construction géométrique CAO.

Compte tenu des limites des méthodes à paramètres concentrés, nous poursuivons avec l'approche par élément finis. Pour se faire une routine d'échange des données est mise en place afin que Matlab et Maxwell puissent communiquer entre eux.

- ✚ Matlab : via un fichier .m, appelle le script .vbs dans lequel des instructions sont données à Maxwell.
- ✚ Maxwell : est paramétré afin que la génération, l'analyse du modèle électromagnétique et l'extrait des résultats se fasse de manière automatique à partir d'un vecteur de paramètres d'entrée.

Les informations de définition sont entrées à travers l'écriture de fichiers textes input.txt et output respectivement pour appeler les entrées et les sorties du bloc.

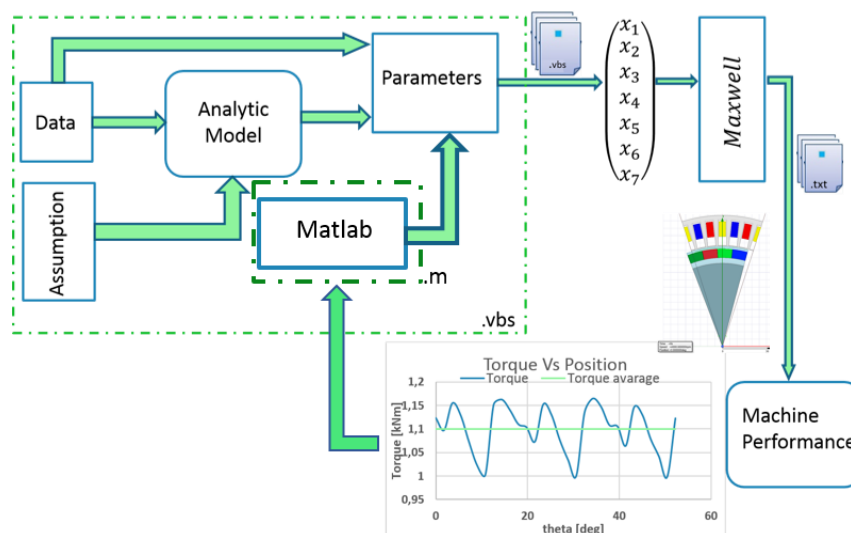


Figure 4-1 : Modélisation paramétrique à partir de Matlab.

Les fichiers CAO et les résultats de sorties sont ensuite générés et transférés à la demande depuis Matlab pendant la phase de mise à jour des graphes de sortie.

¹³ Software développé par Ansoft appartenant à la suite Ansys

4.2. Modélisations électromagnétique et prédimensionnement :

Dans cette section, nous présentons les étapes de prédimensionnement analytique du modèle électromagnétique pour une MSAPs¹⁴. Des modèles analytiques, comme ceux auparavant introduits cf. §3.2.3, modélisant la machine « à vide », peuvent être exploités afin d'évaluer en première approximation les grandeurs utiles au prédimensionnement (induction, hauteur culasse, L_{fer} ...). Le dimensionnement d'une machine électrique est un processus itératif complexe, où des hypothèses de base sont prises afin de fixer de manière préliminaire certains paramètres. Ensuite, la machine est étudiée de manière plus fine, une modélisation électromagnétique est menée et enfin le système de refroidissement est dimensionné à la suite d'une modélisation thermique. Si les performances atteintes ne respectent pas le cahier de charge, le cycle de dimensionnement recommencera en modifiant de manière cohérente les dimensions de la machine, comme le diamètre d'alésage à l'entrefer et la densité de courant dans l'encoche ou encore en utilisant des matériaux constituant la machine plus performante.

L'approche de dimensionnement normalement utilisée par les concepteurs de machines électriques se base sur un certain nombre d'hypothèses et valeurs fixées de manière empirique comme par exemple la charge linéique de courant, la densité de courant dans l'encoche... Des tables provenant de la littérature comme par exemple dans [Pyrhonen-2nd] sont mises à disposition du concepteur Tableau 2-1 au chapitre §2.3.2. Toutefois, comme indiqué précédemment, ce genre d'approche est limité, d'une part puisqu'elle considère que les pertes Joule sont la principale source de chaleur, et deuxièmement puisqu'elle se base sur des données empiriques (donc pour des cas bien définis). C'est pour cela qu'il est préférable de fixer les pertes totales par unité de surface d'échange, plutôt que de fixer le produit de la densité de courant par la charge linéique. Les pertes surfaciques sont donc ici définies comme étant :

$$PS_{\text{totales}} = \frac{Pertes_{\text{totales}}}{\pi \cdot D_{es} \cdot \left(L_s + \frac{D_{es}}{2} \right)} \quad (102)$$

Et les pertes massiques comme étant :

$$PM_{\text{totales}} = \frac{Pertes_{\text{totales}}}{m_{\text{active}} + m_{tb}} \quad (103)$$

Le schéma synoptique suivant résume l'approche logique et les calculs analytiques de prédimensionnement :

¹⁴ MSAPs : Machine Synchrone à Aimants Permanents Surfaciques

Figure 4-2: Schéma synoptique de dimensionnement.

4.2.1. Pertes HF dans les aimants

En raison des pertes rotoriques élevées dans des machines haute fréquence, on s'intéresse ici au calcul des pertes générées au rotor et en particulier dans les aimants. De nombreuses études abordent l'évaluation analytique de ces pertes [Aslan-13] – [Bianchi-07] – [Huang-10] – [Bettayeb-10]. Toutefois, il est difficile de déduire un modèle général et suffisamment précis de ces pertes. Pour cela, dans ces travaux, les pertes par courants de Foucault dans les aimants permanents sont calculées numériquement par Maxwell, ceci permet de s'affranchir des hypothèses communément prises lors d'un calcul analytique où un chemin rectangulaire comme l'indique la Figure 4-3 est souvent supposé.

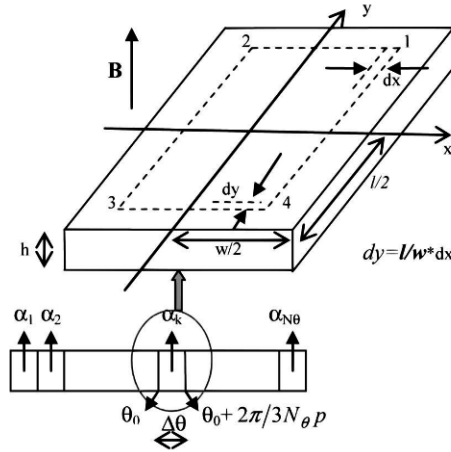


Figure 4-3 : Courant de Foucault dans les aimants [Huang-10].

Cette hypothèse n'est pas toujours suffisamment précise, car l'épaisseur de pénétration des courant induits peut être inférieure à la taille d'aimant. Ces phénomènes donnent naissance à des boucles de courant plus complexes à modéliser de manière analytique. Dans le cas générale les pertes par courant de Foucault dans les aimants permanents sont données par l'équation suivante :

$$P_{aim} = \iiint \vec{E} \cdot \vec{J} dV = \iiint \frac{\vec{J}(x, y, z)}{\sigma_{aim}} \cdot \vec{J}(x, y, z) dV \quad (104)$$

Afin de réduire les pertes engendrées par la haute fréquence au rotor, une solution est investiguée par [Sawada]. Cette solution consiste à court-circuiter les résistances électriques équivalentes du rotor et des aimants au travers d'une plaque fine à très haute conductivité. Cet effet est appelé par l'auteur « damping effect ». Un effet tout à fait similaire appelé « effet écran » dans [Boubaker-16] a été analysé afin de quantifier la diminution de pertes dans les aimants dans le cas où l'on utilise une frette conductrice à la surface des aimants. Toutefois, les pertes dans cette dernière augmentent de manière substantielle. De manière classique, les aimants sont souvent segmentés dans la direction longitudinale et circonférentielle. Pour des pas polaires réduits, il est compliqué sinon impossible de segmenter dans la direction circonférentielle. Une autre solution consiste à reproduire des rainures de la profondeur de peau sur la surface externe des aimants, limitrophe aux dents statoriques, cela dans le but d'augmenter le parcours vu par les courants de Foucault, afin de réduire l'effet de peau.

4.2.2. Structure à barres massive HF

Dans [Boubaker-16], l'auteur développe un prototype fonctionnant à très haute fréquence électrique, environ 1.6 kHz, en augmentant le nombre de paires de pôles, ce qui lui a permis de réduire le volume des circuits magnétiques et donc la masse (cf. §1.4.4). Des pertes Joule par courant alternatif (AC) additionnelles représentent le principal inconvénient du fonctionnement à ces plages de fréquences. En particulier, les pertes par courants de Foucault, y compris les pertes par effet de peau et les pertes par effet de proximité, augmentent sensiblement avec la fréquence, spécialement dans des conducteurs massifs¹⁵. Dans [Boubaker-16] et [Zhang-Jahns-14] des conducteurs massifs de forme rectangulaire, sont analysés dans le but d'augmenter la puissance massique des machines électriques. Comme précédemment énoncé (cf. §2.3.2.1) l'utilisation d'un bobinage à barres massives au lieu d'un bobinage classique filaire permet d'augmenter la section de cuivre par rapport à celle de l'isolant, réduisant les pertes par courant continu (DC) et améliorant l'échange thermique cf. §2.3.2. Toutefois des pertes additionnelles apparaissent. L'association d'un bobinage massif avec une distribution par quartiers nécessitant un nombre inférieur d'encoches permet, à nombre égal de paires de pôles, l'utilisation de barres plus larges, réduisant ainsi les pertes additionnelles dues aux phénomènes de refoulement car la reluctance de fuite d'encoche est accrue. C'est ce que l'on traitera par la suite.

4.2.2.1. Phénomènes AC dans les conducteurs

Classiquement, la principale source de pertes dans une machine électrique ce sont les pertes Joule. Dans Ansys Maxwell, conducteur « *stranded* » signifie que seules les pertes DC sont évaluées. Il s'agit d'une modélisation cohérente avec la physique lorsque le nombre de conducteurs est élevé et que la fréquence électrique est relativement faible. Cela n'est plus valide avec l'augmentation de la fréquence. En effet, les pertes additionnelles ne sont plus négligeables en fonctionnement AC. Ces pertes sont notamment provoquées par des effets de :

-  Peau ;
-  Proximité ;
-  Inductance ;

Effet pelliculaire et effets de proximité :

L'effet de peau ou effet pelliculaire, comme le nom l'indique, est un phénomène qui engendre une répartition hétérogène du courant dans le conducteur.

¹⁵ Un bobinage est dit massif lorsqu'aucune transposition est effectuée, chaque brin composant les faisceaux du bobinage conserve la position le long du stator et dans l'encoche qui suit.

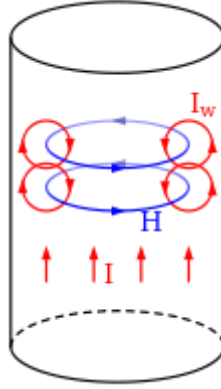


Figure 4-4 : Effet de peau classique dans un conducteur rond dans l'air [Wikipedia-3].

Ce phénomène réduit la section effective du conducteur, augmentant la résistance électrique à la circulation du courant. Dans ce cas, les pertes dues à ce phénomène sont minimisées en choisissant un diamètre de conducteur approprié, inférieur à la profondeur de peau (δ_{peau}) définie par [Pyrhonen-2nd] :

$$\delta_{\text{peau}} = \sqrt{\frac{2}{\omega_e \mu_0 \mu_r \sigma_c}} \quad [m] \quad (105)$$

Ce cas ne considère que les effets générés par le champ propre au conducteur, entouré d'air. Dans un cas à plusieurs conducteurs proches, par la loi de Lenz un courant est produit par induction dans le deuxième conducteur. De la même manière cet effet modifie la distribution du courant par interaction avec le champ magnétique induit par une source externe telle que des conducteurs limitrophes, ou par les aimants.

Pour ce dernier, plus l'ouverture d'encoche est importante, plus ce phénomène est conséquent. Il est néanmoins possible de minimiser ce phénomène en choisissant correctement sa valeur. En effet, les barres sont insérées axialement à l'intérieur de l'encoche du stator. L'ouverture de l'encoche peut donc être définie afin de minimiser les pertes dues à la proximité de l'aimant en s'assurant que l'isthme ne sature pas localement [Boubaker-16]. A contrario, les phénomènes de refoulement dus aux effets de frange se réduisent en augmentant l'ouverture d'encoche. Un optimum est alors à trouver [Boubaker-16] en prenant également en compte le couple cible et les ondulations de couple

Effet de peau simple face :

Lorsque le conducteur est entouré d'un circuit magnétique, les flux de fuites transverses à l'encoche interagissent avec ceux provoqués par les effets décrits ci-dessus, en complexifiant ainsi la distribution du courant Figure 4-5. Le champ magnétique de fuite H induit, dans les conducteurs massifs, des courants de Foucault longitudinaux variables dans le temps. Ainsi, un courant variant dans le temps se distribue de manière inégale ce qui fait que la densité de courant dans la section inférieure du conducteur (plus proche de l'entrefer) est supérieure à la densité de courant au fond de l'encoche.

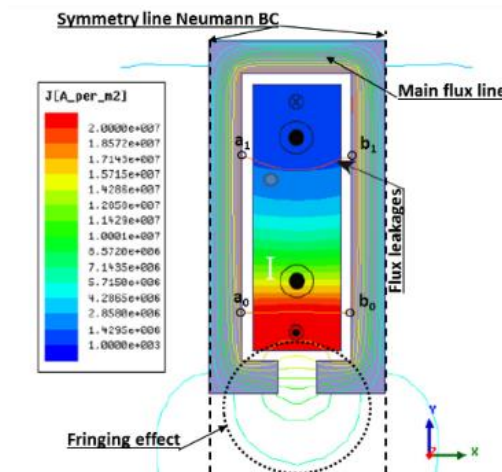


Figure 4-5 : Simulation éléments finis simplifiée pour la prévision de perte Joule AC

Remarque

Ce phénomène est plus marqué où le chemin est le moins impédant (où la valeur de l'inductance est la plus basse), c'est pour cette raison qu'il est appelé effet d'inductance dans [Boubaker -16]-[Delphin-14].

Par conséquent, comme pour l'effet de peau classique, cet effet réduit la zone active du conducteur, effectivement traversée par le courant. Ainsi, ce phénomène augmente la résistance de la barre et réduit l'inductance du conducteur [Pyrhonen-2nd]. Selon les normes IEC (*International Electrotechnical Commission*), cet effet peut être appelé « effet de peau à champ externe » (également appelé : effet de concentration de courant dans [Boubaker-16], ou effet de peau simple face dans [Pyrhonen-2nd]).

Motivation de l'étude :

Les solutions communément employées pour la minimisation des pertes Joule en AC des machines électriques sont essentiellement de deux types : la multiplication des conducteurs formant la bobine avec réduction de la taille de chaque brin (inférieure à l'épaisseur d'effet de peau) et la transposition des brins (de $n_b \geq 3$) au sein de l'encoche (chaque brin ne conserve pas sa position dans l'encoche mais elle évolue dans la longueur axiale pour que chaque brin embrasse le même flux, Figure 4-6 (a) et (b), dans le cas des machines rotatives radiales). On peut aussi réaliser la transposition des brins au niveau des têtes de bobines (moins efficace), figure 1 (c) et (d).

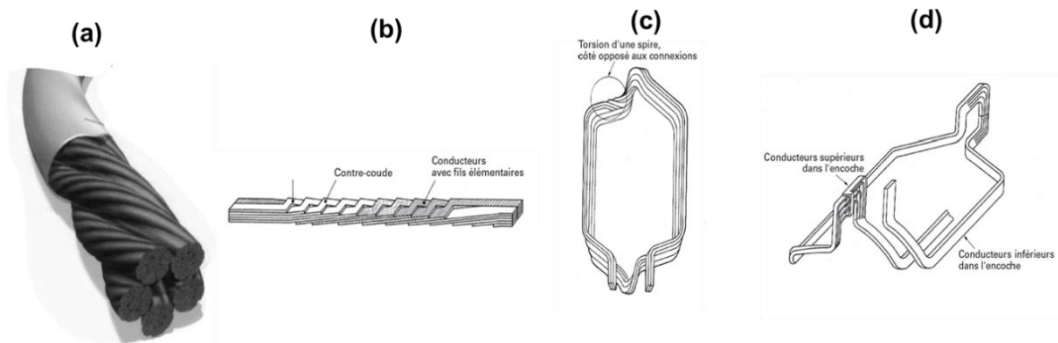


Figure 4-6: Transposition des conducteurs : (a) Fils transposés de type Litz¹⁶ (plusieurs brins assemblés en torons) (b) Barres transposées de type Roebel (c) Barres transposées au niveau des têtes de bobine (d) Barres transposées par cavaliers.

Ces solutions permettent, dans la plupart des cas, d'obtenir une réduction des pertes additionnelles, mais le facteur de remplissage en est affecté (augmentation de la surface isolante face à celles des conducteurs), ce qui augmente la résistance thermique équivalente. La géométrie des têtes de bobine est notablement complexifiée. Une solution pour augmenter la compacité de la machine consiste donc d'une part dans la minimisation des isolants et d'autre part dans la simplification des géométries des têtes de bobine.

Le calcul correct des pertes à haute fréquence est crucial. En raison de la complexité des géométries des enroulements et des interactions entre conducteurs, il est difficile de trouver une solution analytique générale pour le calcul des pertes Joule générées dans des conducteurs solides à haute fréquence. Toutefois, plusieurs méthodes existent [Reatti-02]-[Ferreira-94]. La méthode par éléments finis a été utilisée dans ce travail pour évaluer avec précision les pertes dans les barres conductrices pour différentes formes et plusieurs conducteurs permettant ainsi d'élargir notre étude à des cas plus complexes et de généraliser ainsi à des machines de plus haute tension. Aujourd'hui, en dehors des approches de Dowell, de Ferreira [Dowell-66]-[Ferreira-94] et de celle de LEEC « Lumped Element Equivalent Circuit », il n'existe aucun moyen analytique de prévoir ces pertes AC. Leur prise en compte par une simulation éléments finis requiert, en haute fréquence, un maillage très fin qui devient souvent prohibitif [Besri-11]. Nous allons donc adapter le modèle analytique présenté ci-après afin d'en étudier le domaine de validité et si nécessaire le corriger afin de minimiser l'erreur entre modèle analytique et modèle fin aux éléments finis. Le modèle éléments finis analysé, illustré en Figure 4-5, est un modèle simplifié ne tenant compte que des conducteurs et de leurs circuit statorique. Comme démontré dans [Boubaker-16] cette approche semble suffisamment précise, car l'effet de proximité des aimants sera minimisé par le choix optimal de la taille d'ouverture d'encoche.

a. Forme des conducteurs et nombre

Dans [Carsten-86], [Pyrhonen-2nd] et [Hanselman], des relations analytiques permettant d'évaluer les pertes AC sont recensées dans le cas de conducteurs de section rectangulaire. Ces relations sont basées sur

¹⁶ Ce nom provient d'une erreur de traduction du terme allemand Litzendraht qui signifie fils multibrins, qui vient de Litzen = tresses [wikiversité].

les travaux de Dowell en 1966. Par la suite, ces travaux de [Dowell-66] ont été repris et complétés par [Perry-79] et [Spreen-90]. On peut également citer à ce sujet les travaux de [Nan-03] -[Nan-04] pour des alimentations sinusoïdales et [Venkatraman-84] pour d'autres types d'alimentations. On définira ici les pertes totales dans le bobinage comme étant :

$$P_{AC} = P_{DC} + P_{Add} \quad (106)$$

Ces pertes AC peuvent être exprimées de la sorte :

$$P_{AC} = k_{AC} P_{DC} \quad (107)$$

Selon la représentation de Dowell, on introduit une résistance en série avec celle équivalente en continu (DC) du conducteur et on ajuste son expression pour qu'elle traduise l'augmentation des pertes totales. Le modèle de Dowell¹⁷ donne une bonne approximation sous une gamme de fréquence limitée, considérant les hypothèses suivantes [Dowell-66]-[Ouyang-11]-[Delphin-14] :

- I. Le bobinage est constitué de barres conductrices occupant toute la largeur de l'encoche ;
- II. L'épaisseur des barres est beaucoup plus petite que le rayon de courbure (la courbure est négligée) [Ferrieux-Forest-99] ;
- III. Le noyau idéalement laminé est non perforé a une perméabilité très élevée ;
- IV. Le bobinage est constitué d'une ou de plusieurs couches de barres ayant la même épaisseur et situé entre un zéro et un maximum de la force magnétomotrice ;
- V. Les distances entre les spires consécutives, entre les couches adjacentes et entre le bord du conducteur et le noyau magnétique sont faibles ;
- VI. Les barres ont la même hauteur ;
- VII. Le courant d'alimentation est sinusoïdal ;
- VIII. Pas de présence d'autres sources externes de flux.

Les hypothèses I, II et III garantissent que le problème est réduit à une seule dimension, ce qui implique que les lignes de champ magnétique suivent parfaitement le circuit magnétique et que le champ H ne varie qu'en fonction de y . Nous admettons ainsi que le champ H , dans l'encoche, est parallèle à l'axe des abscisses et qu'il ne dépend que de la seule variable y (cf. Figure 4-7). La condition IV permet l'estimation de l'expression des constantes d'intégration [Ouyang-11] - [Ferrieux-Forest-99] et la condition VI et VII sont ici imposées pour simplifier l'écriture de la relation (122). Il est bien sur possible d'étendre la validité de cette expression en éliminant ces conditions. La condition VIII exclus la présence d'un flux principale provenant d'aimants en proximité. Ces effets peuvent être traités séparément, si l'on admet qu'il n'y ait pas saturation du circuit magnétique [Grellet-89]. Le modèle simplifié considéré est représenté en Figure 4-7 [Dowell-66]. H_a et H_b représentent les champs magnétiques générés par des sources internes (provenant du

¹⁷ Ce modèle n'est valide que dans le cas de conducteurs traversés par un courant propre au conducteur même [Carsten-86].

conducteur et externes (par d'autres conducteurs à proximité). Il est à noter qu'aucun effet de frange est considéré par cette approche. Il en est de même pour les flux de fuite (Hypothèse III) et pour le champ des aimants. Le flux total traversant le conducteur peut être décomposé, selon l'approche [Spreen-90] - [Nan-04] en deux contributions, générées par un champ magnétique externe uniforme H plus un H_0 équivalent au cas où le courant aurait une distribution uniforme dans le conducteur.

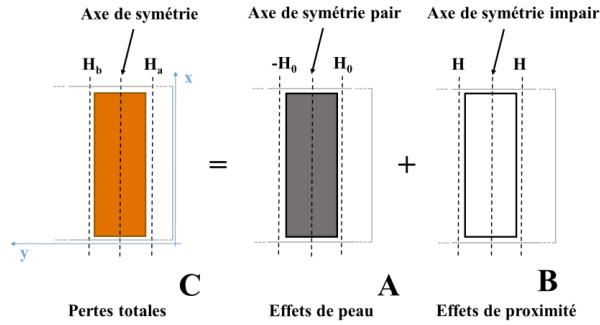


Figure 4-7 : Décomposition des pertes totales en pertes par effet de peau et par proximité à d'autres conducteurs [Nan-04] - [Ferreira-94].

Si on néglige les effets de peau (condition acceptable lorsque $h_{bar} < \delta_{peau}$), on peut diviser le conducteur en deux parties symétriques avec une égale distribution de courant, cela augmente les pertes par rapport à un fonctionnement en DC (Figure 4-7 A), mais aucun courant résultant est induit dans le conducteur [Nan-04]. Dans ce cas, faisant référence à la Figure 4-7, le champ H_0 est donné par les champs H_a et H_b évalués dans la configuration Figure 4-7 C aux cotés du conducteur. La configuration Figure 4-7 B est utilisée pour évaluer les effets de proximité.

$$H = \frac{H_a + H_b}{2} \quad \text{et} \quad H_0 = \frac{H_a - H_b}{2} \quad (108)$$

Une approche de linéarisation consiste à exploiter le théorème d'ampère comme suit :

$$\oint H dl = H(y)b(y) \quad (109)$$

- pour $h_1 < y < h_2$:

$$H(y) = \frac{1}{b(y)} \left(\frac{y - h_1}{h_2 - h_1} \right) NI \quad (110)$$

- pour $y > h_2$:

$$H(y) = \frac{NI}{b(y)} \quad (111)$$

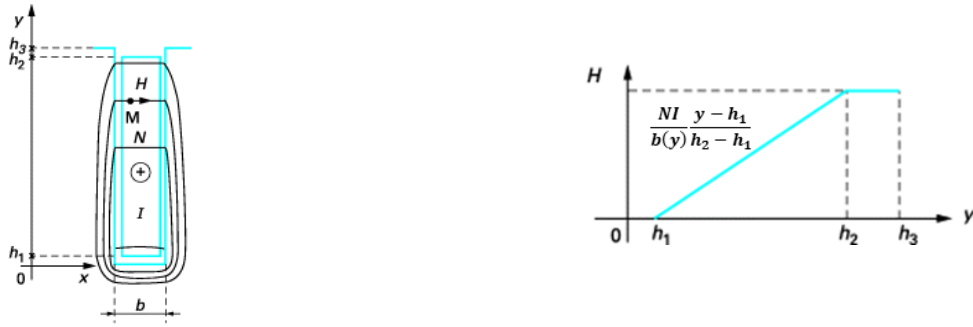


Figure 4-8 : - Variation du champ magnétique le long de l'encoche lorsqu'un seul conducteur rectangulaire occupe l'encoche [Foggia-99] ($H(y = h_1) = 0$ A/m supposé la permeabilité du fer infinie).

En considérant un conducteur de section rectangulaire soumis à un champ H (comme représenté en Figure 4-7), on peut démontrer que les pertes totales générées, considérant aussi la contribution des courants de Foucault, dans le conducteur peuvent être estimés de la sorte [Perry-79] - [Nan-04]-[Pyrhonen-2nd] :

$$P_{AC_c} = \frac{1}{T\sigma_c} \int_0^T \int_S J^2 dt dS = \frac{b_c L}{\sigma_c h_c} [(H_a - H_b)^2 \varphi(\xi) + H_a H_b \gamma(\xi)] \quad (112)$$

Où φ et γ sont des fonctions de l'épaisseur de peau normalisée ξ dont l'expression est exposée ci-après.

Pour un courant sinusoïdal la solution générale au problème de Dowell est :

$$\begin{cases} \vec{J} = C_1 e^{(1+j)\alpha y} + C_2 e^{-(1+j)\alpha y} \\ \vec{H} = \frac{1}{(1+j)\alpha} (C_2 e^{-(1+j)\alpha y} - C_1 e^{(1+j)\alpha y}) \end{cases} \quad (113)$$

Pour un seul conducteur par encoche, en extrayant la partie réelle, on obtient la relation suivante [Carsten-86] - [Nan-04] :

$$J = \hat{J}_s e^{-\alpha y} \cos(\omega t + \alpha y) \quad (114)$$

Comme illustré en Figure 4-9.

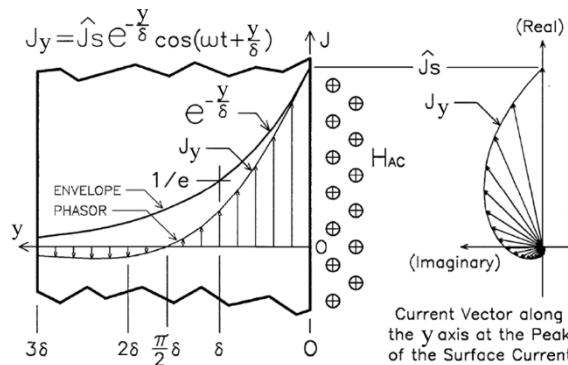


Figure 4-9 : Section transversale (plan y-z) d'un conducteur plan illustrant la distribution du courant électrique sous les hypothèses de Dowell [Carsten-86].

Dans [Delphin-14] nous trouvons l'expression du coefficient de perte associé au p-ième conducteur en commençant par le fond de l'encoche :

$$k_{AC_p} = \varphi(\xi_p) + \sum_{i=p+1, p \neq n}^n \gamma(\xi_i) \quad (115)$$

Pour le conducteur le plus près de l'ouverture d'encoche [Delphin-14] de forme rectangulaire on a :

$$k_{AC_{UP}} = \varphi(\xi_{UP}) \quad (116)$$

où le coefficient ξ est donnée par :

$$\xi = \alpha h_{bar}$$

Et

$$\xi = \alpha \sqrt{\pi}/2 d_{bar} \quad (118)$$

Si les conducteurs, de même hauteur, connectés en parallèle sont idéalement transposés ou s'ils ont tous connectés en série Figure 4-10, ξ est équivalent à la "hauteur réduite du conducteurs" h_{red} .

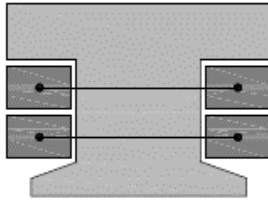


Figure 4-10 : Bobinage dentaire simple-couche en connexion série à barre pour $z_t=z_s=2$ [Boubaker-16].

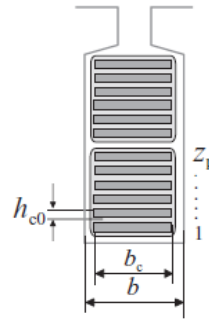


Figure 4-11 : Bobinage simple-couche à conducteur méplat avec $z_s=2$ fils en série composés respectivement de $z_p=6$ conducteurs en parallèle ($z_t=12$) [Pyrhonen-2nd].

Dans le cas contraire, [Pyrhonen-2nd] Figure 4-11 :

$$\xi = z_p \alpha h_{bar} \quad (119)$$

Avec z_p le nombre de conducteurs en parallèle comme illustré Figure 4-11. Les fonctions φ et γ sont données par [Carsten-86] :

$$\varphi(\xi) = \xi \frac{e^{2\xi} - e^{-2\xi} + 2 \sin(2\xi)}{e^{2\xi} + e^{-2\xi} - 2 \cos(2\xi)} = \xi \frac{\sinh(2\xi) + \sin(2\xi)}{\cosh(2\xi) - \cos(2\xi)} \quad (120)$$

$$\gamma(\xi) = 2\xi \frac{e^\xi - e^{-\xi} - 2 \sin(\xi)}{e^\xi + e^{-\xi} + 2 \cos(\xi)} = 2\xi \frac{\sinh(\xi) - \sin(\xi)}{\cosh(\xi) + \cos(\xi)} \quad (121)$$

Lorsque les conducteurs, connectés en série, ont la même hauteur, la résultante est donnée par [Dowell-66] – [Hanselman] -[Grellet-89] et [Carsten-86] :

$$k_{AC,enc} = \varphi(\xi) + \left(\frac{z_s^2 - 1}{3} \right) \gamma(\xi) \quad (122)$$

Avec z_s le nombre de conducteurs en série dans l'encoche. La présence de conducteurs en parallèle génère des courants de circulation modifiant la distribution du courant dans les encoches [Hämäläinen]. Des coefficients correctifs sont intégrés par [Hämäläinen] dans la (122) afin de corriger le modèle monodimensionnel développé par Dowell [Dowell-66].

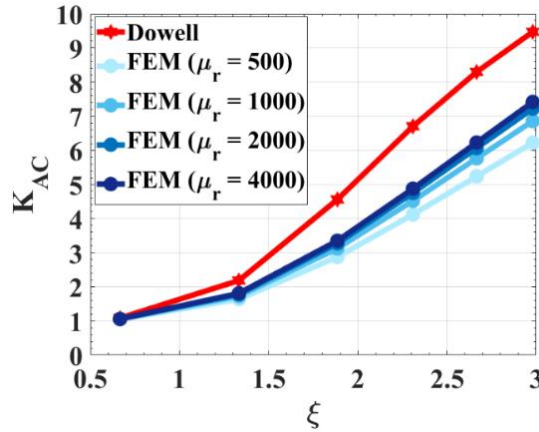


Figure 4-12 : Comparaison entre le modèle FEM et le modèle de Dowell en fonction de la perméabilité du matériau du circuit magnétique.

De même que proposé dans [Hämäläinen] nous pouvons extraire un coefficient correctif (r_{ac}) afin de corroborer les résultats du modèle de Dowell avec les résultats issus des simulations éléments finis :

$$k_{AC,enc} = \varphi(\xi) + r_{AC} \left(\frac{z_t^2 - 1}{3} \right) \gamma(\xi) \quad (123)$$

En effet, on s'aperçoit de la Figure 4-12, comme confirmé par différents articles traitant le sujet, que plus le matériau est perméable plus l'écart entre modèle de Dowell et les résultats FEM se réduit, avec des pertes au sein du conducteur qui augmentent Figure 4-12. Cela est tout à fait explicable par le fait que le modèle de Dowell considère un matériau idéal. Il faut néanmoins noter que, dans le cas pratique, un matériau plus perméable nécessiterait, à égale valeur de couple, un courant plus faible et donc des pertes réduites.

Bien que les expressions analytiques ne soient qu'approximatives, elles conduisent à des expressions où les caractéristiques géométriques de la machine apparaissent de manière explicite. Cela permet au concepteur de mettre en évidence les paramètres sensibles qu'il convient de maîtriser. Ces résultats sont néanmoins limités par des restrictions [Dowell-66] qui ne permettent pas d'étudier des formes de conducteurs plus complexes. Par exemple, cette méthode est limitée à des couches de conducteurs ayant la même largeur. De plus, elle ne considère pas la contribution des aimants et celles dues aux effets de frange. L'estimation du coefficient de pertes généralisé à toutes formes de conducteurs et à toutes fréquences nécessite donc une implémentation par éléments finis. Une telle modélisation permettra d'ailleurs d'éliminer les conditions I, II et III monodimensionnelles du problème et ainsi de se rapprocher du cas réel d'un conducteur isolé espacé des bords de l'encoche d'une épaisseur d'isolant donnée.

En Figure 4-13, les résultats d'une étude paramétrique sont illustrés dans le but de comparer une configuration simple conducteur ($z_t = z_s = 1$) à barre rectangulaire, avec une configuration à barre ronde comme illustré en Figure 4-18 (a). La hauteur de l'encoche est fixée à 12 mm et l'épaisseur de la barre à 4 mm, pour un isolant de 0.125 mm, avec une fréquence électrique f_e variable dans une gamme allant de 50 Hz à 2000 Hz. Le courant d'alimentation est purement sinusoïdal et la température du bobinage est considérée comme étant homogène de 20 °C dans tout le volume.

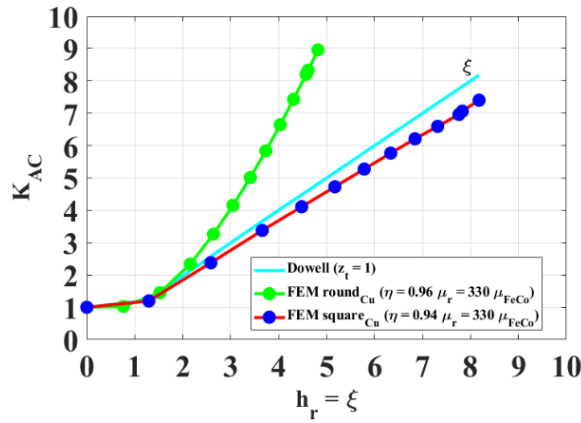


Figure 4-13 : Comparaison entre résultats FEM et modèle analytique pour une barre rectangulaire et une barre ronde.

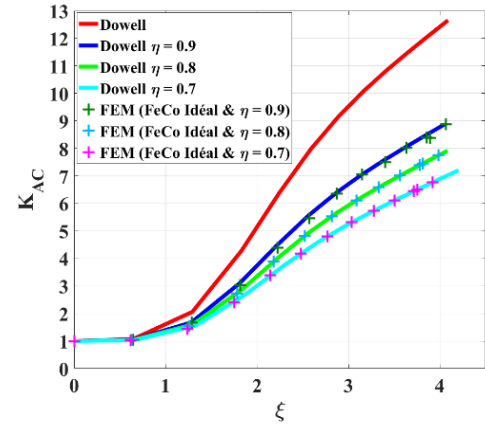


Figure 4-14 : Correction du modèle de Dowell pour $z_t = 2$ avec $r_{ac} = 0.7$ (123) et $\eta = 0.95$ pour un matériau ferromagnétique linéaire idéal et $w_s/w_{sb} = 0.23$.

La Figure 4-13 illustre l'allure du coefficient de pertes en fonction de la fréquence, pour une épaisseur d'isolant de $d_{is} = 0.125$ mm et un rapport ouverture d'encoche normalisé de ($w_s/w_{sb} = 0.23$), mettant en évidence une surestimation des pertes du modèle analytique, Figure 4-14. On peut remarquer, Figure 4-13, que pour une configuration simple couche, un conducteur rectangulaire minimise les pertes AC par rapport à un conducteur rond, lorsque $\xi > 1.5$, à section constante. Le Tableau 4-1, résume les résultats pour une fréquence électrique (f_e) fixée à 1833 Hz avec I_s , courant efficace d'encoche égale à 400A.

Forme conducteur	Ronde	Rectangulaire
Dimensions	(7.82 mm)	(12x4 mm)
Matériau	Cuivre	
$h_r = (h_{bar} \text{ or } d_{bar})/\delta_{skin}$	5	7.8
P_{DC}		56.7
P_{AC} EF-2D	471	400
K_{AC} EF-2D	≈ 8.3	≈ 7

Tableau 4-1 : Résultats de l'étude de comparaison pour : (a) barre ronde ($K_{AC} \approx 8.3$), (b) barre rectangulaire ($K_{AC} \approx 7$) $d_{is} = 0.125$ mm et $w_s/w_{sb} \approx 0.04$ pour $f_e = 1833$ Hz.

L'écart entre modèle analytique et EF (Figure 4-5), pour une barre rectangulaire, est dû à la bi-dimensionnalité du problème traité. En effet, les hypothèses de perméabilité infinie des circuits magnétiques et d'épaisseur d'isolant nul ne sont plus respectées. La méthode analytique du LEEC, développée dans [Besri-11], permettrait de prendre en compte un champ 2D. Effectivement, l'approximation du champ magnétique tangentiel aux barres n'est valable que dans des configurations ayant une encoche bien remplie, quantité d'isolant moindre [Reatti-02] et en l'absence d'entrefer. Néanmoins, la méthode du LEEC est elle aussi limitée à des matériaux linéaires. Différents auteurs proposent donc de corriger la méthode de Dowell en introduisant un facteur de « porosité » ou de « fenêtrage » des conducteurs $\eta = t_{bar}/w_{sb}$ (Figure 4-14) dans la relation (105). Cette modélisation est adaptée par [Ferreira-94] dans le cas de conducteurs ronds et carrés multiples comme illustré en Figure 4-15.

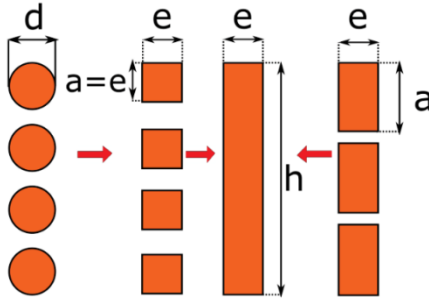


Figure 4-15 : Équivalence entre une plaque complète et une couche de conducteurs distincts (cylindriques et rectangulaire) [Belkaid-16].

Dans ce cas

$$\delta_{peau}(\eta) = \sqrt{\frac{2}{\omega_e \mu_0 \mu_r \sigma_c}} \approx \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{10^7}{f_e \sigma_{c,eq}}} \quad [m] \quad \text{avec } \sigma_{eq} = \sigma_c \eta \quad (124)$$

Ferreira, dans [Ferreira-94], a conclu que la méthode de Dowell n'est valable que pour $\eta \geq 0,7$. Il propose donc de multiplier le terme associé aux effets de proximité par le facteur de fenêtrage ou porosité η . Nous tenons compte de ces modifications par la relation suivante :

$$k_{AC,enc} = \varphi_{(\xi)} + \left[r_{AC} \left(\frac{z_t^2 - 1}{3} \right) \eta^2 \right] \gamma_{(\xi)} \quad (125)$$

La méthode de Dowell peut effectivement être affectée par des erreurs de l'ordre de -20% à 60% en fonction de la fréquence [Nan-03]. Dans notre cas, cette erreur devient non négligeable à partir des valeurs de $\xi > 1$ (pour $z_t > 2$). Effectivement, elle surestime l'interaction entre conducteurs. Cela confirme le besoin d'un outil aux éléments finis même pour des formes de conducteurs plus simples. Nous pouvons corriger cette surestimation, des effets de proximité, par (123) où le coefficient de correction est obtenu afin de minimiser l'écart entre le modèle de Dowell et celui aux éléments finis, Figure 4-14. De cette manière, l'erreur est inférieure à 5% pour $\eta > 0,7$ et $z_t = 2$. Néanmoins, le modèle n'est pas sensible à la variation de la distance entre épingles « d_{is2} » Figure 4-18 (c).

Le modèle de Dowell ainsi développé, est valable pour différents matériaux conducteurs, du Cuivre à l'aluminium à condition que la distance entre conducteurs soit égale à l'épaisseur de l'isolant de fond d'encoche « $d_{is2} = 2d_{is1}$ ». Les auteurs [Boubaker-16] et [Piscini-19] comme beaucoup d'autres montrent que des matériaux plus résistifs sont moins soumis aux phénomènes ci-dessus énoncés. On abordera plus en détail ce sujet par la suite.

Minimisation des pertes AC

Les pertes AC dans les conducteurs peuvent être minimisées en choisissant correctement la hauteur de la barre (h_{bar}) comme expliqué par exemple dans [Perry-79], [Pyrhonen-2nd] - [Boubaker-16] - [Zhang-Jahns-14] et [Belkaid-16]. Une relation minimisant les pertes AC nous est fournie par [Boubaker-16] - [Liwschitz-67] pour $z_s = 1$ et [Belkaid-16]. Résultats illustrés Figure 4-16 pour un nombre de conducteurs supérieure à 1.

$$h_{\text{bar,opt}} = \xi_{\text{opt}} \delta_{\text{peau}} = \frac{1.32}{2\pi \sqrt{\frac{\sigma_c f_e t_{\text{bar}}}{10^7 w_{sb}}}} \quad \text{pour } z_s = 1 \quad (126)$$

$$h_{\text{bar,opt}} = \xi_{\text{opt}} \delta_{\text{peau}} = \sqrt[4]{\frac{1}{z_s(z_s - 1) + \frac{4}{15}}} \frac{1}{2\pi \sqrt{\frac{\sigma_c f_e t_{\text{bar}}}{10^7 w_{sb}}}} \quad \text{pour } z_s > 1 \quad (127)$$

Cette deuxième expression est obtenue par minimisation de l'expression (122) divisée par ξ . Dans [Boubaker-16], l'auteur démontre, pour une configuration mono barre (Figure 4-16, pour $z_t = 1$), qu'au-delà d'une valeur critique, il est inutile d'augmenter la hauteur de la barre. Dans ce cas, les pertes seraient strictement les mêmes. Pour optimiser sa forme, à section constante, il faut tendre vers une barre plus large que haute. En fait, comme indiqué dans [Pyrhonen-2nd], la perméance d'encoche d'un conducteur monocouche ($z_t = z_s = 1$) diminue lorsque la hauteur du conducteur diminue.

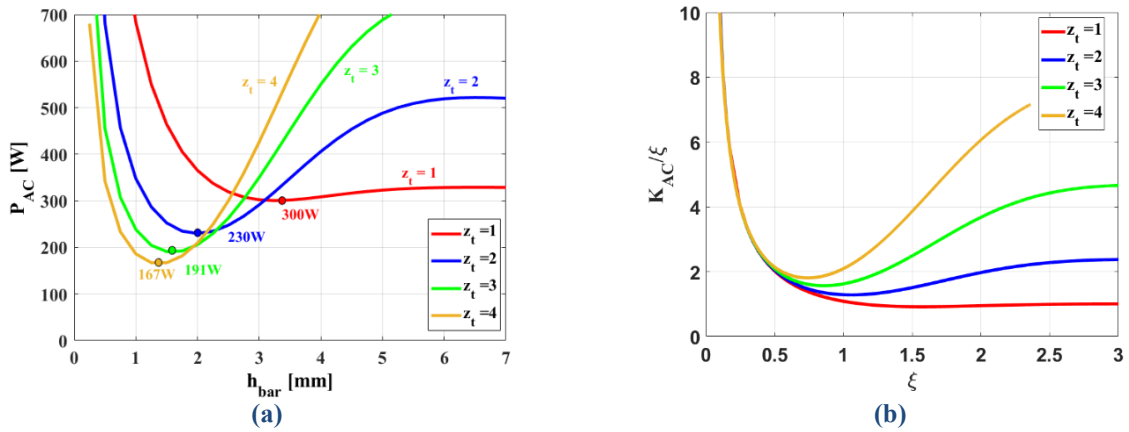


Figure 4-16: Hauteur critique minimisant les pertes AC en fonction du nombre de conducteurs connectés en série pour une fréquence d'alimentation de 1 kHz et $I_{s,\text{rms}} = 400\text{A}$ (issues du modèle de Dowell) [Piscini-19] (a) -[Belkaid-16] (b).

Effectivement, le flux embrassé par la section de barre augmente avec la hauteur de la barre, tandis que la résistance DC se réduit. Ce phénomène de compensation est encore plus évident lorsqu'on considère un matériau ferromagnétique à moindre perméabilité Figure 4-17.

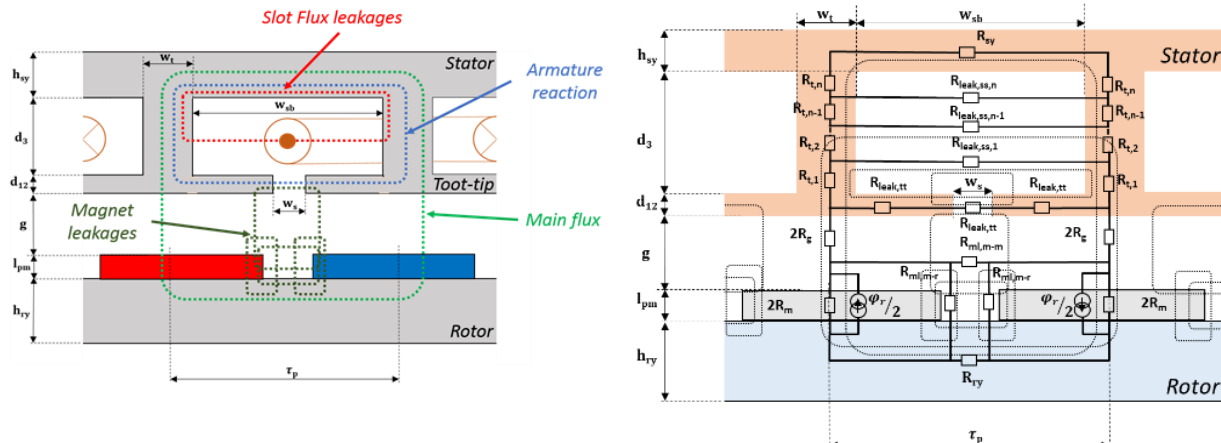


Figure 4-17 : Remplacement des parties actives de la machine électrique par des réductance magnétiques équivalentes [Piscini-19].

Une autre approche consiste à façonner le profil des conducteurs afin de minimiser l'interaction avec le champ de réaction de l'induit tout en maximisant la section active du conducteur [Riba]. Pour ce faire, des conducteurs à barres rondes ont été introduits. Cela nous permet aussi de simplifier la phase de fabrication [Piscini-19]. L'élimination d'angles vifs permet, aussi, d'éliminer tout risque d'effet de pointe (par accumulation de charges électriques, et création d'un fort champ électrique qui peut atteindre la tension de claquage de l'isolant) cf. §1.3.1. Un moyen efficace de réduire l'effet de peau externe consiste à faire varier linéairement la section de la dent de manière à ce que tous les points le long des bords de la dent (a_0 - b_0 , a_f - b_f) de la Figure 4-5 soient au même potentiel magnétique [Pyrhonen-2nd] - [Simpson-18] - [Ponomarev-15]. Une configuration à une seule barre trapézoïdale, minimisant les flux de fuite le long de l'encoche, a été proposée dans [Boubaker-16], dans ce cas l'épaisseur de la barre de la section inférieure est définie, minimisant ainsi les pertes Joule AC. Cependant, cela est possible lorsque la dent est suffisamment large pour ne pas qu'elle sature, comme par exemple lorsqu'un faible nombre de pôles est défini [Boubaker-16].

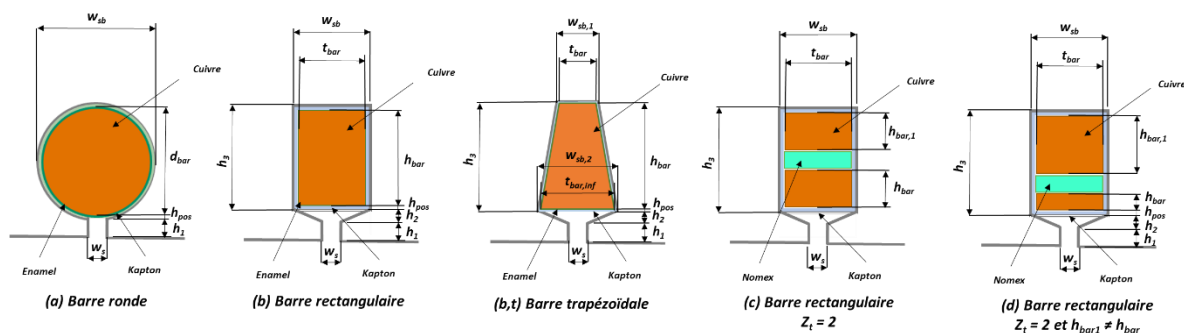


Figure 4-18 : Illustration de différentes formes de conducteurs [Piscini-19].

Afin d'analyser les flux de fuites traversant les encoches on présente le modèle suivant [Foggia-99] où le flux embrassé est exprimé par :

$$d\Phi = \mu_0 H(y) N L_s dy = \mu_0 \frac{NI}{b(y)} N L_s dy \quad (128)$$

On en déduit :

$$d\Phi = \mu_0 \frac{dy}{b(y)} N^2 I L_s \quad (129)$$

Dans la zone de l'isthme, les lignes de flux ne sont plus rectilignes, on peut néanmoins définir $b(y)$ comme étant la longueur équipotentielle, on peut alors écrire :

$$b(y) = w_s \frac{w_{sb} - w_s}{h_2} y \quad (130)$$

Alors, le flux total traversant une encoche rectangulaire est donné par [Richter-67] - [Vogt-96] :

$$\Phi \propto \frac{h_{bar}}{3w_{sb}} + \frac{h_{pos} + h_{is}}{w_{sb}} + \frac{h_2}{w_{sb} - w_s} \ln \frac{w_{sb}}{w_s} + \frac{h_1}{w_s} = a + b + c + d \quad (131)$$

Une première estimation, comparant une encoche trapézoïdale à une équivalente rectangulaire de même section (et supposant h_{pos} et h_{is} nuls et un isthme rectangulaire pour simplifier), peut se faire en exploitant les mêmes expressions, ci-dessus traitées. Pour cela, le conducteur trapézoïdal sera assimilé à un rectangle de hauteur $h_{bar,eq}$ et de largeur $(w_{sb} + w_{sb,2}) / 2$. Les autres dimensions demeurent inchangées. On a donc (considérant les mêmes nomenclatures pour définir les hauteurs des barres en trapèze de celles rectangulaires en Figure 4-18) :

$$\Phi \propto \frac{2}{3} \frac{h_{bar,e}}{(w_{sb,1} + w_{sb,2})} \quad (132)$$

Si on fixe $w_{sb,1} = n w_{sb}$ et $w_{sb,2} = w_{sb}$, considérant la même section d'encoche (A_{cu}) on a alors :

$$\Phi \propto \left(\frac{2}{n+1} \right)^2 a = \frac{4}{9} a \cong \frac{a}{2} \quad \text{pour } n = 2 \quad (133)$$

Le flux de fuite traversant l'encoche est ainsi réduit d'un facteur 2. Les graphes ci-dessous montrent, que pour la même hauteur de barre, les pertes totales sont réduites avec des pertes DC passant de 29W à 16.6W et des pertes additionnelles de 81W à 61W.

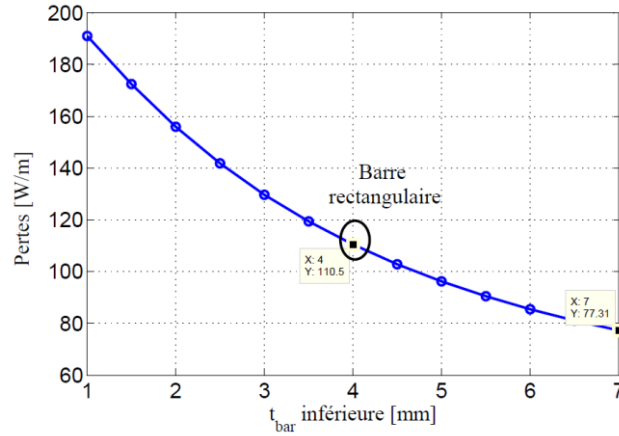


Figure 4-19 : Pertes Joule supplémentaires en fonction de la largeur inférieure de la barre trapézoïdale pour une hauteur de barre de 12 mm ($P_{CC} = 29 \text{ W/m}$ pour une barre 4x12) [Boubakher-16].

Cela permet ainsi de réduire les pertes additionnelles dans la barre comme illustré en Figure 4-19. La section à la base $w_{sb2}(t_{bar,inf})$ sera, dans le cas où l'on considère un matériau ferromagnétique réel, limitée par la saturation de la dent.

b. Résistivité électrique Vs Fréquence

Pour une configuration monocouche à barre rectangulaire, en supposant une excitation de courant sinusoïdale idéale, [Boubaker-16] indique que le coefficient de perte, issu de la relation (122) pour $z_t = 1$ (défini comme le rapport entre les valeurs de résistance totale et continue) est inversement proportionnel à la profondeur de pénétration aussi dit épaisseur de peau (δ [m]) [Pyrhonen-2nd] comme suit :

$$K_{AC} = P_{total} P_{DC}^{-1} = \xi = h_{bar} \delta^{-1} \quad (1 \leq \xi \leq 2) \quad (134)$$

Alors les pertes totales sont :

$$P_{total} = P_{DC} + P_{add} = \xi P_{DC} \propto \sqrt{\rho} \quad \text{pour } h_{bar} \geq h_{crit} \quad (135)$$

$$\left(\frac{K_{AC,Al}}{K_{AC,Cu}} - 1 \right) \times 100 = 24\% \quad \text{et} \quad h_{crit,Al} = 1.24 h_{crit,Cu} \quad (136)$$

Au vu de la relation précédente, il est clair que les matériaux à haute résistivité, comme l'aluminium, ne sont pas intéressants lorsque l'objectif est de minimiser les pertes Joule. Néanmoins, comme la densité massique du cuivre est plus que trois fois supérieure à celle de l'aluminium, cette conclusion doit être relativisée dans le cas d'un cas problème multi-objectif optimisant à la fois le rendement et la puissance massique. Effectivement, une barre en cuivre pur 1,0 relatif (IEC) aura un courant refoulé dans une section inférieure (la plus proche de l'entrefer), équivalente à 3/8 de la section totale à 60 Hz, tandis que la section active d'une barre en aluminium pur (1,5 de résistivité relative) augmente à 1/2. Alors, pour un bobinage massif, le choix du matériau dépend de la fréquence de fonctionnement, et en particulier pour la configuration ici étudiée, la hauteur critique est une fonction du type :

$$h_{crit} \propto \sqrt{\rho f^{-1}} \quad (137)$$

Pour du cuivre la hauteur critique est illustrée en Figure 4-20.

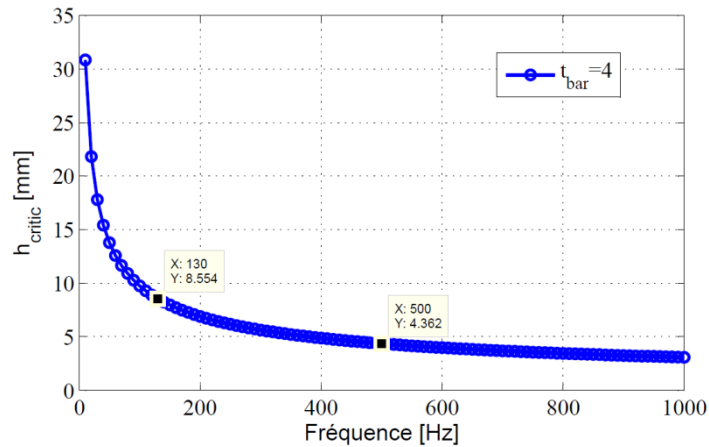


Figure 4-20: Hauteur critique fonction de la fréquence électrique [Boubaker-16].

Le graphe ci-après illustre l'allure du coefficient de pertes Joules additionnelles K_{AC} en fonction de la hauteur réduite h_r directement liée à la fréquence électrique.

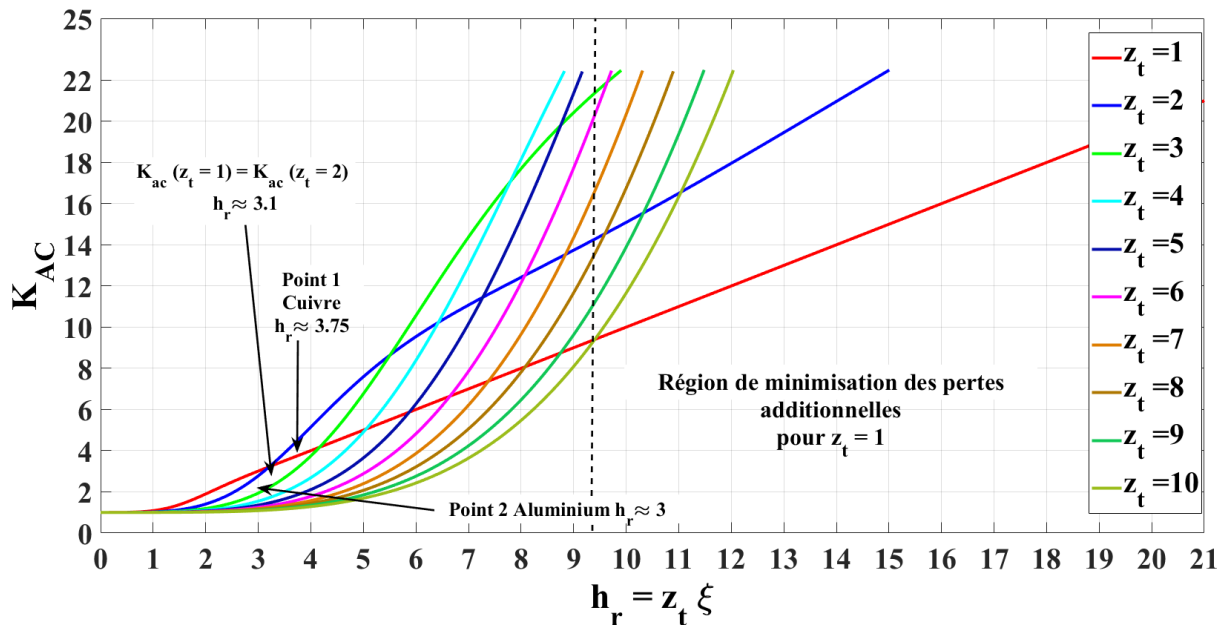


Figure 4-21 : Abaque pour la détermination graphique du coefficient de pertes K_{Renc} (K_{AC}) dans le cas de plusieurs conducteurs en série par encoche [Boubaker-16]- [Piscini-19] (à iso pertes P_{dc}).

En particulier, pour des configurations multibrins, pour la même section de conducteurs, les pertes Joule additionnelles dues aux phénomènes de proximité entre conducteurs peuvent être minimisées en ne modifiant que la résistivité du matériau des bobines. Les matériaux typiques des bobines sont à base de cuivre, mais aussi les alliages d'aluminium, comme indiqué au Tableau 1-5. Ainsi, le choix du matériau dépend de la fréquence de fonctionnement comme on peut aussi l'observer de la suivante figure. En particulier dans cet exemple le passage à de l'aluminium pour une configuration à deux barres par encoche permettrait la réduction des pertes totales. Néanmoins, en traçant les pertes totales, évaluées analytiquement, par la relation (123), pour $z_t = 2$ avec $h_{bar} = 6$ mm et $t_{bar} = 4$ mm, on peut constater que cette réduction n'est vérifiée que dans une plage de fréquences donnée, mise en évidence par la Figure 4-22.

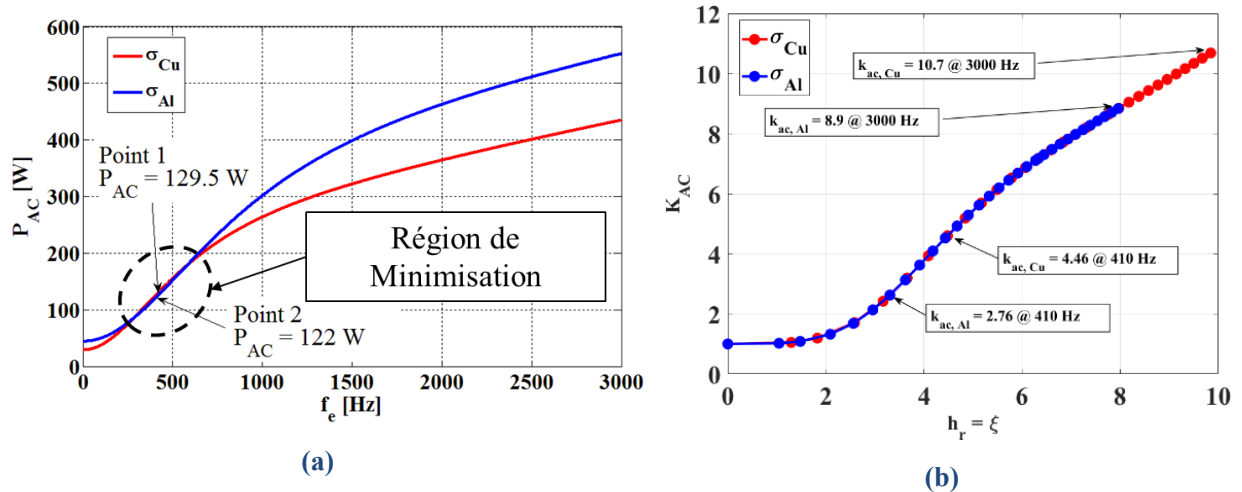


Figure 4-22: (a) Pertes Ohmiques en fonction de la fréquence pour du cuivre et de l'aluminium ($z_t = 2$) obtenues par modèle semi-numérique (123) (pour $\mu_{r,iron} = 6e^6$, $\eta = 0.95$ et $w_{sb}/w_s = 4.25$) [Piscini-19] pour $h_{bar} = 6$ mm (b) Coefficient de pertes AC à égales pertes CC.

Dans cet exemple on peut aussi conclure que la segmentation du conducteur n'amène pas toujours une réduction des pertes Joule Tableau 4-2. D'autant plus que cela augmentera la section nécessaire d'isolant.

	Point 1: Copper	Point 2: Aluminium	
h_r	3.75	3	
P_{DC}	29	44.2	W
P_{AC} 4x12 EF-2D	109.8	134.8	W
P_{AC} 4x12 Anal.	108.75	132.6	W
K_{AC} FEM-2D	3.78	3.05	
K_{AC}	3.70	3	
P_{AC} 2x(4x6) FEM-2D	131.1	126.4	W
P_{AC} 2x(4x6) Anal.	129.5	122	W
K_{AC} FEM-2D	4.52	2.86	
K_{AC}	4.46	2.76	

Tableau 4-2 : Effet de la segmentation d'une barre de section rectangulaire 4x12 en deux conducteurs en séries de 4x6, dans le cas d'un conducteur en cuivre ou en aluminium pour $I_{ph,rms} = 285/z_t$ A $f_e = 410$ Hz et circuit magnétique idéal [Boubaker-16].

Pour cette raison, une étude paramétrique, exploitant un modèle électromagnétique élément finis, est menée visant à la minimisation des pertes Joule générées. Effectivement, si nous définissons la fréquence électrique fondamentale à 1833Hz, cette conclusion n'est plus vérifiée. On peut voir (Figure 4-23 et Figure 4-24), pour un courant sinusoïdal $I_{s,rms} = 400$ A, que la distribution du courant est détériorée lorsque la barre est divisée en deux conducteurs ayant les mêmes dimensions (barres de 1 mètre de longueur $h_3 = 12$ mm et $d_{is} = 0.2$ mm).

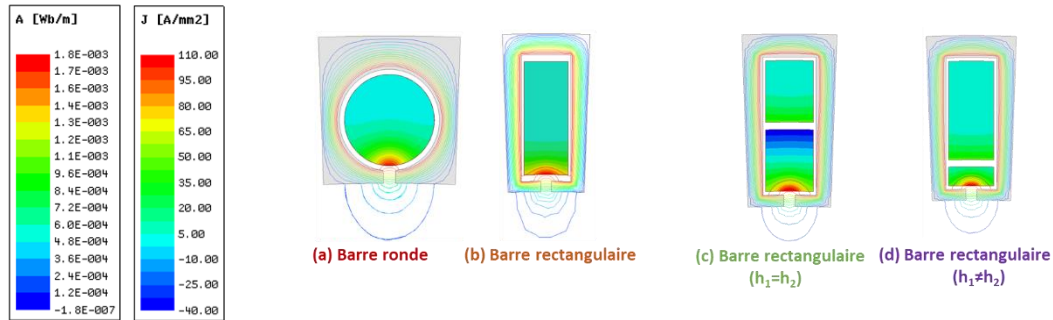


Figure 4-23 : Distribution du courant dans l'encoche pour les différentes configurations ici étudiées ($I_{ph,rms} = 400/2$ A $f_e = 1833$ Hz) [Piscini-19].

Néanmoins, il est possible de diminuer les pertes en jouant indépendamment sur la hauteur des deux barres. Dans ce cas, on montre en Figure 4-24, une réduction de 38% des pertes ohmiques, avec 293 W pour la configuration (d1) contre 474 W pour la configuration (c).

	Cuivre	Aluminium	
P_{DC}	56.7	87.7 (56.7)	W
P_{AC} 1x (4x12) EF-2D	400	468 (300)	W
K_{AC} FEM-2D	7	5.3	
K_{AC} Dowel NC ¹⁸	7.8	6.46	
P_{DC}	56.7	87.7	W
P_{AC} 2x (4x6) EF-2D	474	540	W
K_{AC} FEM-2D	8.4	6.2	
K_{AC} Dowel NC	8.7	7.17	
P_{DC}	102	158	W
P_{AC} (4x2 + 4x10) FEM-2D	293	309	W
K_{AC} FEM-2D	2.9	2	

Tableau 4-3 : Effet de la variation indépendante de la hauteur de la barre sur les pertes supplémentaires, dans le cas du cuivre et de l'aluminium pour $I_{ph,rms} = 400/z_t$ A, ou à isopertes DC en parenthèses, à une fréquence électrique $f_e = 1833$ Hz [Piscini-19].

Le passage à l'aluminium engendrerait des pertes comparables par rapport à la configuration (d1) en cuivre, illustrée en Figure 4-23 (d), soit respectivement 293 W, contre 309 W pour la configuration aluminium (d2), Figure 4-24.

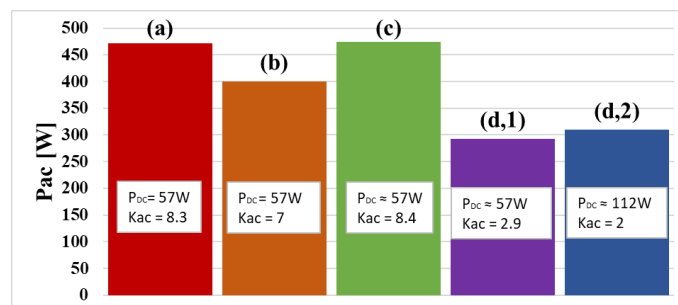


Figure 4-24: Pertes ohmiques pour (a) Barre ronde, (b) Barre rectangulaire, (c) Deux barres rectangulaires, $z_t = 2$ (d1) Deux barres rectangulaires de différente hauteur en cuivre et aluminium (d2).

Une configuration à deux barres en aluminium de différente hauteur ($h_{bar,in} = 2$ mm et $h_{bar,out} = 10$ mm) constituerait (en première estimation) la meilleure solution en termes de densité de puissance massique à

¹⁸ Issu du modèle de Dowell non corrigé.

isocouple généré. Nous remarquons sur le graphique en Figure 4-25 que le concept de hauteur critique est préservé pour la barre située au fond de l'encoche, ce qui n'est pas le cas pour celle située plus près de l'entrefer.

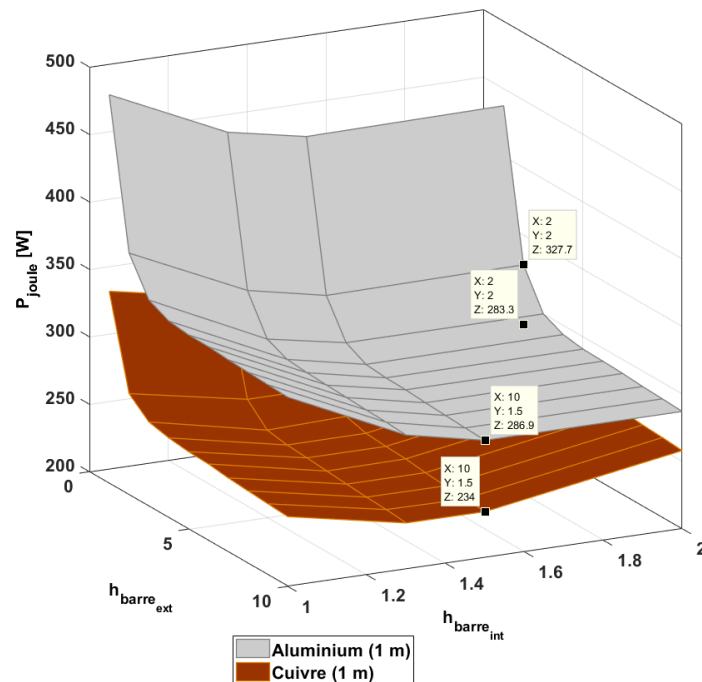
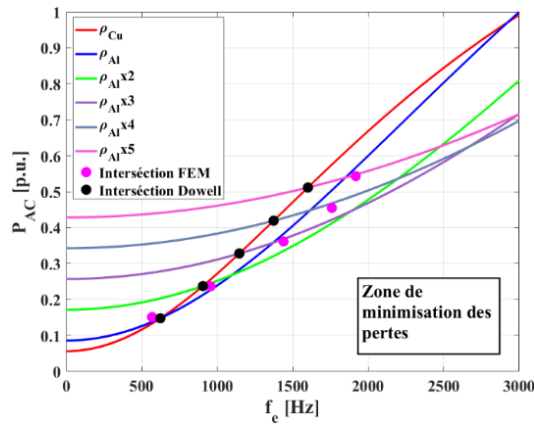
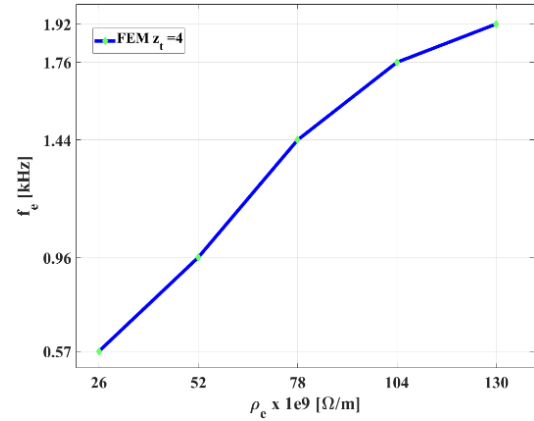


Figure 4-25 : Hauteur de barre critique pour une configuration à deux barres par encoche connectées en série $z_t = 2$ at $f_e = 1833$ Hz.

Ceci est particulièrement mis en évidence en Figure 4-25 dans le cas des barres de cuivre. Cela s'explique par le fait que la concentration du courant dans la couche près de l'ouverture de l'encoche (barre intérieure) est due non seulement à son propre champ, mais également à celui généré par proximité de la barre plus externe, par effet de peau double face (DSSE) [Pyrhonen-2nd]. Pour aller plus loin, la Figure 4-26 (a) montre que les bobinages constitués par des matériaux de plus haute résistivité tels que les alliages d'aluminium et des matériaux fictifs, ici considérés, en multipliant la résistivité de l'aluminium par un facteur croissant, minimisent ce dernier phénomène (pour les mêmes tailles de conducteur).



(a)



(b)

Figure 4-26: Pertes Ohmiques en fonction de la fréquence pour du cuivre, de l'aluminium et d'autres matériaux fictifs obtenues par le modèle de Dowell et modèle aux éléments finis pour de circuits idéaux linéaires $\mu_{r,Fe} = 6e^6$ (pour $z_t = 4$, $t_{bar} = 4$ mm, $h_{bar} = 2.75$ mm et $d_{is} = 0.125$ mm).

Les Figure 4-26 (a) et Figure 4-27 illustrent l'allure des pertes ohmiques pour du cuivre, de l'aluminium et d'autres matériaux fictifs obtenues par le modèle de Dowell (pour $z_t = 4$, $t_{bar} = 4$ mm et $d_{is} = 0.125$ mm). En Figure 4-26 (a), on peut remarquer que la courbe en vert clair (correspondant à un matériau ayant une résistivité deux fois supérieure à celle de l'aluminium) semble constituer un bon compromis en pourcentage entre les pertes DC et les pertes additionnelles.

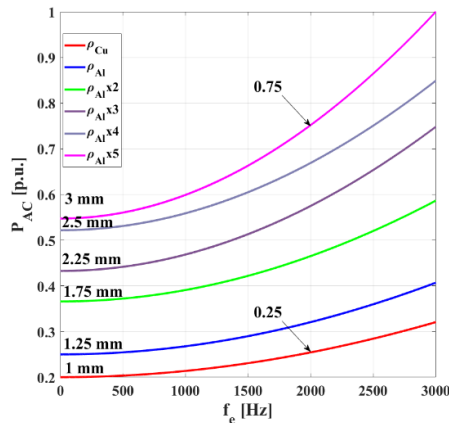


Figure 4-27 : Pertes Ohmiques en fonction de la fréquence.

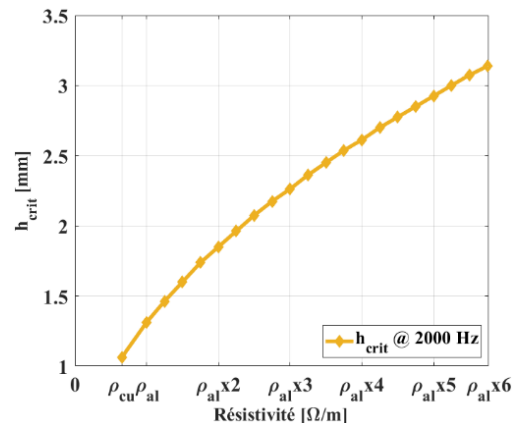


Figure 4-28 : Hauteur critique au varier de la résistivité.

Cela nous permet d'observer qu'en ne modifiant que la résistivité pour la même taille, ou en d'autres termes pour le même volume de conducteurs on peut minimiser les pertes AC à haute fréquence. Dans ce cas, on peut minimiser les pertes mais aussi la masse. Cela est dû au fait que la hauteur critique évolue en fonction de la fréquence, mais aussi de la résistivité du matériau conducteur, comme indiqué par la relation (137) et illustré en Figure 4-28

Considérant ces conditions il est possible d'extraire une courbe, Figure 4-26 (b), déterminée par les points d'intersection entre la courbe des pertes pour un conducteur en cuivre et celles à résistivité fictive, Figure 4-26 (a), pour une configuration avec $z_t = z_s = 4$. On peut aboutir à la même courbe en faisant varier le nombre de conducteurs tant que ($z_t = z_s > 1$) et que la dimension de la barre est supérieure à sa hauteur critique.

Cela est vrai pour des matériaux isotropes. Il est en fait intéressant de noter qu'il est possible d'obtenir par différents moyens tels que le traitement thermique, mais aussi mécaniquement des matériaux anisotropes. La référence [Todd] nous indique que cela est aussi faisable par fabrication additive le gradient réel dépendra de multiples paramètres tels que : l'épaisseur de la couche de matériau déposée, de la profondeur de la masse fondue etc...

Pertes AC au sein d'un matériau anisotrope :

Nous introduisons ici, un nouveau matériau idéal anisotrope ayant une résistivité variant linéairement avec la coordonnée Y dont la résistivité est définie par la relation suivante :

$$\rho_{x,y,z} = (1 + m_{tang} Y / h_{bar}) \rho_{cu} \quad (138)$$

Avec m_{tang} le taux de variation de la résistivité avec la hauteur. Fonction linéaire nulle pour $Y = 0$ et unitaire lorsque $Y = h_{bar}$.

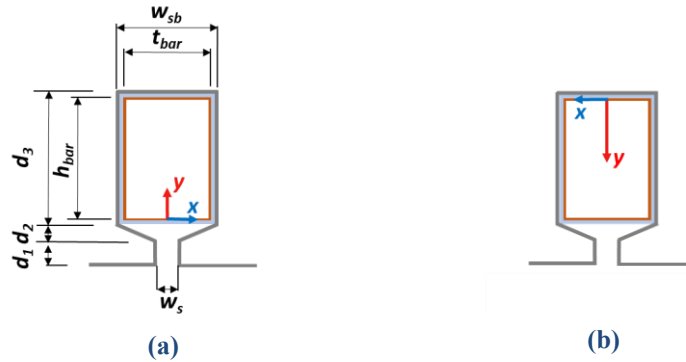


Figure 4-29 : Systèmes de coordonnées pour définir la résistivité électrique.

Nous avons, par la suite, mené une étude en fonction de m_{tang} dont les résultats sont illustrés en Figure 4-30 et Figure 4-31.

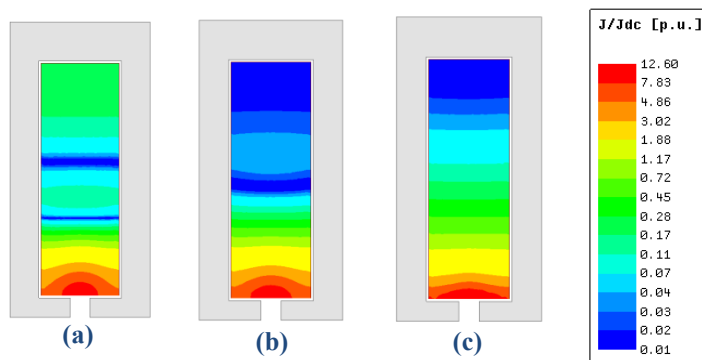


Figure 4-30: Densité de courant pour $m_{tang} = 0$ propriétés isotropes (a), pour $m_{tang} = 3$ (b) et pour $m_{tang} = 20$ (c) dans le cas d'un matériau anisotrope (Figure 4-29-a).

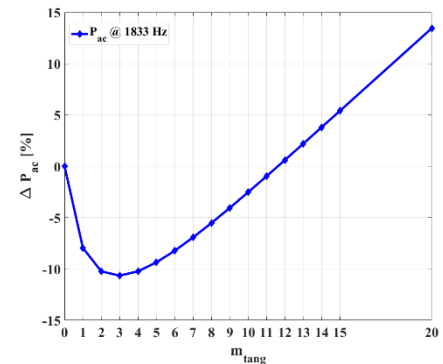


Figure 4-31 : Pertes AC en fonction du paramètre m_{tang} pour une fréquence d'alimentation de 1833Hz (Figure 4-29-a).

En comparant chaque cas, à propriétés équivalentes (résistivité moyennée, iso pertes CC) nous pouvons tracer le graphe en Figure 4-31. On peut ainsi noter qu'il existe un m_{tang} minimisant les pertes totales. Inversement, si l'on définit la résistivité croissante du haut de l'encoche vers le bas (vers l'ouverture

d'encoche), Figure 4-29 (b), nous obtenons un effet d'amplification. Malgré cela, l'effet de frange est toujours visible, contribuant de manière conséquente aux pertes AC. On se propose donc par la suite de mieux étudier ce phénomène.

a. Les phénomènes de proximité

De manière générale, les effets de frange sont dus à l'ouverture de l'encoche entraînant des pertes supplémentaires importantes, comme illustré à la Figure 4-32. Une première idée consiste donc à augmenter le paramètre (d_{pos}) afin de réduire l'effet de ce phénomène. Le positionnement du conducteur est ensuite étudié dans [Zhang-Jahns-14] qui trace les pertes dans le conducteur en fonction de d_{pos} exploitant un modèle analytique. Cela permet de réduire efficacement les pertes ohmiques pour un courant donné. Toutefois, pour un diamètre de stator externe défini, l'augmentation de la distance des conducteurs par rapport à la base de la dent (d_{pos}) entraîne une augmentation du courant pour un même couple généré, avec un diamètre de l'entrefer qui se réduit, ce qui réduit le bénéfice de cette solution (réduction des pertes négligeable $\leq 6\%$). Une autre solution consiste à opter pour un isthme à bords trapézoïdaux illustrée en Figure 4-29 et Figure 4-32.

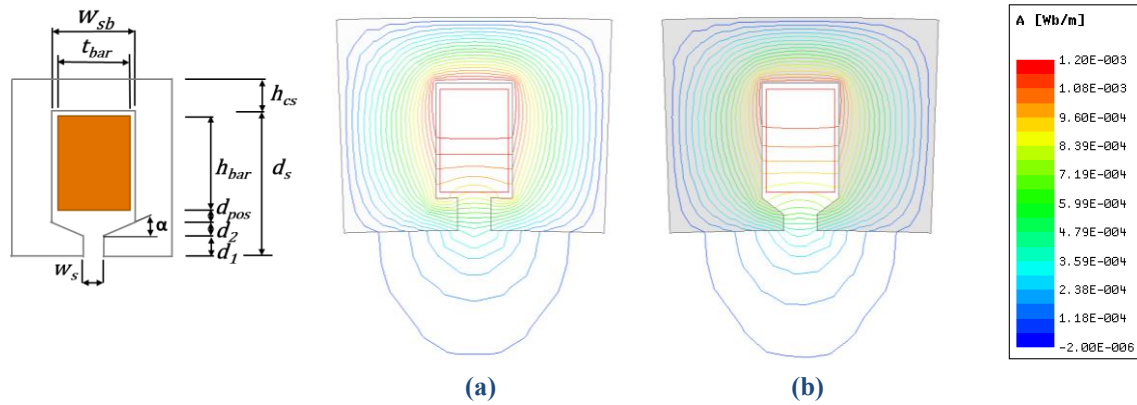


Figure 4-32 : Effet de la forme de l'isthme sur la réaction d'induit, réhomogénéisant la densité de courant au plus près de l'ouverture d'encoche (Résultats FEM, sans aimants, pour un matériau ferromagnétique idéale linéaire): (a) Isthme parallèle $d_1 = 1 \text{ mm}$ $d_2 = 0 \text{ mm}$ and (b) Isthme trapézoïdale $d_1 = 0.5 \text{ mm}$ $d_2 = 0.5 \text{ mm}$.

Comparant les trajets des flux illustrés à la Figure 4-32 (b) et à la Figure 4-32 (a), on peut souligner que le parcours vu par le flux dans la configuration à isthme trapézoïdal est plus important, ce qui induit un niveau de fuite, en partie basse du conducteur, beaucoup plus faible que dans le cas d'un isthme parallèle réduisant les pertes additionnelles.

$$\Phi \propto \lambda_{u3} \propto \left(\frac{d_2}{w_{sb} - w_s} \ln \frac{w_{sb}}{w_s} + \frac{d_1}{w_s} \right) = \frac{1}{2} \tan(\alpha) \ln \left(\frac{w_{sb}}{w_s} \right) + \frac{d_1}{w_s} \quad (139)$$

La suppression des bords d'isthme permet d'augmenter le volume d'encoche allouable au cuivre, réduisant ainsi la densité de courant [Benlamine]. Les figures ci-après illustrent l'évolution de l'induction et des pertes AC en fonction de différents paramètres de l'encoche (cf. relation 139)

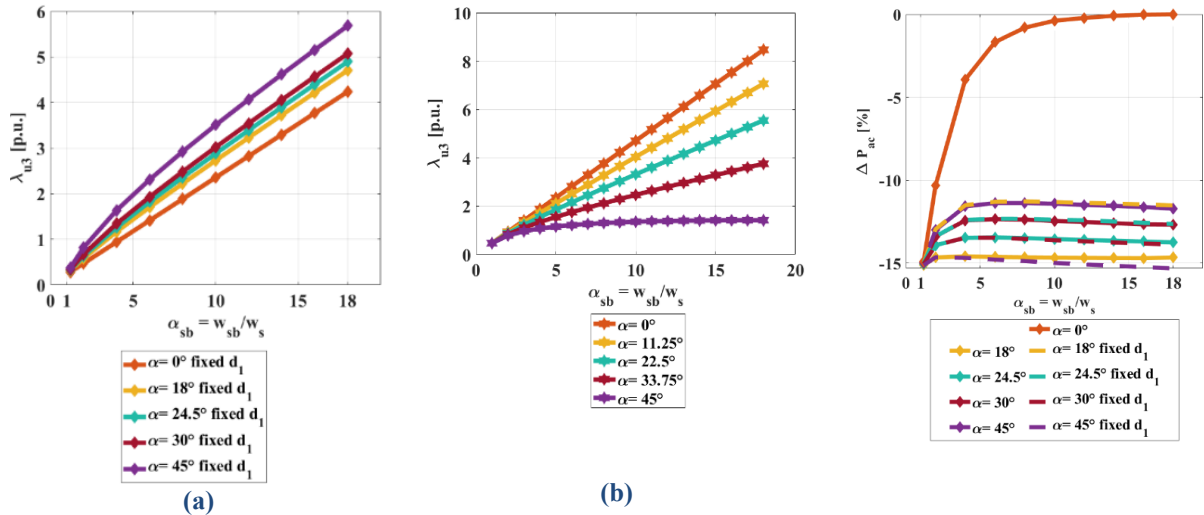


Figure 4-33 : Terme d'inductance d'encoche Figure 4-18 associé à l'isthme en fonction de la largeur d'encoche normalisé par rapport à l'ouverture d'encoche (a) hauteur d'isthme variable et (b) hauteur d'isthme fixe.

Figure 4-34 : Variation des pertes Ohmiques en fonction de la forme de l'isthme avec comme paramètre l'ouverture d'encoche normalisée (Résultats FEM pour un matériau ferromagnétique linéaire).

La Figure 4-34 illustre l'allure des pertes, en absence de phénomènes de saturation, en fonction de l'ouverture d'encoche spécifique. Cela est répété en modifiant la forme de l'isthme en fonction du paramètre α . Les courbes en trait continu et trait pointillé correspondent respectivement aux cas où l'isthme conserve la même hauteur pour quelque soit la valeur de α , et pour le cas où la partie du bec à parois parallèles (d_1) est fixe et la hauteur de l'isthme ($d_1 + d_2$) varie avec le paramètre α . On peut noter qu'un profil d'isthme trapézoïdal nous permet de réduire les pertes réduisant ainsi la sensibilité aux phénomènes de franges. De ce fait, un isthme trapézoïdal, de même hauteur, peut inhiber efficacement la réaction d'induit au plus près de l'ouverture et réduire ainsi les pertes ohmiques (-15% pour $z_t = 1$ et $\alpha = 18^\circ$).

L'impact sur les pertes Joule dans le bobinage par proximité des aimants (APs) ainsi que les pertes dans les APs à fréquences élevées à cause de l'effet de peau nécessite une étude plus approfondie. Pour ce qui concerne les pertes au niveau des aimants, une étude sera présentée d'une manière détaillée dans les prochaines sections.

Une dernière approche consiste à creuser le cuivre de la partie inférieure du conducteur, au plus près de l'ouverture d'encoche, sans que cela impacte les pertes rotoriques (cf. Figure 4.39-b).

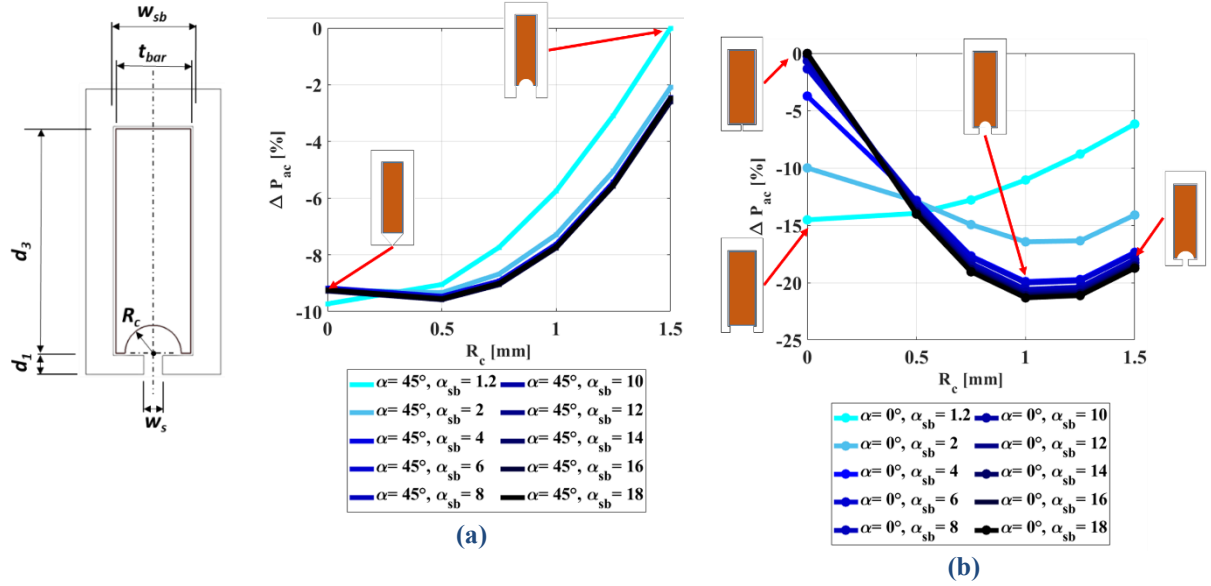


Figure 4-35 : Evolution des pertes Ohmiques en fonction de l'ouverture d'encoche normalisée en fonction de R_c (Résultats FEM pour un matériau ferromagnétique idéale linéaire) (a) isthme trapézoïdale d'hauteur fixe et (b) isthme rectangulaire.

Même si cette solution réduit le facteur de remplissage et augmente les pertes de DC pour une section qui se réduit, cela peut toujours être avantageux pour la réduction des pertes additionnelles [Zhang-Jahns-14].

b. Inductances de fuite et pertes AC en régime non sinusoïdale

Comme mentionné au chapitre d'introduction cf. §1.4.4 les formes d'ondes d'alimentations sont souvent approximées par une alimentation purement sinusoïdale.

Ces formes d'ondes sont en réalité aussi influencées par le découpage et par la caractéristique de la machine. Une machine très fortement inductive aura de plus faibles ondulations qu'une machine avec une inductance moindre. La première aura néanmoins un plus faible coefficient de puissance et un convertisseur de puissance nécessitant une tension de bus continu plus élevée. Pour une charge faiblement inductive on tendra à accroître la fréquence de découpage f_d , afin de minimiser les pics de courant, augmentant potentiellement les pertes par commutation et réduisant l'efficacité énergétique du convertisseur. Dans le cas contraire, les pertes AC dans la machine seront affectées, car le TDH des courants d'alimentation est accru. En conclusion, on peut dire qu'il s'agit d'un problème bien plus complexe que ce qui a été traité aux paragraphes précédents. En effet, le modèle de Dowell est défini pour une alimentation purement sinusoïdale. Dans [Venkatraman-84] l'auteur développe ce modèle quel que soit le type d'alimentation. Les pertes supplémentaires dans le bobinage peuvent être obtenues par sommation des pertes élémentaires causées par les harmoniques de courant (termes de la série de Fourier) [Boubaker-16], comme indiqué dans l'équation :

$$P_{AC} = \sum_{i=1}^n R_i I_i^2 = R_{DC1} I_1^2 \sum_{i=1}^n \frac{R_i}{R_{DC1}} \left(\frac{I_i}{I_1} \right)^2 = P_{DC1} K_{ACh} \quad (140)$$

Avec P_{DC1} pertes ohmiques dues au fondamental I_1 du courant, k_{ACh} coefficient de pertes dû aux harmoniques. Un compromis semblerait être à trouver et une analyse plus approfondie tenant compte de

l'électronique de puissance serait nécessaire. Pour ce faire, un modèle de commande en tension en boucle ouverte pour une machine synchrone simplifiée, de type E.-R-L, a été réalisé sur LTSpice, Figure 4-36.

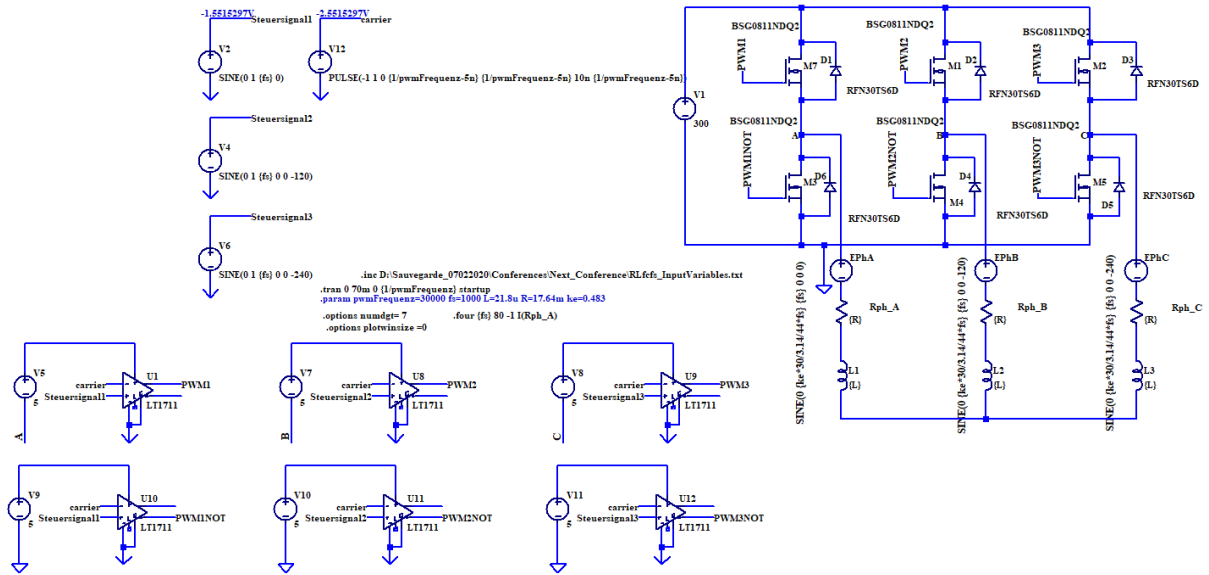


Figure 4-36 : Modèle simplifié comprenant la commande en tension en boucle ouverte.

On peut démontrer que l'inductance de fuite au niveau de l'encoche (telle que représentée en Figure 4-18 (c) définie par [Pyrhonen-2nd] - [Richter-67] - [Vogt-96]) peut être exprimée de la sorte :

$$L_{\sigma,AC} = \left(\frac{h_2}{w_{sb} - w_s} \ln \frac{w_{sb}}{w_s} + \frac{h_{dis}}{w_{sb}} + z_s \frac{h_{bar}}{3 w_{sb}} K_{L,AC} + 2z_s \frac{h_{is}}{w_{sb}} + \frac{5 \frac{g}{w_s}}{5 + 4 \frac{g}{w_s}} \right) \mu_0 z_s^2 L_s \quad (141)$$

Avec L_s la longueur de la machine et $K_{L,AC}$ le rapport entre les perméabilités d'encoche :

$$K_{L,AC} = \frac{\lambda_{bar,AC}}{\lambda_{bar,DC}} = \frac{1}{z_s^2} \varphi_j(\xi) + r_{ac,L} \left(\frac{z_s^2 - 1}{z_s^2} \right) \gamma_j(\xi) \quad (142)$$

Avec

$$\varphi_j(\xi) = \frac{3 \sinh(2\xi) - \sin(2\xi)}{2\xi \cosh(2\xi) - \cos(2\xi)} \quad \text{et} \quad \gamma_j(\epsilon) = \frac{1 \sinh(\xi) + \sin(\xi)}{\xi \cosh(\xi) + \cos(\xi)} \quad (143)$$

Ainsi, afin d'accroître la valeur des inductances il est possible :

- ✚ Accroître la longueur moyenne de la bobine ;
- ✚ Réduire la largeur des barres ;

De la même manière que ce qui a été fait pour les coefficients de pertes en AC, on compare les résultats du modèle analytique (142) avec les résultats éléments finis :

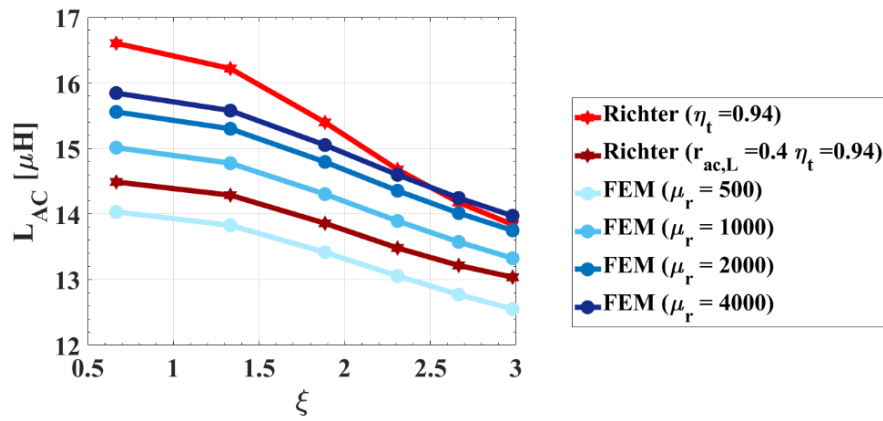


Figure 4-37 : Comparaison modèle analytique et modèle éléments finis pour un isthme rectangulaire.

On évalue l'impact de la fréquence de découpage en considérant le pire des cas, où l'inductance de phase n'est donnée que par les termes de fuite au niveau des encoches pour une configuration par quartiers à deux barres massives par encoche ($Q = 84$, $p = 44$) à l'état de saturation magnétique. Alors, en variant la fréquence électrique de découpage pour une stratégie de modulation de type sinus intersective on obtient le contenu spectral suivant en faisant varier le rapport f_d/f_m :

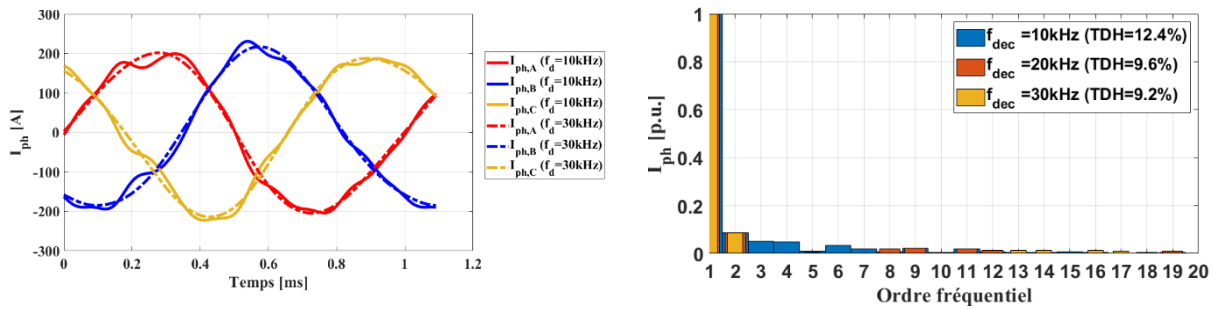


Figure 4-38 : Courants d'alimentation et contenu harmonique en fonction du rapport f_d/f_m pour $L_{ph}=21.9\mu H$, $R_{ph}= 17.64m\Omega$ et $f_m= 1kHz$ pour $K_m= 1$.

On montrera ainsi que l'impact sur les pertes Joule est négligeable tant que le rapport fréquentiel est élevé ($K_{AC,h} \approx 1.1K_{AC,i}$), mais qu'il devient considérable dès lors que la fréquence de découpage est inférieure à $10f_m$ pour $K_m \geq 1$ (rapport de surmodulation entre amplitude de la modulante et amplitude de la porteuse triangulaire). L'injection d'un harmonique d'ordre trois à la modulante a pour effet bénéfique de réduire d'avantage le TDH réduisant les pertes Joule additionnelles, cf. §1.4.5, Figure 1-33. Il faut noter par ailleurs que l'accroissement du TDH des courants d'alimentation impacte aussi les pertes fer et les pertes par courants de Foucault au niveau des aimants. D'un point de vue du contrôle commande, la variabilité de la valeur des inductances et des résistances impose l'adaptation des correcteurs PID des boucles de régulation en fonction de la vitesse étant donné que la constante de temps ($\tau = L/R$) est variable ainsi.

c. Conclusion paragraphe pertes conducteurs dans les encoches

Dans ce paragraphe, nous avons abordé différents sujets portant sur la modélisation des pertes dans un conducteur au sein d'un circuit magnétique et leur minimisation. Plus particulièrement, ces travaux nous ont permis de mener une étude qualitative des pertes générées, en identifiant des solutions visant à la minimisation des pertes additionnelles dues au fonctionnement haute fréquence. Il est néanmoins nécessaire

d'évaluer les pertes au niveau des têtes de bobine. Ces dernières, comme expliqué dans [Boubaker-16] ne sont pas régies par les mêmes relations étant donné que ces conducteurs sont entourés d'air.

d. Pertes dans les têtes de bobine

Le modèle 2D ne permet pas une estimation précise des pertes Joule attribuées aux têtes de bobine. Dans le cas d'un bobinage classique (non massif), des coefficients multiplicateurs empiriques sont intégrés dans le post-traitement de manière à tenir compte des pertes liées aux chignons, comme montre l'équation ci-dessus :

$$\begin{aligned} P_{DC,tot} &= P_{DC,be} + P_{DC,tb} = \rho V_{tot} J_{rms}^2 = \rho (V_{be} + V_{tb}) J_{rms}^2 \\ &= \left(\frac{1}{1 - \tau_{tb}} \right) \rho V_{be} J_{rms}^2 = k_{tb} P_{DC,be} \end{aligned} \quad (144)$$

Avec V_{tot} le volume total du bobinage qui se décompose en deux parties : la partie logée dans les encoches (V_{be}) et les têtes de bobines (V_{tb}), alors le facteur de têtes de bobine est donné par la relation suivante :

$$\tau_{tb} = \frac{V_{tb}}{V_{be} + V_{tb}} \quad (145)$$

Pour un bobinage traditionnel pourvu de chevauchements au niveau des têtes de bobine, le calcul des volumes de ces dernières est approximé. Au contraire, pour un bobinage à barres massives l'évaluation des volumes des têtes de bobine, due à leur simple géométrie, est exacte. L'auteur [Boubaker-16] nous donne l'expression des volumes des têtes de bobine pour un bobinage massif distribué à un conducteur par encoche.

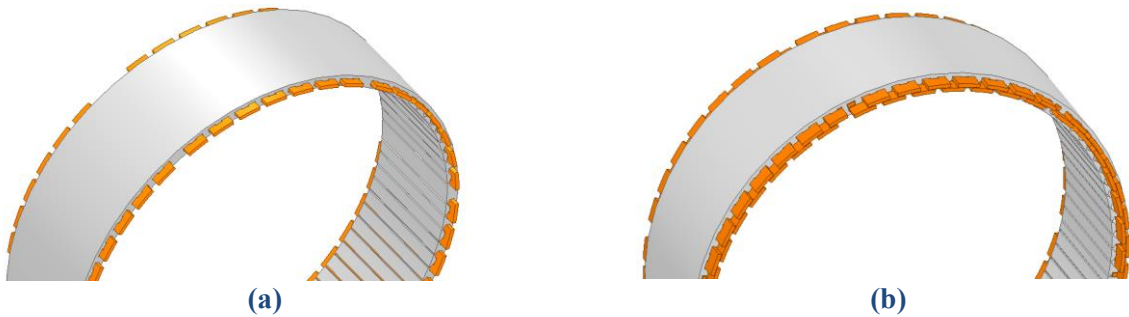


Figure 4-39 : Géométries du stator à bobinage par quartiers (a) à un seul conducteur (b) à deux conducteurs.

En haute fréquence comme déjà mentionné pour les conducteurs massifs (non torsadés et de taille supérieure à l'épaisseur de peau) entourés d'un circuit magnétique les pertes AC deviennent prépondérantes par rapport aux pertes DC [Mlot-15] -[Wrobel-10] -[Wrobel-12]. Cette augmentation de pertes est néanmoins contrecarrée par une compacité accrue des têtes de bobine par rapport à une configuration classique cf. §2.2 et §2.3.2.1.

Les travaux de [Boubaker-16] à ce sujet nous montrent, néanmoins, qu'à la différence de ce qui a été vu précédemment, ces conducteurs ne sont affectés principalement que par des effets de peau classiques

(absence de phénomène de refoulement). Cela est vrai dans une configuration à un seul conducteur ($z_t = 1$) et si les chignons sont suffisamment loin du stator. Autrement, au phénomène de peau classique vient se rajouter un terme lié à la proximité d'autres conducteurs (si $z_t > 1$) et un deuxième effet dû à la proximité des aimants, si le rotor n'est pas complètement englobé dans le stator ($L_r > L_s$). Dans ce cas, des phénomènes de bords sont aussi à considérer, provoquant des refoulements de courant. Pour cela nous ferons appel à des modélisations aux éléments finis sur Maxwell® 3D de la suite Ansys®. Ces pertes sont généralement minimales dans une configuration à conducteurs torsadés et de taille inférieure à l'épaisseur de peau [Paradkar]. De ce fait, si le bobinage est un bobinage classique, les pertes Joule totales sont évaluées analytiquement par la relation suivante :

$$P_{AC,tot} = P_{AC,be} + P_{DC,tb} = (k_{AC,be} + k_{tb})P_{DC,be} \quad (146)$$

Comme indiqué dans [Boubaker-16] dans le cas d'un bobinage à barres massives distribué lorsque $z_t = 1$, on a :

$$P_{AC,tot} = P_{AC,tb} + P_{AC,be} = (k_{AC,be} + k_{tb}k_{AC,tb})P_{DC,be} \quad (147)$$

Dans ce manuscrit nous adaptons une telle démarche pour un bobinage massif regroupé en quartiers, concentré, à 1 et 2 conducteurs par encoche. D'abord nous traitons le cas à un seul conducteur illustré en Figure 4-40. Dans ce cas, le volume des têtes de bobine se compose de deux parties : les connexions de retour ($V_{conn,retour}$) et la partie des barres d'encoches qui dépassent du circuit magnétique statorique (V_{ext}).

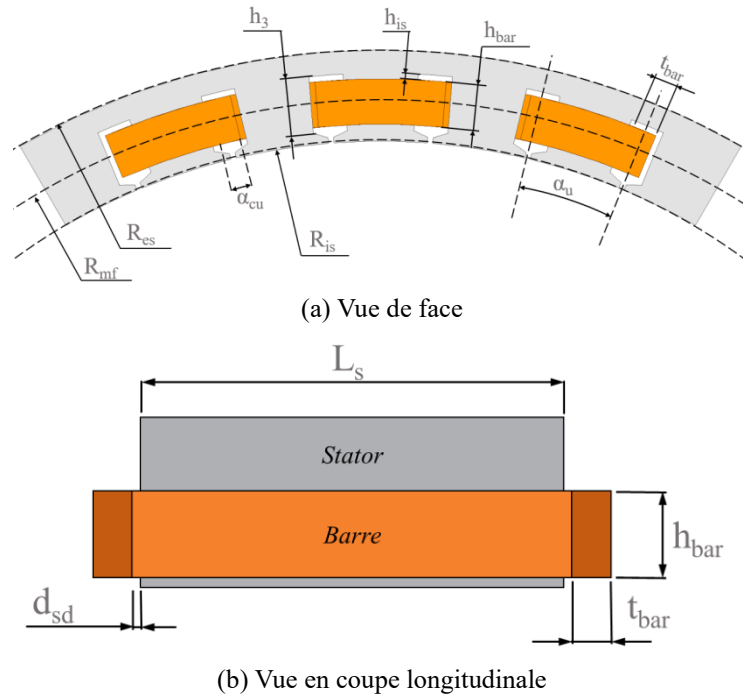


Figure 4-40 : Bobinage à barre par quartiers à un conducteur par encoche.

$V_{conn,retour}$ est donné par la relation suivante:

$$V_{conn,retour} = n_{conn} l_{conn} A_{conn} = n (k_Q - 1) (R_{mf} \alpha_u + t_{bar}) (h_{bar} t_{bar}) \quad (148)$$

Et V_{ext} :

$$V_{\text{ext}} = 2Q l_{\text{ext}} A_{\text{cu}} = 2Q d_{\text{sd}} (h_{\text{bar}} t_{\text{bar}}) \quad (149)$$

Le coefficient de pertes en AC pour les têtes de bobine, exploitant le modèle de pertes développé par [Levasseur], est ainsi évalué [Boubaker-16] :

$$k_{AC,tb} = \sqrt[6]{\left(\frac{3}{4}\right)^6 + \left[\frac{h_{\text{bar}} t_{\text{bar}}}{2(h_{\text{bar}} + t_{\text{bar}})} \sqrt{\sigma \mu \pi f}\right]^6} + \frac{1}{4} \quad (150)$$

Ce coefficient ne tient compte que des phénomènes de peau classiques, tout effet de proximité est négligé. Il est donc approximatif lorsque l'on augmente le nombre de conducteurs.

Pour un bobinage à deux conducteurs, on fait référence à la Figure 4-41, dans ce cas, le volume des têtes de bobine se compose de quatre parties : les connexions de retour ($V_{\text{conn,retour}}$), les connexions supérieures ($V_{\text{conn,sup}}$), les connexions inférieures ($V_{\text{conn,inf}}$) et la partie des barres d'encoches qui dépassent du circuit magnétique statorique (V_{ext}).

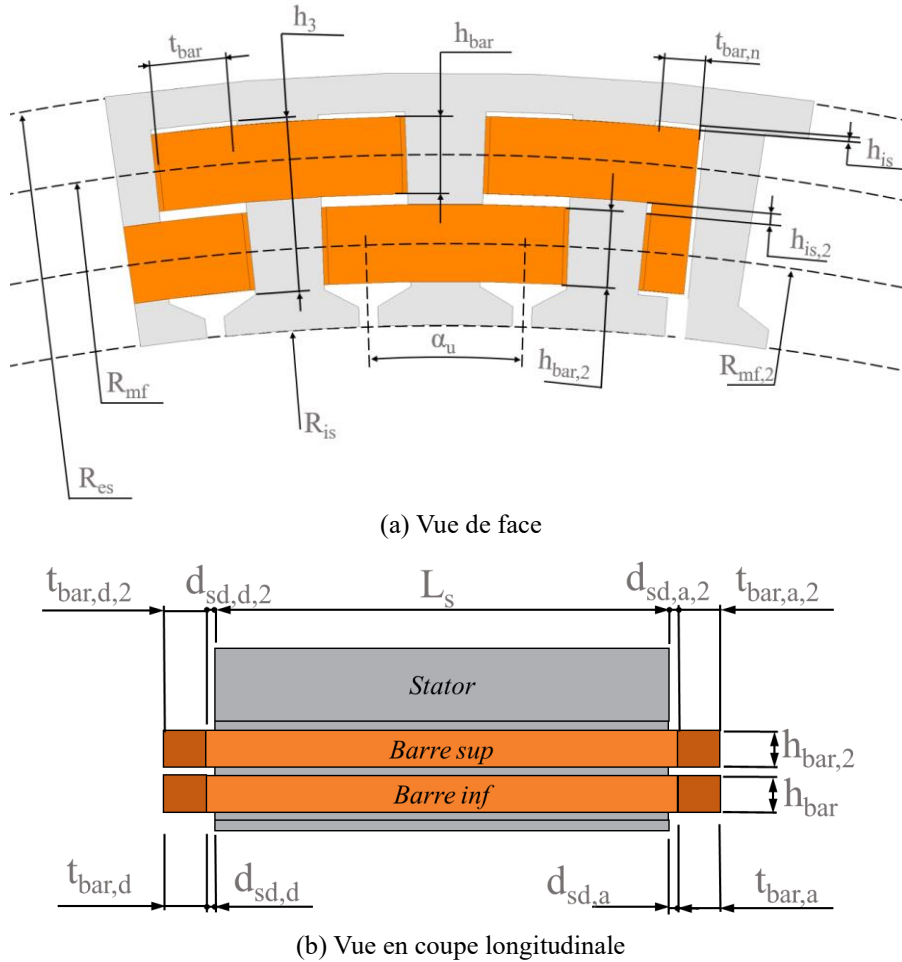


Figure 4-41 : Bobinage à barre par quartiers à deux conducteurs par encoche.

$V_{\text{conn,retour}}$ est donné par la relation suivante :

$$V_{\text{conn,retour}} = n l_{\text{retour}} A_{\text{retour}} = n \left[(R_{\text{m,inf}} + R_{\text{m,sup}}) \alpha_u + t_{\text{bar}} \right] (h_{\text{bar}} t_{\text{bar}}) \quad (151)$$

$V_{\text{conn,inf}}$:

$$V_{\text{conn,inf}} = n_{\text{inf}} l_{\text{inf}} A_{\text{inf}} = n (k_Q/2 - 1) (R_{\text{m,inf}} \alpha_u + t_{\text{bar}}) (h_{\text{bar}} t_{\text{bar}}) \quad (152)$$

$V_{\text{conn,sup}}$:

$$V_{\text{conn,sup}} = n_{\text{sup}} l_{\text{sup}} A_{\text{sup}} = n (k_Q/2 - 1) (R_{\text{m,sup}} \alpha_u + t_{\text{bar}}) (h_{\text{bar},1} t_{\text{bar}}) \quad (153)$$

Et V_{ext} :

$$V_{\text{ext}} = 2Q l_{\text{ext}} A_{\text{cu}} = 2Q d_{\text{sd}} (h_{\text{bar}} t_{\text{bar}}) \quad (154)$$

Le volume total des têtes de bobine est alors donné par :

$$V_{\text{tb}} = V_{\text{ext}} + V_{\text{conn,sup}} + V_{\text{conn,inf}} + V_{\text{conn,retour}} \quad (155)$$

Ainsi, le pourcentage de têtes de bobines (τ_{tb} [%]), égal au rapport du volume des têtes de bobines sur le volume total du bobinage, peut être déterminé via la suivante relation :

$$\tau_{\text{tb}} = \frac{V_{\text{tb}}}{V_{\text{be}} + V_{\text{tb}}} \quad (156)$$

Les pertes Joule en AC générées au niveau des têtes de bobine sont évaluées comme suit :

$$P_{\text{AC,tb}} = k_{\text{AC,tb}} P_{\text{DC,tb}} = k_{\text{AC,tb}} R_{\text{DC,tb}} I_{\text{ph,rms}}^2 \quad (157)$$

où la résistance des têtes de bobine est donnée par :

$$R_{\text{DC,tb}} = R_{\text{DC,tb,retour}} + R_{\text{DC,tb,ext}} = \frac{\rho_{\text{cu}}}{A_{\text{cu}}} (l_{\text{conn}} + l_{\text{ext}}) \quad (158)$$

pour une configuration par quartiers avec $z_t = 1$, et :

$$\begin{aligned} R_{\text{DC,tb}} &= R_{\text{DC,ext}} + R_{\text{DC,sup}} + R_{\text{DC,inf}} + R_{\text{DC,retour}} \\ &= \frac{\rho_{\text{cu}}}{A_{\text{cu}}} (l_{\text{ext}} + l_{\text{sup}} + l_{\text{inf}} + l_{\text{retour}}) \end{aligned} \quad (159)$$

pour une configuration par quartiers avec $z_t = 2$.

Afin de quantifier ces phénomènes tridimensionnels, nous avons mis en place, sous ANSYS Maxwell, un modèle par éléments finis 3D, ne comprenant que les bobines et le circuit magnétique, Figure 4-39, ainsi qu'un modèle général pour un moteur complet à aimants permanents déposés en surface (rotor, stator, aimants, bobinage à barres).

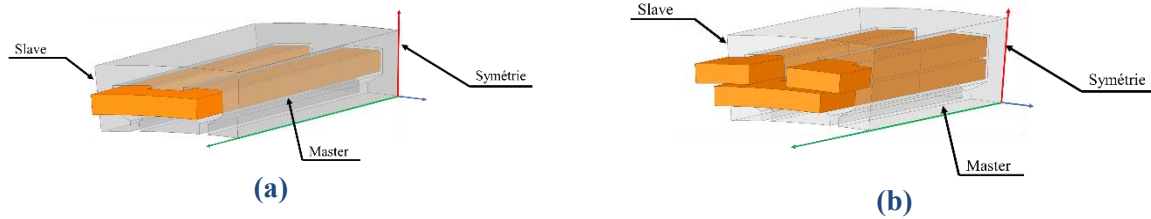


Figure 4-42 : Bobinage à barre par quartiers (a) à un conducteur par encoche (b) à deux conducteurs en série par encoche.

La Figure 4-42 présente le modèle. En raison de la symétrie, le modèle 3D ne comprend que la moitié d'un secteur de bobine, composé de deux dents successives, voir le plan de symétrie XY sur les Fig. Figure 4-42 (a) -Figure 4-42 (b).



Figure 4-43 : Pré-découpage du domaine afin d'atteindre un maillage structuré dans Ansys Maxwell.

Ainsi, les pertes en AC générées au niveau des têtes de bobine sont évaluées exploitant le modèle 2D et 3D aux éléments finis et comparées avec les résultats issus de la relation (147).

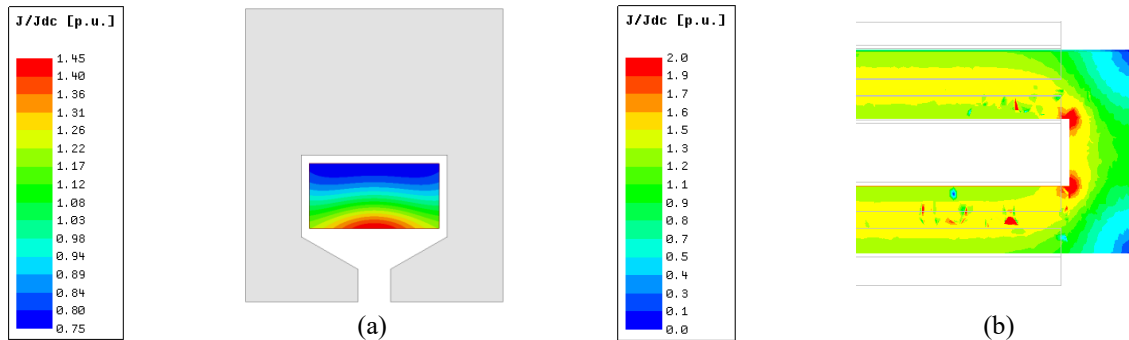


Figure 4-44 : Distribution du courant dans l'encoche et au niveau des chignons pour $f_e = 1833$ Hz et $I_{rms,ph} = 200A$ $z_t = 1$ (la densité atteint $6xJ_{dc}$ au raccordement au plus proche du stator pour $dsd = 0.5$ mm).

Les résultats sont résumés dans le Tableau 4-4 suivant dans le cas d'une configuration à un seul conducteur.

	Modèle analytique	Calcul par EF-2D	Calcul par EF-3D	Unité	e
P_{DC} encoches	6.45	*6.45	*6.45	W	
P_{AC} encoches	7.41	**7.39	**7.39		0.3%
P_{DC} chignons	1.41	*1.41	*1.41		
P_{AC} chignons	2.02	*2.02	(9.29 – 7.39 =) 1.9		6.3%
P_{DC} bobinage entier	7.86	*7.86	*7.86		
P_{AC} bobinage entier	9.43	*9.43	9.29		1.5%
Temps de calcul	Instantané	qq minute	6 heures		

Tableau 4-4 : Calcul analytique des pertes Joule du bobinage VS simulation par éléments 2D et 3D (Sans champ rotorique, matériau ferromagnétique idéale)
*évalué analytiquement ** évalué par EF-2D pour $dsd = 0.50$ mm.

On remarque un niveau de pertes « moins » important au niveau des chignons que ce qui est estimé par le modèle analytique. Cet écart en pertes, est probablement lié aux effets de bord, ces effets sont mis en

évidence sur la Figure 4-45, Figure 4-46 (c) et (d). L'erreur estimée croît avec le paramètre dsd , distance entre les têtes de bobine et surface statorique latérale, jusqu'à atteindre les 21.7% pour $dsd = 20\text{mm}$.

Pour vérifier cela, mais aussi pour évaluer à quelle distance du stator les pertes dans les chignons sont susceptibles de devenir conséquentes, nous avons paramétré le modèle par éléments finis 3D en fonction du paramètre dsd distance entre la face interne des têtes de bobine et le stator, comme illustré Figure 4-40. La distribution des vecteurs de densité de flux au niveau des têtes de bobine et dans le noyau de fer dans les deux cas est illustré en Figure 4-46 (b) et (c), respectivement.

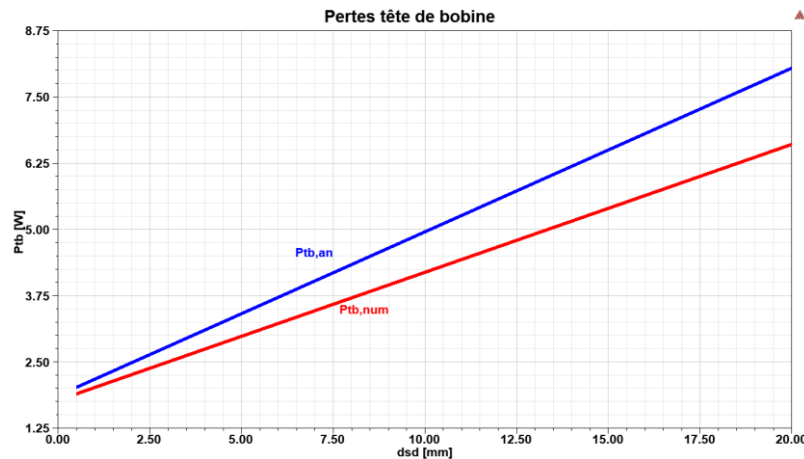


Figure 4-45 : Evolution des pertes avec la distance des chignons du stator (avec une erreur relative allant de 6 à 22%).

L'erreur estimée croît avec le paramètre dsd , distance entre les têtes de bobine et surface statorique latérale, jusqu'à atteindre les 21.7% pour $dsd = 20\text{mm}$ (cf. Figure 4-49).

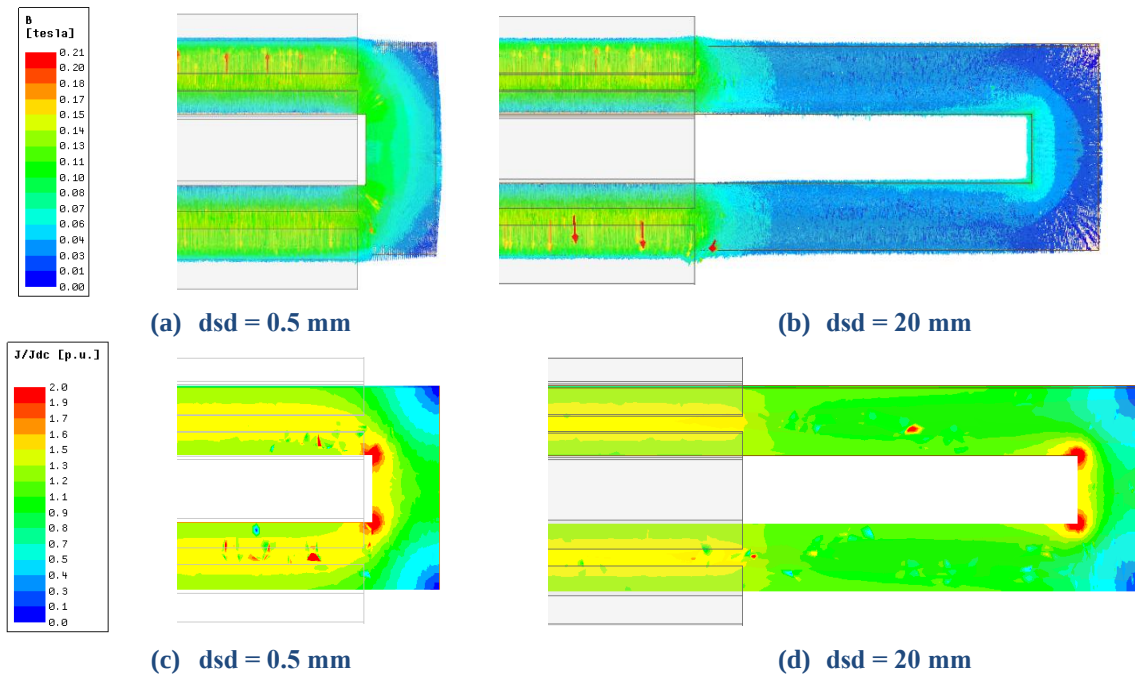


Figure 4-46 : Maillage, distribution du flux magnétique et du courant au niveau chignons pour $f_e = 1833$ Hz, $I_{rms,ph} = 250A$.

On distingue en Figure 4-46 (b) un flux de fuite d'encoche et flux de fuite d'extrémité. En Figure 4-46 (c), on peut voir la distribution non uniforme de la densité de courant. Le plus grand effet de proximité est enregistré dans la configuration de la Figure 4-48 (b) dans le cas où les conducteurs sont placés près du noyau statorique (où dsd_1 et dsd_2 sont le plus petits) [Paradkar]. Plus les chignons sont loin du stator plus la densité de courant au niveau des chignons est homogène, réduisant les pertes ohmiques et les pertes fer par CI réduisant les fuites d'extrémité.

e. Conclusion paragraphe pertes AC dans les barres massives

En conclusion, nous démontrons que les pertes Joule en AC dans les conducteurs massifs augmentent bien sûr avec la fréquence électrique, mais qu'il est possible de trouver un compromis entre augmentation des pertes en CC, pertes AC et résistance thermique équivalente de l'encoche. Travailler sur la forme, le nombre de conducteurs et sur l'utilisation de matériaux de plus haute résistivité peut notamment aider à maintenir ces pertes à un niveau raisonnable. Nous montrons que, pour une application et un point de fonctionnement donnée, une configuration avec 2 conducteurs en aluminium par emplacement de différente hauteur offre un bon compromis entre pertes et gain en masse et donc en puissance massique (Tableau 4-3) par minimisation des phénomènes de peau simple face. Si nous pouvons augmenter le nombre de conducteurs à quatre ($z_t = 4$), l'aluminium semble être plus intéressant que la solution en cuivre (Figure 4-26) car elle minimise les phénomènes de proximité entre conducteurs de la même phase.

Comme énoncé précédemment (cf. §2.3.2.1) l'utilisation d'un bobinage à barres massives au lieu d'un bobinage classique filaire permet d'augmenter la section de cuivre par rapport à celle de l'isolant, réduisant les pertes DC et améliorant l'échange thermique cf. §2.3.2. Cette amélioration est aussi permise par des

têtes de bobine extrêmement compactes qui minimise les pertes CC. Enfin, on a observé que les chignons dans cette configuration contribuent de manière non significative aux pertes ohmiques additionnelles.

Des modèles 1D analytiques ont été comparés à des modèles éléments finis montrant une bonne corrélation sous certaines conditions de validité. Les pertes Joule en AC ainsi évaluées sont successivement additionnées aux pertes en AC attribuées aux seuls conducteurs dans les encoches évaluées par Maxwell-2D dans le cas d'un bobinage à barres massives, ou par le moyen de la formule (123) pour un bobinage classique.

Dans ces paragraphes, nous avons montré que la prédiction des pertes en AC nécessite une modélisation fine précise aux éléments finis avec néanmoins un temps de calcul conséquent, ce qui souligne la nécessité d'un couplage semi-numérique avec un modèle analytique en prédimensionnement et un aux EF comme complément de validation.

4.2.2.2. Thermique

Il convient de noter que les résultats ci-dessus ont été obtenus en supposant une température de référence de bobinage constante et homogène, définie arbitrairement à 25 ° C. Or, la température a un impact sur la résistivité et donc sur le coefficient de pertes en AC, comme déjà vu au paragraphe précédent.

Effectivement, comme indiqué par [Paradkar]-[Wrobel-10]-[Wrobel-12] le coefficient de pertes en AC doit être corrigé pour tenir compte de l'évolution de la température, ainsi :

$$k_{AC|T_0} = \frac{k_{AC|20^\circ C} - 1}{[1 + \alpha_{cu}(T_0 - 20)]^{\frac{3}{2}}} + 1 \quad (4-160)$$

Où, T_0 est la température au point de fonctionnement et α le coefficient de température de la résistivité ($3.93 \cdot 10^{-3} K^{-1}$ pour le cuivre et $4.03 \cdot 10^{-3} K^{-1}$ pour l'aluminium). Alors les pertes en AC seront données par :

$$P_{AC|T_0} = P_{DC|20^\circ C} \frac{k_{AC|20^\circ C} - 1}{\sqrt{1 + \alpha_{cu}(T_0 - 20)}} + P_{DC|20^\circ C} [1 + \alpha_{cu}(T_0 - 20)] \quad (4-161)$$

La Figure 4-47 illustre l'allure du coefficient des pertes AC en fonction de la température, supposée homogène dans tout le volume et invariable avec le niveau de pertes associées.

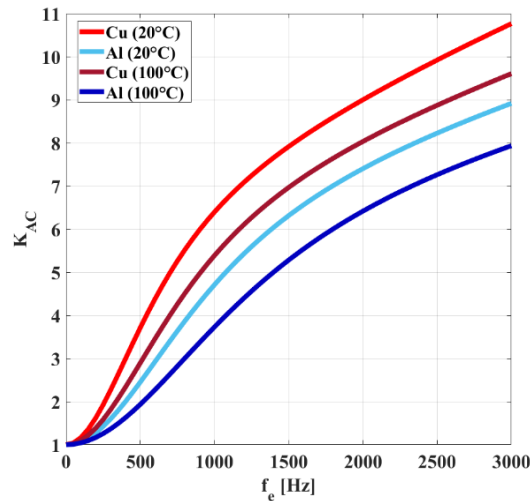


Figure 4-47 : Effet de la température sur le coefficient de pertes AC.

Ce qui équivaut à un essai en enceinte climatique. Or, on sait que le niveau de pertes évolue avec la fréquence et surtout que la distribution du courant et donc des pertes n'est pas homogène au sein du conducteur. Un modèle thermique de la machine est donc nécessaire afin d'étudier l'impact sur les performances. C'est ce qui sera développé dans les paragraphes suivants.

4.3.Modélisation thermique semi-analytique et numérique

La figure suivante montre en négligeant le rayonnement les différentes parties de la machine nécessitant une modélisation adaptée.

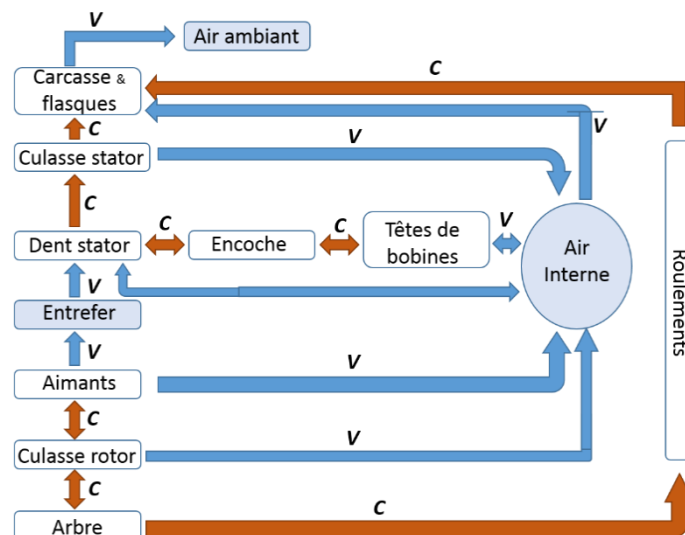


Figure 4-48 : Modes de transfert de chaleur dans la machine. C : pour conduction et V : pour convection.

L'évaluation des différentes grandeurs thermiques se fait analytiquement et se base sur les principes de transferts de chaleur et de la mécanique des fluides, à l'exception des pertes électromagnétiques, évaluées par éléments finis et moyennées dans le temps (thermique stationnaire). La résolution d'un problème thermique d'échange convectif requiert la résolution des équations du mouvement (équation de continuité

et conservation de la quantité de mouvement) et des équations de conservation de l'énergie. Notamment, la modélisation CFD (*Computational Fluid Dynamics*) permet une résolution numérique des équations de la mécanique des fluides, précitées, exploitant la technique des volumes finis. Ce type de modélisation permet une meilleure résolution du problème et d'extraire la valeur, ou l'expression, des coefficients d'échange thermique par convection sur toutes surfaces solides du domaine étudié. Cependant, le coût en termes de temps de modélisation, de calcul et de post-traitement des résultats ainsi obtenus est très lourd.

Comme alternative, il est possible d'introduire des corrélations empiriques (obtenues expérimentalement). Ces relations analytiques se basent sur des nombres adimensionnels tels que les nombres : de Reynolds, de Nusselt, Prandtl, etc. qui sont ici introduits afin de modéliser les échanges par convection thermique. La valeur des coefficients d'échange convectifs, en particulier dans l'entrefer et au niveau des chignons est ainsi évaluée. Les coefficients ainsi obtenus peuvent être exploités de deux manières :

- ✚ Modélisation par éléments finis du domaine solide (FEM) ;
- ✚ Modélisation par paramètres concentrés (LPM) ;

Lorsque le domaine d'intérêt, ou d'étude est restreint aux objets solides, il est usuel de ne mailler que les éléments de ces derniers, modélisant la présence des fluides par l'application de conditions aux contours, définies par l'application des coefficients d'échanges que nous venons d'évoquer. Pour des raisons de simplifications, ceci réduit fortement le coût en termes de temps de calcul et de modélisation. L'avantage d'une modélisation FEM, par rapport à une modélisation par paramètres concentrés (LPM), consiste d'abord dans la réduction des erreurs de modélisation que l'utilisateur pourrait commettre dans l'évaluation des résistances thermiques équivalentes à chaque région solide constituant le domaine d'étude. Ceci permet de s'affranchir de l'hypothèse simplificatrice de corps homogène, permettant d'analyser des objets hétérogènes de forme complexe. Le seul avantage de la méthode FEM est donc qu'elle permet de modéliser plus précisément que le LPM la conduction dans les solides.

4.3.1. Modélisation par paramètres concentrés (LPM) ;

Dans notre cas, dans l'optique, d'intégrer notre modèle thermique dans un processus d'optimisation puis de calcul en temps réel pour le contrôle commande, une modélisation simple mais adaptée est représentée par une modélisation à paramètres concentrés (LPM) ou réseaux de résistances thermiques équivalentes. Dans cette approche, la modélisation se fait par blocs à propriétés homogènes représentés par des résistances thermiques équivalentes. Ces blocs peuvent selon les cas prendre en compte des phénomènes de conduction, de radiation et de convection entrant en jeu dans la diffusion de la chaleur. Des condensateurs électriques équivalents modélisent la capacité des blocs à emmagasiner la chaleur et reproduisent les effets thermiques transitoires de la matière.

Les nœuds (placés au milieu de chaque bloc) sont ceux modélisant : les aimants, les encoches avec ses têtes de bobines, le stator et le rotor. Les pertes associées à chaque bloc sont concentrées au nœud correspondant et la température évaluée au nœud représente la température moyenne du bloc considéré. Ci-après un

exemple de modélisation par paramètres concentrés pour une machine asynchrone avec surface extérieure à ailettes longitudinales.

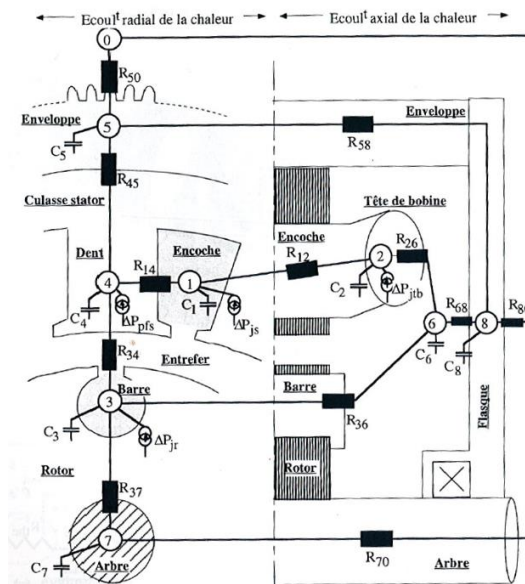


Figure 4-49: Machine asynchrone IP55 TEFC (Totally Enclosed, Fan-Cooled) [Biedinger-10].

On voit que le flux de chaleur s'écoule radialement et axialement. De la même manière, plusieurs phénomènes de diffusion thermique peuvent se présenter au même nœud. Les résistances thermiques équivalentes peuvent donc inclure des effets multiples. Comme dans chaque modélisation, des hypothèses doivent être prises afin de réduire la complexité sans pour cela impacter fortement la précision du modèle. Par exemple, les hypothèses simplificatrices suivantes sont souvent considérées :

- ✚ Les flux thermiques dans les directions radiale et axiale sont complètement indépendants les uns des autres ;
- ✚ Le flux de chaleur est distribué de manière uniforme ;
- ✚ Les capacités thermiques et les sources de chaleur sont considérées être uniformément distribuées [Mellor-91] ;
- ✚ Les contacts entre les différents blocs sont modélisés au travers d'une résistance thermique équivalente ;
- ✚ Les pertes fer sont réparties de manière homogène entre culasse et dents en fonction de leur volume respectif
- ✚ De même pour le bobinage entre parties externe au stator (têtes de bobine) et interne, les pertes sont attribuées en fonction de leur volume respectif ;

En particulier dans les culasses rotorique, statorique et dans l'arbre (donc dans toutes les parties cylindriques) :

- ✚ Le flux thermique dans la direction circonférentielle est nul ;

Enfin, le flux de chaleur dans la direction axiale, lorsque le bloc considéré est composé d'un empilage de tôle, de vernis et d'air, est également négligé en raison de la valeur élevée de la résistance de contact thermique entre les tôles.

Dans ces travaux de recherche, on s'intéresse à des moteurs refroidis par de l'air forcé, protégé contre les infiltrations d'eau et d'humidité (indice IP 55, cf. annexes).

Le schéma thermique équivalent, en régime transitoire, peut être modélisé de la manière suivante :

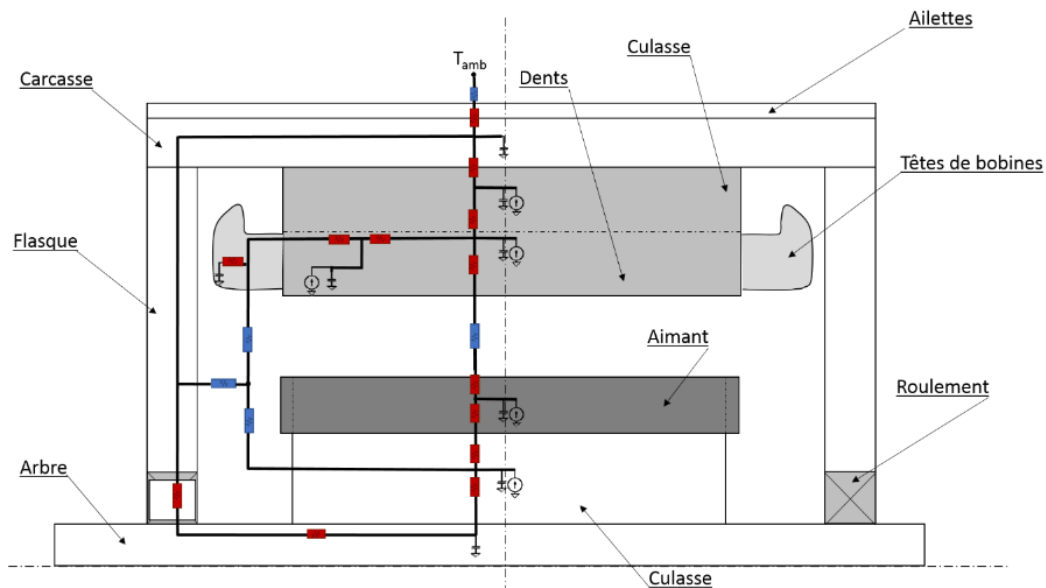


Figure 4-50 : Réseau thermique nodale

Les principaux échanges thermiques survenant dans ces machines peuvent être classés comme suit :

- ✚ Échanges thermiques par conduction : encoche-stator ; aimants-rotor ; roulements-arbre-flasques-virole ; rotor-arbre ; stator-virole ;
- ✚ Échanges thermiques par convection forcés : flasques-air ; têtes de bobines-air interne ; rotor-air interne ; rotor- entrefer et stator- entrefer ; virole-air interne ; ailettes-air ambiante
- ✚ Les échanges thermiques par convection naturelle : flasque latéral en couplage avec l'air ambiant, il est ici négligé.

L'hypothèse prise est, qu'en condition stationnaire, toute la chaleur s'évacue à travers la virole puis par convection avec l'air au niveau de la surface des ailettes. La simplification du schéma équivalent, déjà étudié dans [Kylander-95], [Fernández-11], [Marquez-14] et en particulier par [Lindström-99], est ci-après illustrée :

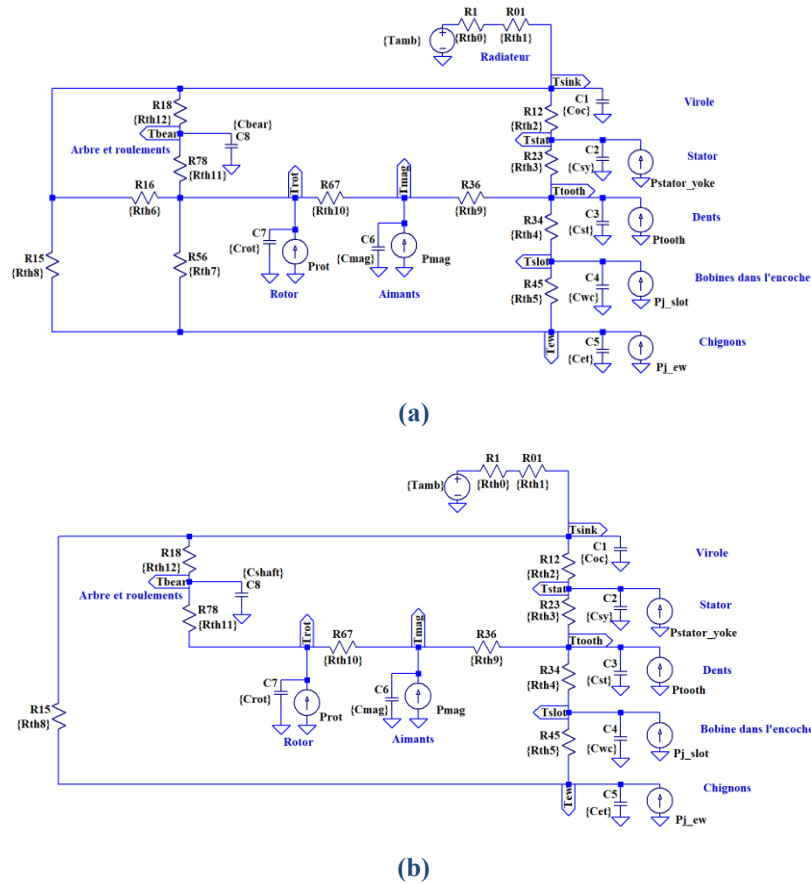


Figure 4-51 : Schéma thermique dans l'environnement de simulation de LTSpice : a-) pas de surmoulage et b-) avec surmoulage.

Les résistances thermiques équivalentes sont évaluées analytiquement en exploitant les données géométriques et les propriétés thermiques du matériau constituant le bloc considéré.

La conduction thermique

La résistance thermique suivant la direction radiale entre le milieu d'un secteur cylindrique (ϑ) creux et sa surface externe est exprimée de la manière suivante [Incropera 7th] :

$$R_{th,r} = \int_{R_{int}}^{R_{ext}} \frac{dr}{\lambda_{rad} S_n} = \frac{\ln(R_{ext}/R_{int})}{\theta L \lambda_{rad}} \quad (162)$$

Où R_{ext} et R_{int} sont les rayons externe et interne du cylindre considéré et λ la conductivité thermique exprimée en $W \, m^{-1} \, K^{-1}$, tandis que L est la longueur axiale de la machine ($S_n = \vartheta \, r \, L$ étant la surface normale au flux de chaleur).

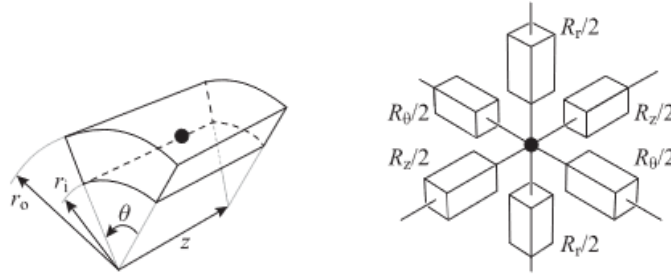


Figure 4-52 : Modélisation par réseau nodale d'un élément d'un secteur d'un cylindre creux en coordonnées cylindriques.

Les résistances thermiques suivant les coordonnées azimutale et axiale sont données par les expressions suivantes :

$$R_{th,z} = \frac{L}{\theta (R_{ext}^2 - R_{int}^2) \lambda_z} \quad (1) \quad R_{th,\theta} = \frac{\theta}{\lambda_{az} L \ln (R_{ext}/R_{int})} \quad (2) \quad (163)$$

Alors que pour un rectangle de propriétés thermiques quelconques, les résistances thermiques équivalentes suivant les directions x, y et z sont exprimées par :

$$R_{th,x} = \frac{l_x}{l_y l_z \lambda_x} \quad (1) \quad R_{th,y} = \frac{l_y}{l_x l_z \lambda_y} \quad (2) \quad R_{th,z} = \frac{l_z}{l_x l_y \lambda_z} \quad (3) \quad (164)$$

Cette modélisation par nœud central n'est valide que lorsqu'aucune source de chaleur n'est présente dans le bloc considéré. Dans le cas contraire, afin d'obtenir la température moyenne, une résistance est placée entre la source de pertes et le nœud considéré [Mellor-91]-[Kuehbachner-13]-[Kylander-95] comme illustré en Figure 4-53. Cette approche est utilisée dans [Lindström-99], reportée par la suite, afin d'évaluer la résistance thermique des conducteurs dans l'encoche.

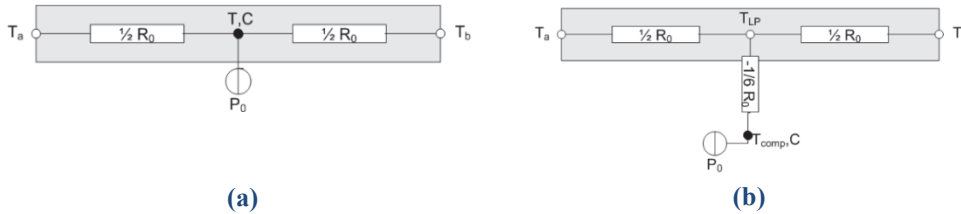


Figure 4-53 : Approche (a) classique (b) « T-equivalent network » [Kuehbachner-13].

Entre deux ou plusieurs objets en contact, l'interface d'échange par conduction n'est pas parfaitement lisse, la finition des surfaces en contact et la pression exercée à la surface jouent un rôle fondamental dans la valeur de la résistance de contact. Cette résistance est souvent évaluée de manière empirique en attribuant une épaisseur de couche d'air équivalent à l'interface [Pyrhonen-2nd]. Les résistances thermiques les plus importantes à cet égard sont celles entre l'isolant des conducteurs et la dent statorique, le rotor et l'arbre et enfin entre le stator et la virole du refroidisseur.

$$R_{th,e} = \frac{g_{eq}}{S_{cont} \lambda_{air}} = \frac{S_{cont}}{G_{th,eq}} \quad (165)$$

Le Tableau 4-5 résume les valeurs équivalentes pour différents cas :

Matériau	Conductance équivalente [kWm ⁻² C ⁻¹]	Entrefer équivalent [μm]
Céramique- Céramique	0.5-3	8.7-5.2
Céramique-Métal	1.5-8.5	3.1-17.3
Acier-Acier	1.7-3.7	7.0-15.3
Aluminium- Aluminium	2.2-12	2.2-1.2
Acier- Aluminium	3-4.5	5.8-8.7
Cuivre-Cuivre	10-25	1.0-2.6

Tableau 4-5 : Coefficients de transfert typiques entre différentes surfaces [Staton-05].

Le tableau suivant donne des valeurs dans le cas des machines électriques :

Interfaces	Conductance équivalente [kWm ⁻² C ⁻¹]	Entrefer équivalent [μm]
Bobinage et stator	0.08-0.25	100-300
Virole (aluminium) et culasse statorique	0.65-0.87	30-40
Virole (acier) et culasse statorique	0.35-0.55	50-80

Tableau 4-6 : Coefficients de transfert typiques entre différentes interfaces [Pyrhonen-2nd].

A l'issue de l'assemblage, Figure 4-54, il est fondamental, de calibrer les résistances thermiques de contact. La valeur des résistances thermiques de contact sont en effet fortement dépendantes du processus d'assemblage du moteur : état de surface (rugosité) et de la pression de contact exercée (comme illustrée ci-dessous).

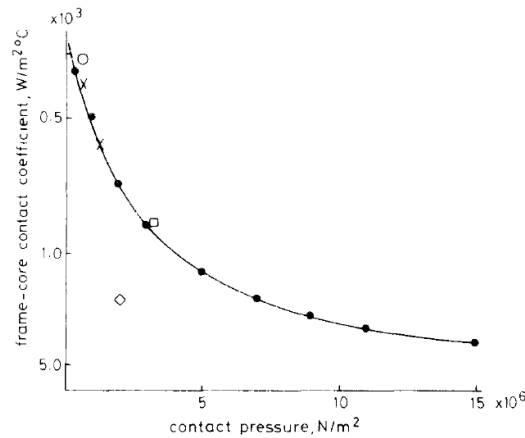


Figure 4-54: Conductance thermique équivalente entre deux blocs en acier en fonction de la pression de contact (x) [Brunot-50] – (*) [Shlykov-64] et () [Mellor-91].

Les résistances thermiques de l'enveloppe constituant la partie sans ailettes sont donc données par

$$R_{th,virole} = \frac{\ln(R_{es} + H_h) - \ln(R_{es})}{2\pi L_s \lambda_{al}} \quad (166)$$

Alors que la capacité thermique C_{oc} de la virole est donnée par :

$$C_{oc} = (m_{flasque} + m_{virole})c_{AL} \quad (167)$$

Avec c_{Al} la chaleur spécifique de l'aluminium. De la même manière pour la culasse statorique et rotorique

$$R_{th,cs} = \frac{\ln(R_{es}) - \ln(R_{is} + d_s)}{2\pi k_{st} L_s \lambda_{ys}} \quad (168)$$

$$R_{th,cr} = \frac{\ln(R_{er}/R_{arbre})}{2\pi k_{st} L_s \lambda_{yr}} \quad (169)$$

Pour l'aimant, il est nécessaire de considérer qu'il s'agit d'un secteur de tube et que les pertes totales se répartissent de manière équivalente (résistance en parallèle) dans tous les pôles :

$$R_{th,aim} = \frac{\ln(R_{er} + l_{pm}) - \ln(R_{er})}{2p\theta_m L_s \lambda_{aimant}} \quad (170)$$

En considérant le schéma en Figure 4-51, les résistances $R_{th,1}$ et $R_{th,2}$ sont données par les expressions suivantes :

$$R_{th,1} = \frac{R_{th,radiateur}}{2} \quad (171)$$

$$R_{th,2} = \frac{R_{th,radiateur}}{2} + \frac{R_{th,cs}}{2} + R_{th,e} \quad (172)$$

Pour la dent, le calcul est plus complexe et doit passer par une sous-division de la géométrie de la dent en trois blocs simplifiés. Comme expliqué dans [Lindström-99] et [Anderson-13], de cette manière on peut calculer la résistance totale thermique comme :

$$R_{th,dent} = \frac{r_{th,1} + r_{th,2} + r_{th,3}}{Q k_{st} L_s \lambda_{cs}} \quad (173)$$

De la même manière, les pertes totales attribuées aux dents circulent dans Q dents en parallèle. Les résistances équivalentes aux trois blocs constituant la dent sont données par les expressions suivantes :

$$r_{th,1} = \frac{y_{d1}}{x_{d1}} = \frac{d_1}{\tau_s - w_s} \quad (174)$$

$$r_{th,2} = \frac{y_{d2}}{x_{d1} - x_{d2}} \ln \left| \frac{x_{d1}}{x_{d2}} \right| = \frac{d_2}{(\tau_s - w_s) - w_{ti}} \ln \left| \frac{\tau_s - w_s}{w_{ti}} \right| \quad (175)$$

$$r_{th,3} = \frac{y_{d3}}{x_{d3} - x_{d2}} \ln \left| \frac{x_{d3}}{x_{d2}} \right| = \frac{d_3}{w_{to} - w_{ti}} \ln \left| \frac{w_{to}}{w_{ti}} \right| \quad (176)$$

Alors la résistance thermique $R_{th,3}$ entre le milieu de la culasse statorique et le milieu de la dent, en supposant une géométrie équivalente symétrique d'égale résistance thermique, est donnée par :

$$R_{th,3} = \frac{R_{th,cs}}{2} + \frac{R_{th,dent}}{2} \quad (177)$$

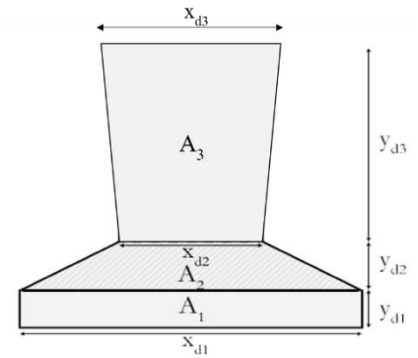


Figure 4-55: Sous-division de la dent en trois régions [Anderson-13].

Encoches

Un point crucial dans la modélisation thermique, c'est la modélisation des encoches. En effet, cette zone, avec les têtes des bobines, est la zone où la température atteint sa valeur maximale. Les conducteurs de cuivre sont revêtus de vernis et entre chaque brin se trouve de l'air et de la résine ou autres matériaux isolants. Tandis que la conductance thermique des enroulements bobinés dans l'encoche suivant la direction axiale est la même que celle du cuivre nu, dans le plan radiale et azimuthale elle est dominée par de nombreux matériaux de conductivité inférieure et non comparable à celle du cuivre. Dans le cas d'un bobinage conventionnel, à grand nombre de fils aléatoirement distribués en parallèle et/ou en série, la modélisation se fait par bloc homogène de propriétés thermiques équivalentes.

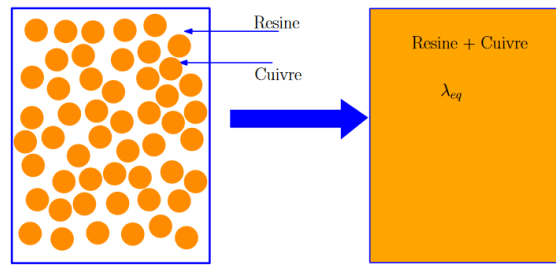


Figure 4-56: Illustration de l'homogénéisation [Khanchoul].

La conductivité équivalente, utilisée dans [Assaad-15] et proposée par Hashin et Shtrikman [Hashin 62], en ne considérant que le vernis isolant, est donc calculée de la manière suivante :

$$\lambda_{be,eq} = \lambda_{res} \frac{(1 + k_{cu})\lambda_{cu} + (1 - k_{cu})\lambda_{res}}{(1 - k_{cu})\lambda_{cu} + (1 + k_{cu})\lambda_{res}} \quad (178)$$

Une deuxième méthode est proposée par Milton [Milton 81]. Cette dernière prend en compte la forme géométrique du conducteur. Avec ς qui représente un paramètre micro-structurel.

$$\lambda_{be,eq} = \lambda_{cu} \frac{[k_{cu}\lambda_{cu} + (1 - k_{cu})\lambda_{res} + \lambda_{res}](\lambda_{cu} + \lambda_{res}) - k_{cu}\varsigma(\lambda_{cu} + \lambda_{res})^2}{[(1 - k_{cu})\lambda_{cu} + k_{cu}\lambda_{res} + \lambda_{cu}](\lambda_{cu} + \lambda_{res}) - k_{cu}\varsigma(\lambda_{cu} + \lambda_{res})^2} \quad (179)$$

Effectivement, pour des bobinages filaires à enroulement aléatoire, de nombreuses inclusions existent entre les spires adjacentes, cela aggrave encore plus la dissipation thermique car l'air a une très faible conductivité thermique (0,026 [W / mK]). Ces méthodes ont été évaluées et validées par éléments finis dans [Idoughi 09] - [Idoughi 11]. La méthode de Milton semble être la plus précise des deux. Néanmoins, elle nécessite la connaissance de la valeur de ς qui dépend de la forme géométrique des inclusions à priori inconnue (voire [Torquato] - [Idoughi 11b], valeurs dans Tableau 4-7). Dans le cas d'un bobinage massif, ces inclusions seront traitées différemment et seront à considérer dans la première expression.

1-k _{cu}	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.65
ζ	0.032	0.063	0.92	0.121	0.165	0.251	0.372

Tableau 4-7 : Valeurs de ζ pour des inclusions circulaires [Torquato] - [Idoughi 11b].

Soderberg dans [Soderberg-31] a dérivé des expressions pour les températures moyennes et maximales d'un élément rectangulaire, tel que celui illustré en Figure 4-56, en supposant une température à la frontière entre dent et encoche constante. Dans cette approche, la température des bobinages est considérée constante dans la direction axiale du conducteur. Les pertes Joule traversent l'isolant vers la dent où elles continuent radialement et axialement vers l'extérieur. Il s'agit donc d'une modélisation bi-dimensionnelle. Il faut souligner que cette conception de l'écoulement bidimensionnel est une approximation importante des circonstances réelles (distribution des pertes et propriétés non homogène), cependant, elle donne des résultats quantitatifs suffisamment précis [Soderberg-31]. En se basant sur ces travaux, la résistance équivalente, Figure 4-51, comprise entre les nœuds représentant les milieux de la dent et de l'encoche est donnée par la relation suivante exprimée par [Kylander-95] :

$$R_{th,4} = \frac{1}{Qk_{st}L_s} \frac{R_x R_y}{R_x + R_y} \left[1 - \frac{R_{x,be} R_{y,be}}{720(R_x + R_y)} \right] \quad (180)$$

La résistance équivalente totale est donnée en considérant que les résistances de chaque bobine sont en parallèle [Kylander-95]-[Lindström-99].

$$R_x = 0.5 \left(R_{ix} + \frac{R_{x,be}}{6} \right) \quad (1) \quad R_y = 0.5 \left(R_{iy} + \frac{R_{y,be}}{6} \right) \quad (2) \quad (181)$$

« i » indique l'isolant et « be » indique la résistance équivalente à l'ensemble constitué par le vernis et le cuivre du bobinage contenu dans l'encoche.

NB : Pour simplifier l'écriture, les relations suivantes sont exprimées par unité de longueur (ou $L = 1m$).

$$R_{ix} = \frac{d_{ins}}{d_{3,cu} \lambda_{is,enc}} + \frac{d_{air}}{d_{3,cu} \lambda_{air}} \quad (1) \quad R_{iy} = \frac{w_{ins}}{w_{sb,cu} \lambda_{is,enc}} + \frac{d_{air}}{w_{sb,cu} \lambda_{air}} \quad (2) \quad (182)$$

Où d_{air} représente l'épaisseur du film d'air équivalent, comprise classiquement entre 300 et 100 μm, [Pyrhonen-2nd], l'épaisseur d_{ins} dépend de la tension maximale appliquée aux bornes des bobines. La Figure 4-57 illustre la variation de la température des bobines en fonction de la résistance thermique de contact équivalente.

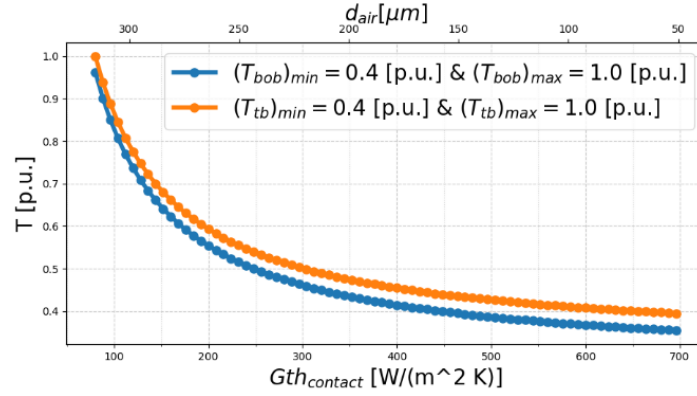


Figure 4-57: Effet de la variation de la résistance de contact équivalente dans l'encoche pour la configuration étudiée.

Les résistances thermiques, par unité de longueur, dans les deux directions préférentielles relatives aux blocs vernis plus conducteurs homogénéisés sont données par les relations suivantes :

$$R_{x,be} = \frac{w_{sb,cu}}{d_{3,cu}\lambda_{be,eq}} = \frac{\alpha_{sb}}{\lambda_{be,eq}} \quad (1) \quad R_{y,be} = \frac{d_{3,cu}}{w_{sb,cu}\lambda_{be,eq}} = \frac{1}{\alpha_{sb}\lambda_{be,eq}} \quad (2) \quad (183)$$

Ces relations sont valides si on considère une température homogène appliquée le long de l'interface entre dent et bobine égale à la température moyenne de la dent. Ceci est vrai si la dent est suffisamment courte en hauteur [Lindström-99].

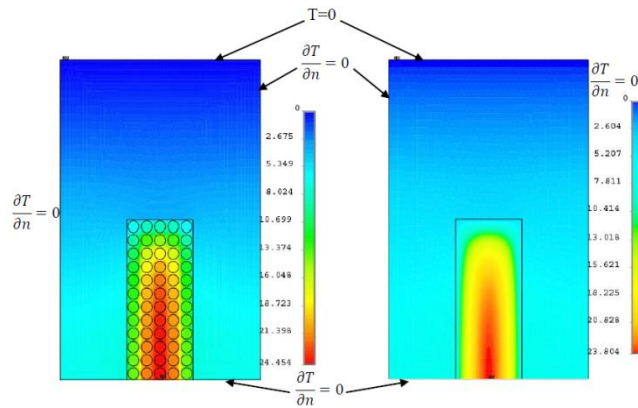


Figure 4-58: Discrétisation de l'encoche [Idoughi 11].

Dans cette approche, toutes les pertes sont concentrées dans un nœud du réseau, mais dans la réalité, la génération de chaleur est répartie dans le volume. Ainsi, une formule appropriée doit être utilisée pour déduire la température max de l'encoche à partir de la température évaluée par notre modèle [Kylander-95] :

$$T_{max,en} = T_a + (T_{avg,en} - T_a) \frac{(R_{ix} + 0.25R_{x,be})(R_{iy} + 0.25R_{y,be})}{4R_xR_y} \left[1 - \frac{R_{x,be}R_{y,be}}{384(R_x + R_y)} \right] \quad (184)$$

La majeure partie de la chaleur s'écoule vers les dents du stator, seule une partie mineure s'écoule vers la culasse du stator. De ce fait, T_a correspond à la température moyenne des dents du stator. Cela est d'autant plus vrai lorsque les dents sont courtes ($\alpha_{sb} > 1$) comme illustré en Figure 4-59. Dans le cas contraire, pour obtenir un modèle plus réaliste, il est nécessaire d'étendre le modèle en tenant compte d'une non isothermie

sur le bord de l'encoche [Idoughi 11]. Alors, de la relation (180) dérivée des travaux de Soderberg comme démontré par [Kylander-95] est issue la suivante relation (exprimées en unité de longueur) :

$$T_{avg,en} - T_a = T_{avg,en} - T_{avg,dent} = P_{joule,vol} A_{slot} \frac{R_x R_y}{R_x + R_y} \left[1 - \frac{R_{x,be} R_{y,be}}{720(R_x + R_y)} \right] \quad (185)$$

Les résultats des analyses aux éléments finis sont souvent utilisés pour définir le niveau de discrétisation du réseau thermique afin d'appliquer aux nœuds du réseau les pertes de façon la plus réaliste possible [Kuehbacher-13]. Dans notre cas, nous avons voulu évaluer le modèle pour un bobinage massif. Le modèle thermique simplifié est équivalent au cas illustré en Figure 4-58 déjà étudié par [Idoughi 11]. La Figure 4-59 compare les résultats dérivant respectivement de la modélisation nodale par rapport à ceux issus de la modélisation éléments finis pour un bobinage massif à un seul conducteur par encoche. Dans le cas de dents allongées, $\alpha_{sb} = 0.5$, le gradient de température entre base et isthme est 5 fois plus important que dans le cas où α_{sb} est égale à 2. Cela explique l'erreur induite par le modèle nodal où l'on suppose que la température de la dent est égale à sa valeur moyenne.

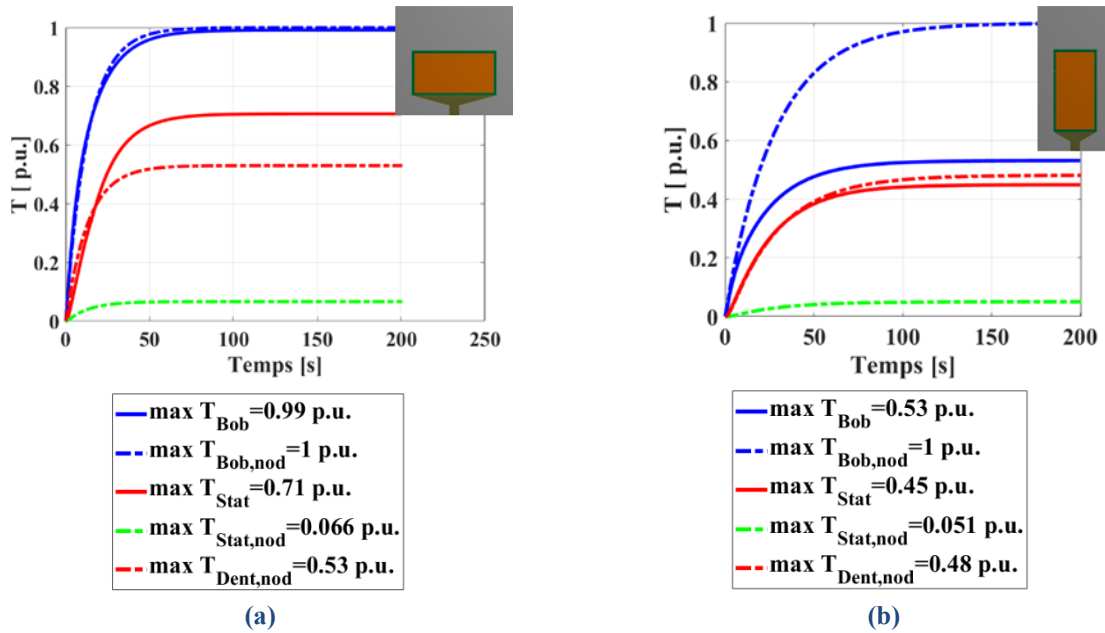


Figure 4-59 : Comparaison modèle nodale avec le modèle éléments finis pour un facteur de forme d'encoche α_{sb} ($= w_{sb}/h_3$) = 2 (a) et pour un facteur α_{sb} ($= w_{sb}/h_3$) = 0.5 (b) avec $d_{is} = 0.254$ mm.

De même, l'hypothèse des pertes distribuées homogènement dans la section du bobinage n'est pas toujours suffisamment correcte (comme illustré en Figure 4-60), celle-ci semble être d'autant plus vraie avec l'augmentation du facteur de forme d'encoche. En effet, dans le cas ici étudié, notamment pour des bobinages massifs, cela semble suffisamment correct (Figure 4-58 Vs Figure 4-60).

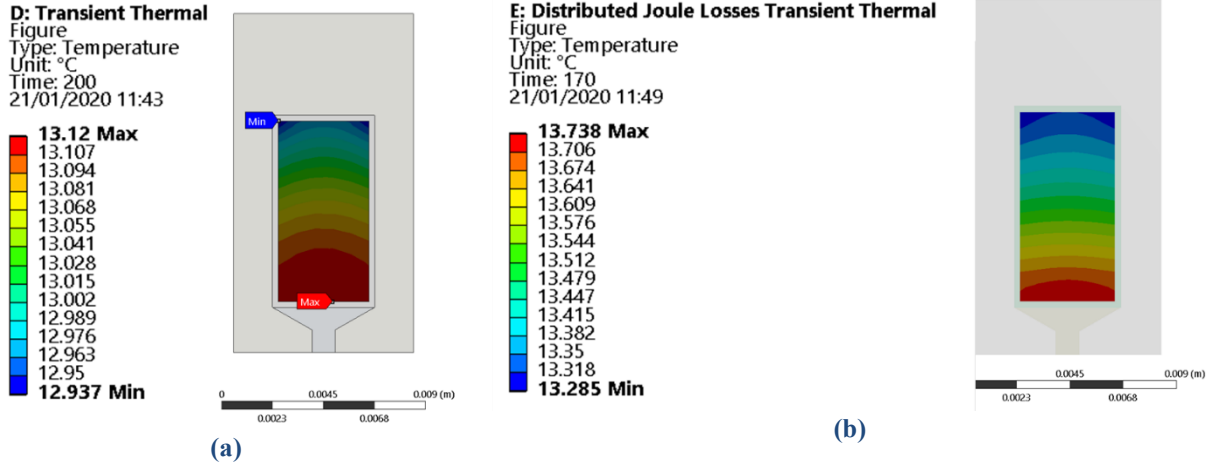


Figure 4-60 : Comparaison carte température pour une distribution des pertes réelle (a) et pour une distribution homogène pour un facteur de forme $\alpha_{sb} (= w_{sb}/h_3) = 0.5$ (b).

La résistance thermique en direction axiale, de la partie de bobine dans l'encoche jusqu'aux têtes de bobines doit tenir compte de la longueur réelle d'une spire.

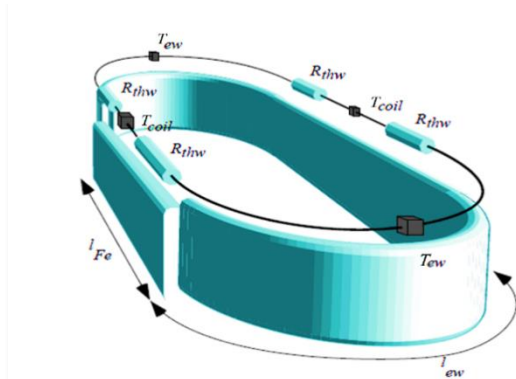


Figure 4-61 : Lien série, modèle thermique d'une bobine [Lindström-99].

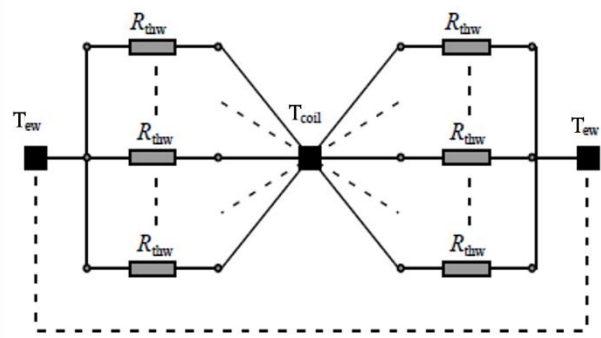


Figure 4-62 : Lien parallèle, modèle thermique du bobinage [Lindström-99].

La résistance en série entre le point le plus chaud des têtes de bobines, et le centre de l'encoche (suivant un conducteur) est donnée par [Mellor-91], [Lindström-99] et [Kotrba-93] pour un bobinage massif comme indiqué ci-après :

$$R_{th,tb} = R_{tb,ax} + R_{tb,\theta} = \frac{L_{be} + L_{tb}}{3S_{Cu}\lambda_{tb,eq}} \quad (186)$$

Où L_{be} et L_{tb} sont respectivement la longueur des parties actives des bobines et des têtes de bobine. La conduction axiale équivalente vers les têtes de bobine, devrait, dans le cas classique de bobinage filaire tenir compte de transposition des Fils (type Litz) en torons (Figure 4-6). Dans notre cas de barres massives la conductivité thermique axiale vers les têtes de bobine est équivalente à :

$$\lambda_{tb,eq} = \lambda_{cu} \quad (187)$$

Alors la résistance équivalente à considérer pour les schémas de la Figure 4-51 peut être exprimée de la manière suivante [Mellor-91] :

$$R_{th,5} = \frac{1}{2} \left(\frac{R_{th,tb}}{Q} \right) \quad (188)$$

La capacité thermique C_{bob} bobinage est donnée par :

$$C_{th,5} = C_{be} + C_{is,tb} = m_{tb} c_{cu} + m_{is,tb} c_{is} \quad (189)$$

La résistance équivalente, entre les têtes de bobines et la virole dans la direction axiale, Figure 4-63, peut être exprimée de la manière suivante:

$$\begin{aligned} R_{th,tb_1} &= \frac{R_{tb,ax}}{2} + R_{th,e,cu/is} + R_{tb,is} + R_{th,e,is/al} \\ &= \frac{t_{tb}}{2S_{tb}\lambda_{tb,eq}} + r_{th,e,cu/is}S_{tb} + \frac{t_{is,tb}}{S_{tb}\lambda_{is}} + r_{th,e,is/Al}S_{is} \end{aligned} \quad (190)$$

Où, S_{tb} est la section transversale qui peut être approximée comme suit :

$$S_{tb} = \frac{\pi(R_{tb,ext}^2 - R_{tb,int}^2)}{Q/2} \quad (191)$$

S_{is} est la section transversale, divisée par le nombre d'encoches (Q), elle peut être approximée comme suit :

$$S_{is} = \frac{\pi(R_{es}^2 - R_{is}^2)}{Q/2} \quad (192)$$

La résistance équivalente, entre les têtes de bobines et la virole dans la direction radiale, Figure 4-63, peut être exprimée de la manière suivante :

$$\begin{aligned} R_{th,tb_2} &= \frac{R_{th,tb,r}}{2} + R_{th,e,cu/is} + R_{tb,is} + R_{th,e,is/al} \\ R_{th,tb_2} &= \frac{1}{2} \frac{\ln(R_{tb,ext}^2/R_{tb,int}^2)}{\frac{2\pi}{Q} t_{tb}\lambda_{tb,eq}} + \left(\frac{2\pi}{Q} R_{es} t_{tb} \right) r_{th,e,cu/is} + \frac{\ln(R_{tb,ext}^2/R_{es}^2)}{\frac{2\pi}{Q} t_{tb}\lambda_{isolant}} + \left(\frac{2\pi}{Q} R_{tb,ext} t_{tb} \right) r_{th,e,is/Al} \end{aligned} \quad (193)$$

Les deux résistances peuvent être considérées en parallèle si le flasque est supposé n'échanger thermiquement qu'avec la virole. Alors, la résistance équivalente entre le point le plus chaud des têtes de bobine et la virole est donnée par :

$$R_{th,ext} = \frac{1}{Q} \frac{R_{th,tb_2} R_{th,tb_2}}{R_{th,tb_2} + R_{th,tb_2}} \quad (194)$$

De la même manière qu'illustré précédemment en Figure 4-59, on compare les résultats dérivant respectivement de la modélisation nodale par rapport à ceux issus de la modélisation éléments finis, cette fois-ci en 3D, pour un bobinage massif à un seul conducteur par encoche.

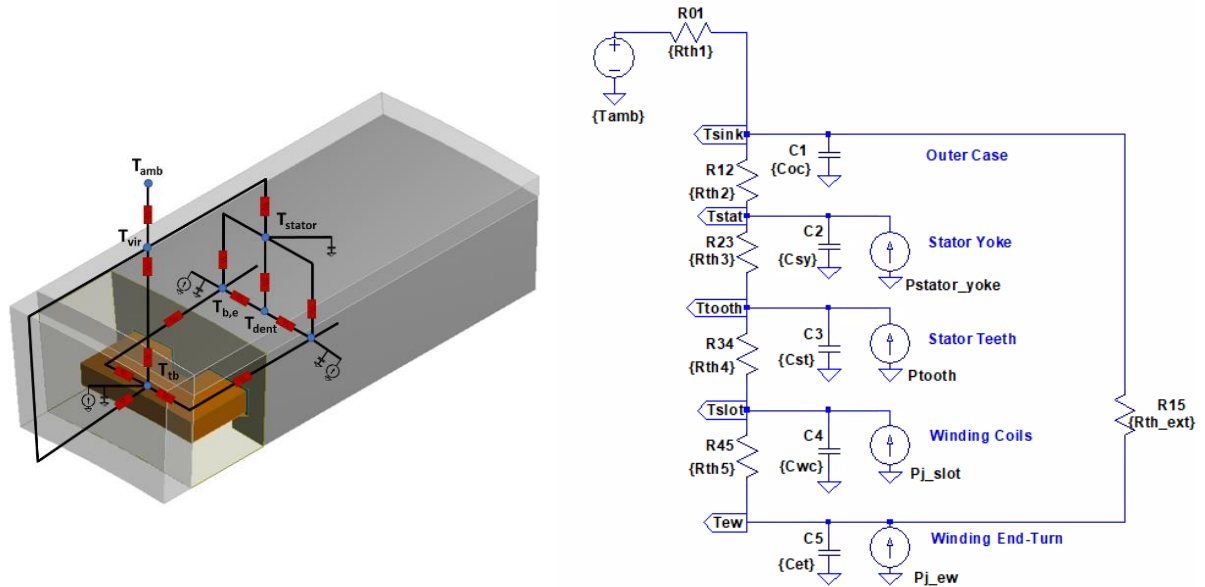


Figure 4-63: Modèle aux éléments finis 3D thermique et modèle nodale simplifié.

La Figure 4-63 illustre le modèle nodal réduit, et celui éléments finis 3D simplifié.

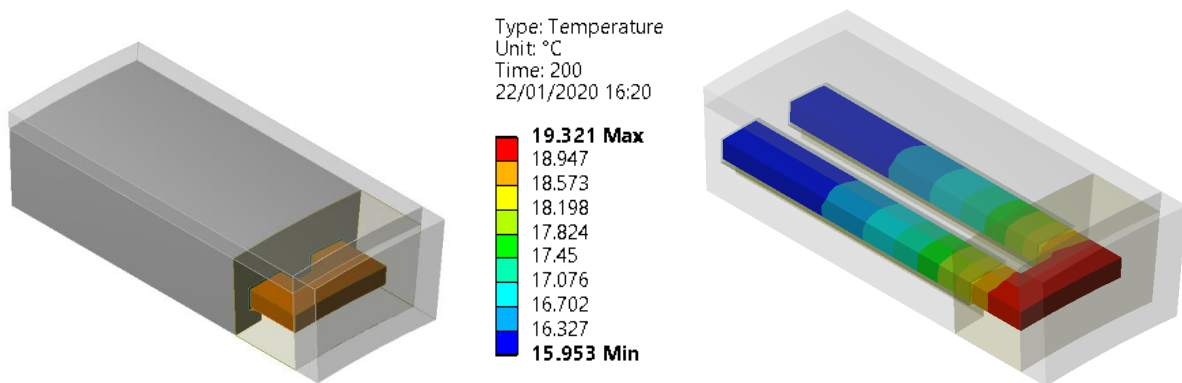


Figure 4-64: Modèle thermique simplifié aux éléments finis 3D d'une bobine massive.

En analysant le graphe en Figure 4-65, nous constatons que le modèle analytique par rapport au modèle éléments finis semble sous-estimer les températures du noyau magnétique (T_{stat} : température issue du modèle éléments finis pour le bloc équivalent au stator+dents). En revanche les températures des bobinages ($T_{bob, tb}$: température issue du modèle éléments finis pour le bloc équivalent au bobinage comprenant les chignons) semblent être mieux estimées (erreur relative de +18%). L'erreur commise sur les températures du noyau est moins contraignante car la température du point chaud se situe dans les bobinages.

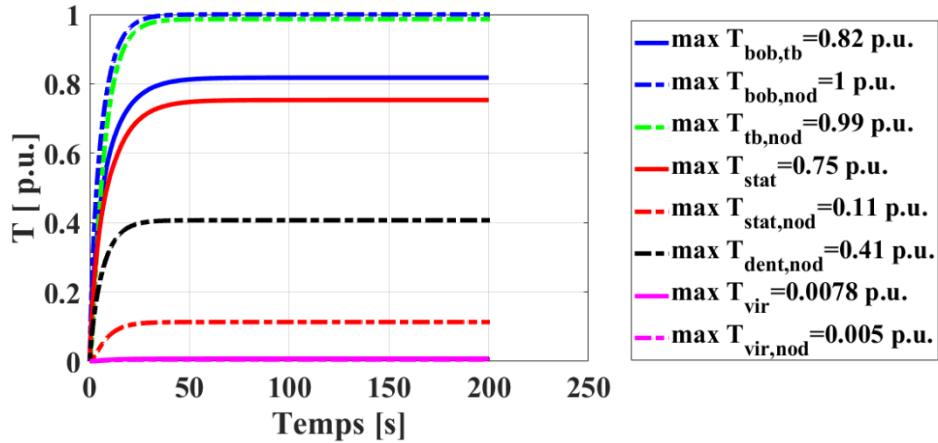


Figure 4-65 : Comparaison modèle nodale avec le modèle éléments finis pour un facteur de forme d'encoche α_{sb} ($= w_{sb}/h_3$) = 2 avec $d_{is} = 0.254\text{mm}$.

Ce modèle EF permettra d'évaluer à la fois la pertinence du modèle nodale et en même temps de quantifier l'impact du pont thermique effectué par l'anneau de résine obtenu par surmoulage, englobant les têtes de bobine cf. §2.3.2.2. Différents travaux de recherches [Polikarpova-14]-[Polikarpova-15-B] ont analysé l'impact bénéfique, d'un point de vue thermique, d'un matériau d'imprégnation appliqué sur les enroulements cf. §2.3.2.2 Bien que le vernis et la résine époxy aient une mauvaise conduction thermique ($\sim 0,25 [\text{W K}^{-1}\text{m}^{-1}]$ et $\sim 0,85 [\text{W K}^{-1}\text{m}^{-1}]$ respectivement), ils sont encore largement utilisés dans la plupart des machines à faible densité de puissance en raison d'un plus simple processus de fabrication et d'un faible coût. Récemment, de nouveaux matériaux à base d'alumine ou silice sont de plus en plus utilisés pour des machines à très haute densité de puissance.

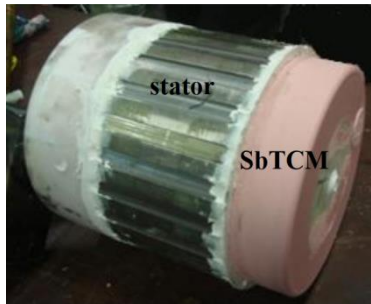


Figure 4-66: Exemple d'un surmoulage à base de SbTCM (en rose) entre la virole (non illustrée) et les têtes de bobines ($\lambda = 3.2 \text{ W K}^{-1}\text{m}^{-1}$) [Huang-13].

Dans [Nategh-12] et [Iosif-16] des matériaux thermoconducteurs céramiques à base de silicium (SbTCM) et à base d'alumine (903HP- Al_2O_3) avec respectivement une conductivité thermique de $3,2 [\text{W K}^{-1}\text{m}^{-1}]$ et 5.76 sont présentés cf. §2.3.2.

Matériaux	λ [W/m.K]	δ [kg/m ³]	ρ [Ω m]	k_A [kV/mm]	$T_{op,max}$ [°C]	Producteur
Ceramacast 675N ^{[1]-[2]-[3]}	100	3260	e12	120	1200	Aremco
Epoxy 2315 ^[2]	58	1800	e15	190	185	Aremco
Epoxy (+ Al)	20-25	-	e16	113 ^[4]	-	
AlN Filled Epoxy 860	1.22	2470	e17	-	204	Aremco

[1]= [Aremco], [2] = [Polikarpova-14], [3] = [Polikarpova-15-B], [4] = [Yahyaoui-16]

Tableau 4-8: Propriétés des matériaux isolants (surmoulage) les plus répandus.

Malheureusement, comme indiqué aux Tableau 2-4 et Tableau 4-8, cf. §2.3.2, les propriétés diélectriques se dégradent lorsque les propriétés thermiques s'améliorent. Le cas extrême est proposé par le Ceramacast 675-N (AlN- Nitrure d'aluminium) [Aremco]-[Polikarpova-14] d'une conductivité thermique de $100 \text{ [W.K}^{-1}.\text{m}^{-1}]$ mais d'une résistivité électrique plus faible. La Figure 4-67 met en évidence le bénéfice de l'utilisation d'un tel matériau d'encapsulation.

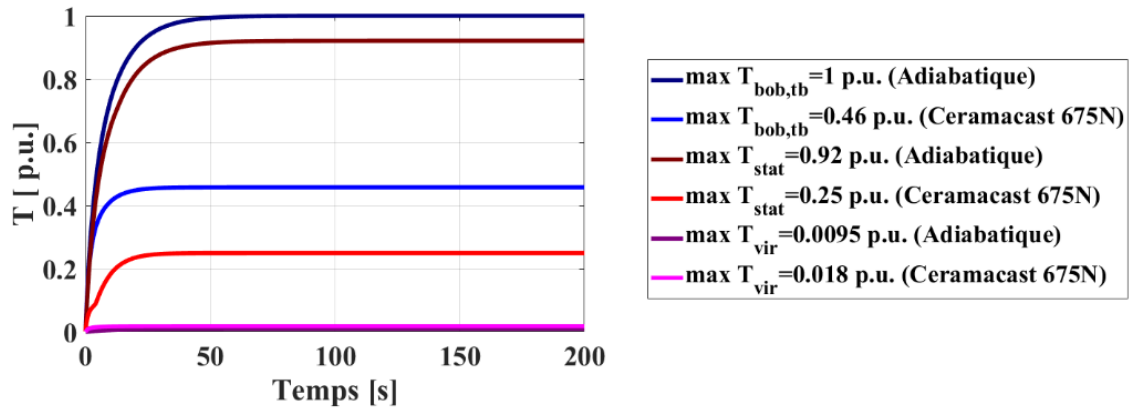


Figure 4-67 : Apport thermique pour un anneau à très haute conductivité (voir Tableau $\lambda = 100 \text{ W m}^{-1} \text{ K}^{-1}$) et pour un anneau adiabatique.

Une réduction conséquente de la température des bobines est observée par simulation éléments finis par rapport au cas idéal d'absence de transfert thermique via les flasques par les têtes de bobine (cas adiabatique). Afin de mieux analyser l'effet de la variation des conductivités des isolants d'encoche et d'encapsulation, cf. §2.3.2, on trace ci-dessous les courbes de niveau de la température de l'encoche en fonction de ces deux paramètres :

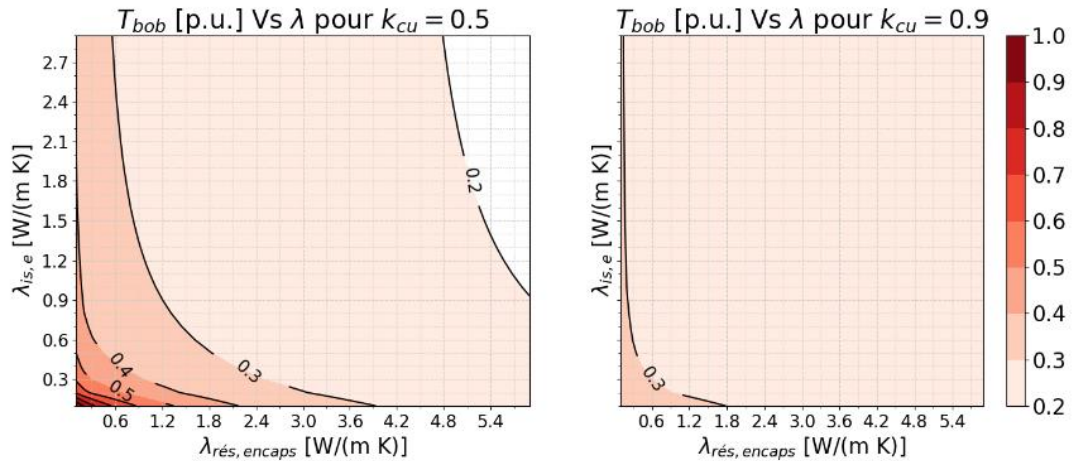


Figure 4-68 : Etude paramétrique de sensibilité du transfert thermique au niveau des encoche d'une configuration à barre.

La Figure 4-68 illustre l'allure de la température des conducteurs dans l'encoche en fonction des conductivités thermiques des isolants de fond d'encoche et de la résine d'encapsulation, dans le cas d'un faible coefficient de remplissage à gauche (50%) et élevé à droite (90%). On peut remarquer que l'augmentation du coefficient de remplissage a pour effet de réduire l'impact de la résistance thermique de

l'encapsulation sur l'écoulement du flux de chaleur évacué via les chignons. Cela est surtout vrai lorsque la distance entre têtes de bobine et la virole ($t_{is,tb}$) est minimisée comme illustré dans la figure ci-dessous.

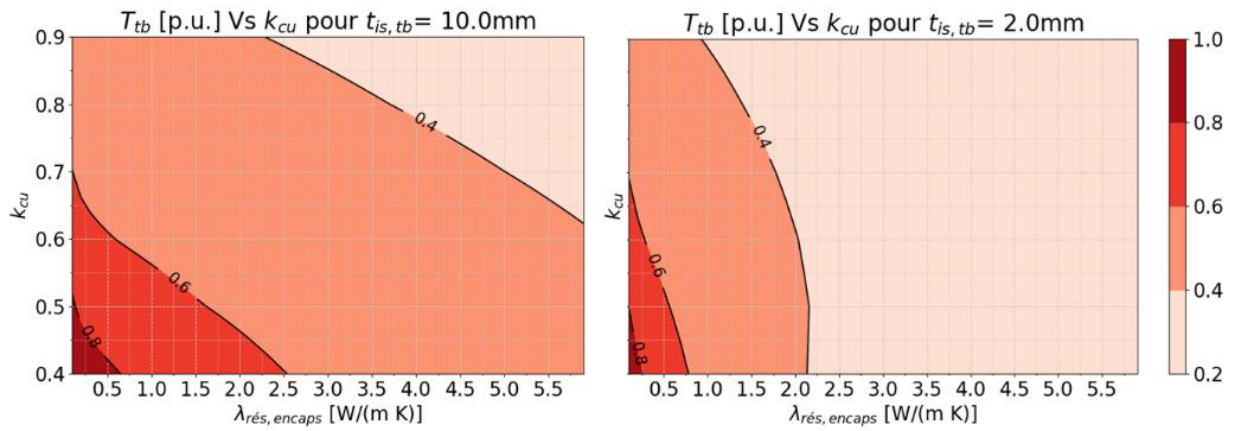


Figure 4-69 : Etude paramétrique de sensibilité du transfert thermique au niveau des chignons d'une configuration à barre pour $\lambda_{is, e} = 0.3 \text{ W/(K m}^2\text{)}$.

Dans notre cas, on privilégiera donc le matériau d'encapsulation qui a des propriétés diélectriques supérieures.

Du rotor à l'arbre

En poursuivant de l'entrefer vers le rotor, on trouve la frette. Puisque dans la plupart des cas l'épaisseur de la frette est beaucoup plus petite que le diamètre du rotor, la résistance thermique équivalente en direction radiale, au travers de la frette de retention des aimants est donnée par :

$$R_{th,frette} = \frac{\ln(R_{er} + l_{pm} + e_{frette}) - \ln(R_{er} + l_{pm})}{2p\theta_m L_s \lambda_{frette}} \quad (195)$$

$$\approx \frac{e_{frette}}{(R_{er} + l_{pm}) 2p\theta_m L_s \lambda_{frette}}$$

Comme indiqué dans [Lindström-99] la colle utilisée pour permettre l'assemblage des aimants joue un rôle dans la valeur de la résistance thermique équivalente ($R_{th,10}$) du schéma en Figure 4-51.

$$R_{th,colle} \approx \frac{e_{colle}}{R_{er} 2p\theta_m L_s \lambda_{colle}} \quad (196)$$

Donc

$$R_{th,9} = \frac{R_{th,aimants}}{2} + R_{th,e} + R_{th,frette} + R_{th,entrefer} + \frac{R_{th,dent}}{2} \quad (197)$$

$$R_{th,10} = \frac{R_{th,cr}}{2} + R_{th,e} + R_{th,colle} + \frac{R_{th,aimants}}{2} \quad (198)$$

La résistance thermique équivalente à l'arbre (si on considère une section constante) en direction axiale et direction radiale est donnée par :

$$R_{th,arbre,ax} = \frac{L_{arbre}}{\pi R_{arbre}^2 \lambda_{arbre}} \quad (199)$$

Il existe par contre différents modèles aptes à déterminer la résistance thermique équivalente aux roulements, la complexité de ce composant nous oblige par contre à prendre des précautions sur la valeur des paramètres à utiliser.

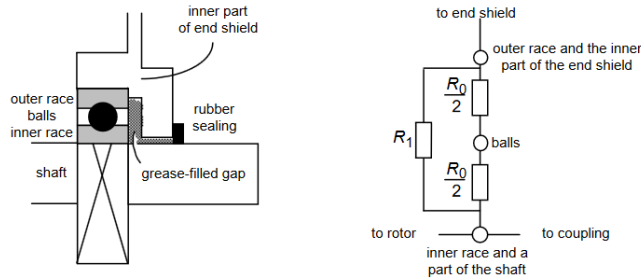


Figure 4-70 : Modèle nodale des roulements [Kylander-95]

Les paramètres jouant un rôle fondamental dans le transfert de chaleur sont énumérables, en particulier, il est clair que la surface d'échange est un paramètre clé. Cependant, le fait qu'elle varie en fonction de la pression exercée entre les billes et les pistes, rend son évaluation complexe (théorie de la pression de Hertz). D'autres formulations existent aptes à tenir compte des différents modes d'échange de chaleur au travers des roulements. En fait, le régime des fluides internes aux roulements, entre les billes et les pistes, est fondamental dans l'évacuation de la chaleur. A basse vitesse de rotation, ces modèles se basent sur les théories de Couette, Taylor et Dean [Insert-11] de la mécanique des fluides. Néanmoins, l'hétérogénéité du mélange des fluides composés par l'air et l'huile rend très complexe l'évaluation des propriétés du fluide.

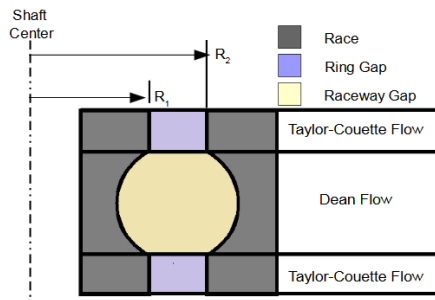


Figure 4-71 : Description des différents régimes fluides impliqués [Insert-11]-[Lindström-99].

Le modèle empirique utilisé dans ces travaux, est celui proposé dans [Fernández-11]. Il se base sur les trois facteurs suivants :

$$R_{th,roul} = k_1 (0.12 - k_2 D_{roul,ext}) (33 - k_3 \omega_m D_{roul,ext}) \quad (200)$$

$$k_1 = 0.45 [K/W]$$

$$k_2 = 1 [1/m]$$

$$k_3 = 1 [s/m]$$

En se projetant dans la condition la plus contraignante dans laquelle la résistance thermique des roulements atteint la valeur max pour k_2 et k_3 nuls et en prenant en compte un contact non idéal entre rotor et arbre au travers d'un interstice équivalent de $R_{th,e}$, on a la résistance équivalente, $R_{th,11}$. Cette résistance thermique

correspond à celle entre le nœud au milieu du rotor et les sphères d'un des roulements (Figure 4-51 et Figure 4-70):

$$R_{th,11} = \frac{R_{th,cr}}{2} + R_{th,e} + \frac{R_{th,arbre,rad}}{2} + \frac{R_{th,arbre,ax}}{2} + \frac{R_{th,roul}}{4} \quad (201)$$

Dans la simulation éléments finis, cette expression est exploitée afin de modéliser le roulement au travers d'un cylindre de propriétés thermiques équivalentes. Alors, la conductivité en direction radiale de l'objet modélisant le roulement est donnée par la relation suivante :

$$\lambda_{eq,roul} = \frac{\ln(D_{roul,ext}/D_{roul,int})}{2\pi L_b R_{th,roul}} \quad (202)$$

Puis, l'hypothèse est que toute la chaleur s'évacue au travers de la virole. Avec cette hypothèse, la résistance équivalent $R_{th,12}$ est donnée par

$$R_{th,12} = \frac{R_{th,roul}}{4} \quad (203)$$

Où

$$R_{th,flasque} = \frac{\ln(R_{carcasse}/R_{arbre,ext})}{2\pi t_{flasque} \lambda_{radiateur}} \quad (204)$$

A ces résistances on additionne souvent celles liées aux effets de rayonnement. La description de la modélisation de la convection est reportée en Annexe III. Les pertes au niveau des palier ont été négligées ici.

4.3.2. Simulation numérique d'écoulements

Comme développé aux paragraphes précédents, les relations analytiques nécessitent la définition de grandeurs empiriques, et se basent sur des hypothèses assez fortes et difficiles à respecter. L'expérimentation, et la validation de tels modèles, reste couteuse et peu aisée. Afin de s'affranchir de telles hypothèses il est nécessaire d'étendre le domaine d'étude aux fluides interagissant avec la machine. La technique des volumes finis permet l'évaluation locale des propriétés du fluide, et la mécanique des fluides afin d'obtenir une plus fine évaluation des coefficients d'échange. Cette modélisation permettra, un premier calibrage des outils dit « légers », précédemment introduits, tels que le réseau de résistances thermiques équivalents. Enfin, ce recalage au travers d'un modèle plus fin et précis, permettra la réduction du nombre de mesures expérimentales à effectuer sur le prototype. Les outils développés permettront l'optimisation de la machine de manière appropriée.

Modélisation

Afin de réduire le temps de calcul, et de modélisation, le domaine d'étude est divisé en deux parties distinctes :

- ✚ Ecoulement externe : La région fluide englobant la virole ;
- ✚ Ecoulement interne : Les régions de fluide piégées par la virole de la machine et qui entourent les têtes de bobines, l'entrefer et les parties actives restantes de la machine ;
- ✚ Une étude plus fine sera effectuée afin d'optimiser la forme et la disposition des ailettes ;
- ✚ Ecoulement externe : Par symétrie la région fluide englobant la virole est réduite à une période d'ailettes consécutives ;

En traitant d'abord par ordre de complexité le premier cas, on peut faire les hypothèses simplificatrices suivantes. Chacune d'elle permettra de réduire de manière conséquente le nombre de cellules nécessaires et donc le temps de calcul :

- ✚ Les pertes développées par la machine sont considérées homogènes sur toute la surface constituée par la virole, et elles sont modélisées par l'application de pertes spécifiques par unité de surface ;
- ✚ L'influence du champ gravitationnel sur le champ des vitesses d'écoulement du fluide est négligeable sachant que le fluide entraîné par une hélice est à relativement haute vitesse ;
- ✚ On suppose que le flux d'air en entrée est complètement stabilisé ;
- ✚ La section de sortie est positionnée à plus que 3 fois la dimension D_h (diamètre hydraulique) caractérisant le régime fluide ;
- ✚ Seul le domaine fluide est modélisé ;

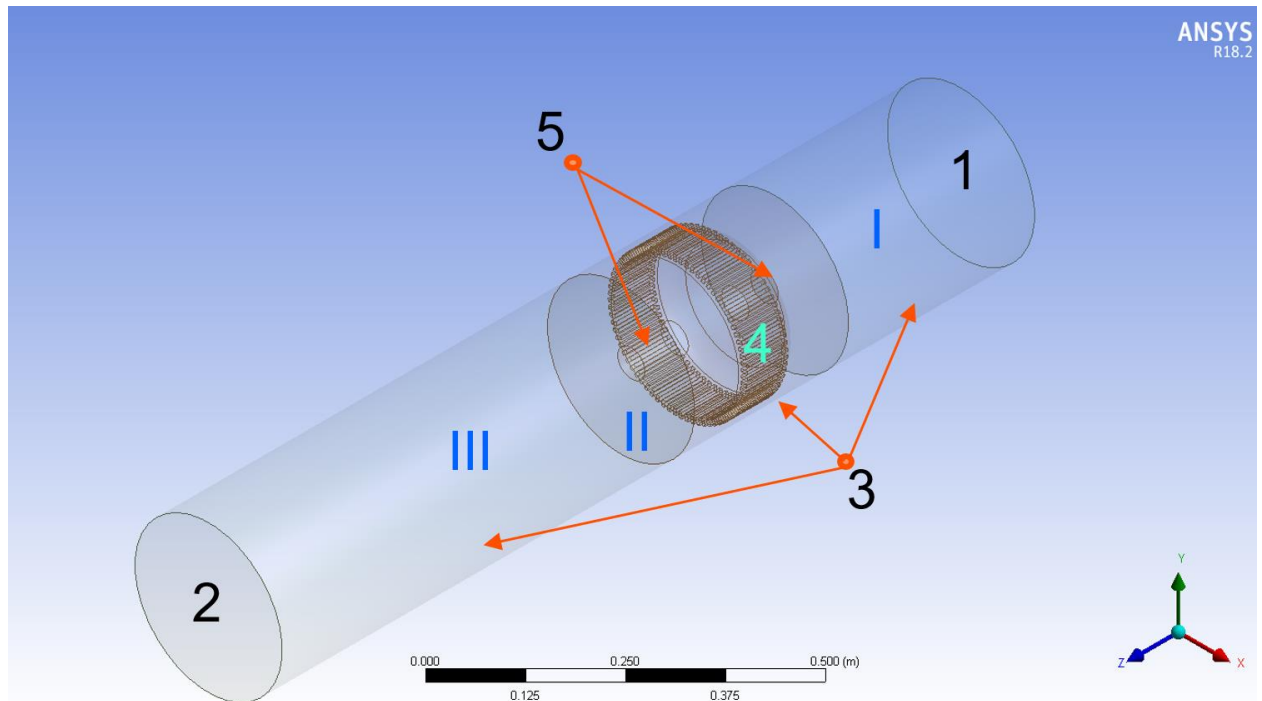


Figure 4-72 : Domaines d'étude.

I et III : Régions d'entrée et sortie, II : Région d'intérêt

1, 2 : Entrée et sortie

3 : Parois externes adiabatiques

5 : Parois abré adiabatiques

4 : Application des pertes ($P_{\text{pertes}} = 2 \text{ kW}$) à la surface de la virole.

Des simplifications ultérieures, appliquées à la région illustrée en Figure 4-72, sont issues des symétries géométriques. Cette dernière simplification permet de réduire considérablement le temps de calcul. Dans cette étude on ne s'intéresse qu'à l'évaluation des coefficients d'échanges d'une part et à l'évaluation des vitesses atteintes par l'air à l'intérieure de la virole d'autre part.

Par la suite, à l'aide d'un banc d'essais et d'un prototype existant, nous vérifierons la validité de ces hypothèses. Néanmoins, plus le modèle est simple et plus il se prête à l'étude paramétrique en raison d'un temps de résolution relativement petit. Une condition à l'entrée (1) de type *Inlet Mass Flow*, supposant un débit à 25°C de 200 l/s, équivalent à 0,22 m³/s. A la sortie, il est impossible, sans mal poser le système d'équation résolvant le problème, d'imposer une température. Il est pourtant cohérent d'appliquer en sortie (2) une condition de type *outflow*, où l'hypothèse est que le flux convectif par apport de masse est largement supérieur au flux thermique par conduction. Ce type de condition est ici applicable compte tenu de la valeur de $Ma \ll 1$ on peut traiter l'air comme étant un fluide incompressible. Pour un fluide incompressible, la valeur de pression imposée ne fait pas varier la solution trouvée, car l'équation de la conservation de mouvement est uniquement fonction d'un gradient de pression [Verda-15]. Cette modélisation nous donnera une première indication sur la déflexion du flux d'air autour de la virole, réduisant le débit réellement à disposition. Cela afin de refroidir au mieux la virole en maximisant les coefficients d'échange par convection et en réduisant les pertes de charge. Une étude plus approfondie sera présentée dans les chapitres suivants.

Modèle	Application	Temps de résolution
<i>Standard</i> $k-\varepsilon$	[Deeb-13] étudie les pertes de charge et les coefficients d'échange d'une machine TEFC et OFC, optimisant le ventilateur. De même [Bersch-17] mène une optimisation paramétrique d'une machine ventilée.	Bas
<i>Realizable</i> $k-\varepsilon^*$	[Hosain-17] étudie le coefficient d'échange à la surface du rotor au niveau de l'entrefer.	
<i>Standard</i> $k-\omega$	[Micallef-06] au contraire utilise ce modèle pour optimiser le refroidissement des têtes de bobine.	
...		
<i>SST</i> $k-\omega^*$	[Fawzal-17] compare les performances de trois différents ventilateurs d'une machine axiale alors que [Basso-17] étudie les coefficients d'échange au niveau des têtes de bobine. [Nachouane-17] étudie les coefficients d'échange au niveau des têtes de bobine.	Très élevé
<i>RST</i>	[Wang-10] Étudie le transfert de chaleur vers l'extérieur via un radiateur tubulaire à surfaces ondulées.	

Tableau 4-9 : Modèles de turbulence communément utilisés et récentes en se basant sur des travaux antérieurs.

Etant donné qu'un flux de convection forcée autour d'un cylindre est dominé par des forces de cisaillement visqueuses dans la couche limite et que le gradient de vitesse entre les parois est très important, le modèle mathématique k -epsilon à deux équations a été adopté, voir tableau ci-dessus (voir aussi [Gai et al]-[Fluent]).

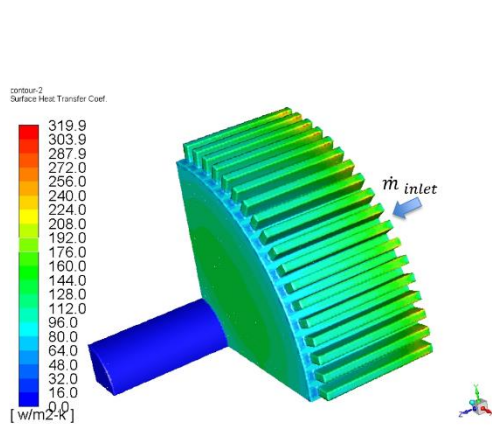


Figure 4-73: Dégradé du coefficient d'échange thermique par convection le long de la virole issues de l'analyse CFD ($\alpha_{\text{moy}} = 120 \text{ W m}^{-2}\text{K}^{-1}$).

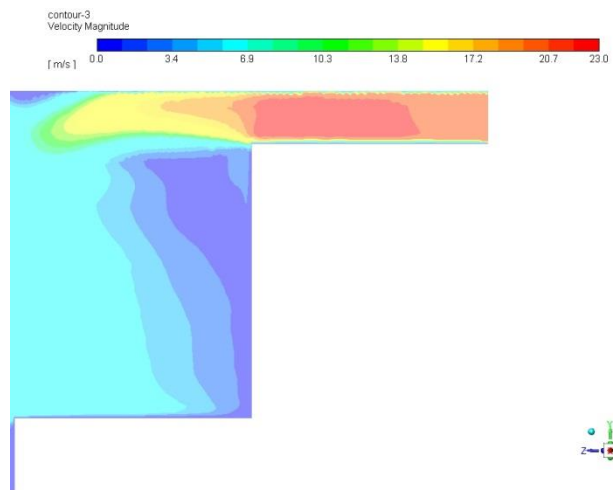
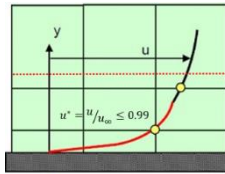


Figure 4-74: Dégradé de la vitesse de l'air le long de la virole (coupe transversale) issues de l'analyse CFD.

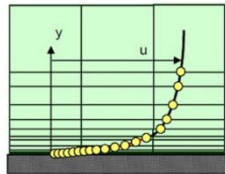
Afin de bien capturer et reproduire de la manière la plus précise possible le comportement du flux d'air au plus près des parois, il est fondamental de vérifier un certain nombre de conditions :

- ✚ Avoir un nombre suffisant de cellules traversant les écarts critiques ;
- ✚ La qualité du maillage doit être suffisamment élevée surtout au plus près des parois ;
- ✚ Le nombre Y^+ soit dans une gamme de valeurs appropriés < 5 au plus près des parois de la région visqueuse.

Cette dernière condition est nécessaire lorsqu'on s'intéresse à ce qu'il se passe au niveau des parois, activées via l'utilisation de l'option *enhanced wall treatment* dans Ansys Fluent. Un maillage plus fin au niveau des parois est nécessaire et obtenu via les opérations appelées « *inflation* » dans l'outil de maillage.

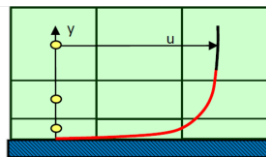


(a)

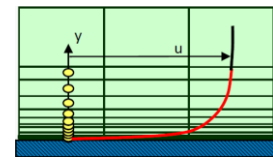


(b)

Figure 4-75: Maillage couche limite grossier (a) fin avec l'option inflation appliquée aux parois [Fluent].



(a)



(b)

Figure 4-76: (a) Fonction de parois logarithmiques et (b) résolution de la région visqueuse [Fluent].

Dans le cas contraire, des fonctions d'approximation définies comme fonctions de parois (*wall function*) sont utilisées pour résoudre la région visqueuse, comme illustré en Figure 4-77. A gauche, la région visqueuse permet de faire le lien entre conditions aux limites aux parois et régions turbulentes à plus haut nombre de Reynolds. A contrario, des modèles turbulents (e.g. $k-\varepsilon$, $k-\omega$, ect) adaptés sont utilisés dans le cas illustré à droite.

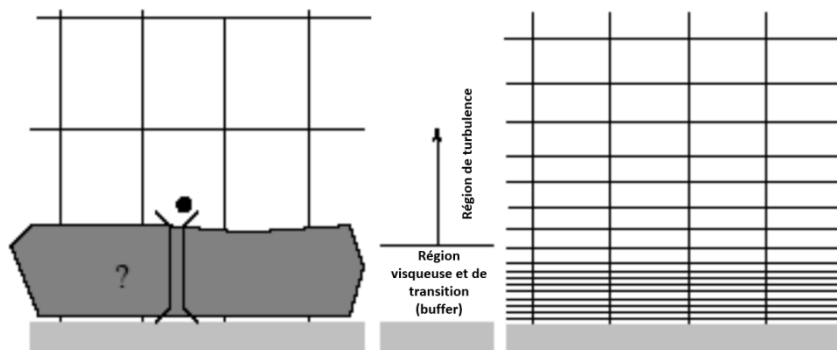


Figure 4-77: Approches utilisées par Fluent pour la modélisation au plus près des parois [Fluent].

Dans notre cas, afin d'être sûr que Fluent résout correctement le domaine fluide dans la région visqueuse, sans passer par des fonctions de parois classiques, un nombre et une épaisseur approprié des couches de maillage doivent être imposées afin que la valeur de y^+ soit inférieure à 5 dans la région d'étude au plus près des parois. Pour des cas classiques, il est possible (à priori) d'évaluer la valeur de la taille des premières cellules ($2y^+$), en l'évaluant empiriquement. Néanmoins, pour des cas plus complexes telles que ceux étudiés ici, il est nécessaire d'effectuer une première analyse et tracer sa valeur, aux parois, dans le module *CFD postprocessing* de Ansys Fluent. Il faut par la suite raffiner le maillage afin de corriger la valeur de y^+ . Enfin, il est important, une fois la convergence terminée, de mener une étude de sensibilité autour de la solution trouvée, en fonction de la finesse du maillage, afin que la variation ne soit pas supérieure à 5%.

L'étude du domaine fluide interne à la virole demande un niveau de détail et d'attention important. Il est cependant possible et nécessaire d'effectuer les hypothèses simplificatrices suivantes :

- ✚ L'ouverture d'encoche est négligée, considérant ces espaces complètement remplis par de l'isolant ;

- ✚ Les têtes de bobines sont simplifiées, en supposant que les espaces entre les enroulements sont remplis d'un revêtement isolant en excès. Ceci est proche de la réalité pour un bobinage distribué ou dans le cas où l'on prévoit un surmoulage ;

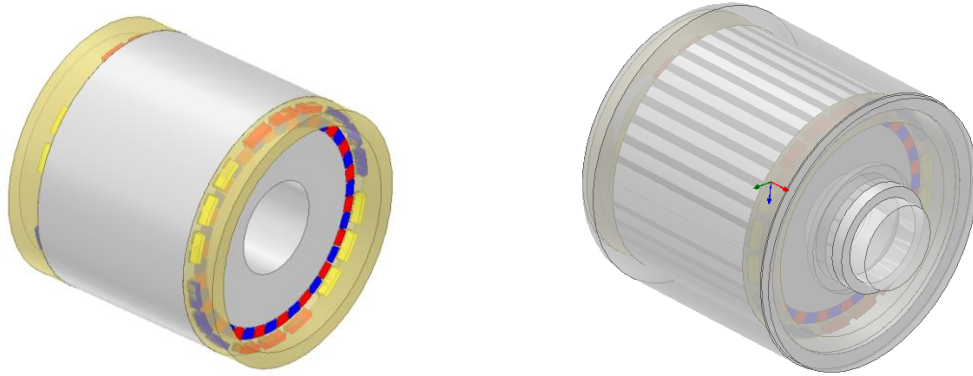


Figure 4-78: Simplification de têtes de bobines.

La technique « MRF », *Multiple Reference Frame*, implémentée dans Fluent, de même que [Basso-17] est utilisée afin de simuler le mouvement relatif du rotor par rapport au stator. Cette méthode semble donner un bon compromis entre temps de calcul et précision (erreur de l'ordre de 5-12 % [Basso-17] par rapport à d'autres méthodes numériques plus dispendieuses en temps de calcul et formulation). La région du fluide est divisée en deux cylindres concentriques par une surface intérieure Figure 4-79. La région de fluide interne est alors supposée tourner autour de l'axe de même que le rotor à la vitesse synchrone. Or, la région fluide externe est supposée stationnaire. Le mélange se produit au travers de la surface intérieure moyenne. Cette technique permet de réduire drastiquement le temps de calcul, et de manière efficace fournir une solution suffisamment précise, à condition que l'interaction des pôles rotoriques et des ouvertures d'encoche ne soit pas trop importante [Connor]. En fait, cela produirait en réalité des effets de pompage qui ne seraient pas modélisés. Dans notre cas, cette hypothèse est en principe satisfaite car la surface rotorique couverte par le manchon de rétention (frette) et les ouvertures d'encoche sont relativement réduites et en partie remplies par de l'isolant. On suppose donc :

- ✚ Qu'un domaine rotatif de fluide préfixé tourne à la même vitesse que le rotor ;
- ✚ Que les parois en contact avec les zones de fluide en rotation sont fixes par rapport à la zone de fluide adjacente (en rotation par rapport au repère global) ;
- ✚ Que l'interaction rotor-stator est relativement faible ;

L'objectif de cette analyse est d'évaluer les échanges convectifs dans l'entrefer autour des têtes de bobines. Il est donc fondamental de mailler avec attention dans ces zones. Le domaine étudié nous pose un gros challenge, avec des régions où l'épaisseur de la géométrie à mailler est ≤ 1 mm, comme par exemple dans et autour de l'entrefer, et d'autres où l'échelle est > 100 mm. Comme indiqué dans [Connor] un maillage hybride est utilisé afin de mailler ces régions, et un nombre minimal de 10 cellules est garanti le long de l'entrefer. Les conditions de base sur lesquelles notre étude est fondée sont :

Dénomination	Symbole	Valeur	Unité
Puissance électromagnétique	P_{em}	26	kW
Vitesse de rotation mécanique	N_m	5000	tr/mn
Diamètre rotor	D_e	118	mm
Diamètre externe stator	D_{es}	136	mm
Epaisseur d'entrefer	g	1	mm
Epaisseur aimants	l_{pm}	6	mm

Tableau 4-10: Paramètres fixés.

Le but de cette analyse consiste à évaluer les coefficients d'échange convectif au niveau de l'entrefer, des têtes de bobines et au tour de la virole (voire Annexe : Ecoulement autour des têtes de bobines). Mais aussi la vitesse atteinte par l'air autour des têtes de bobine.

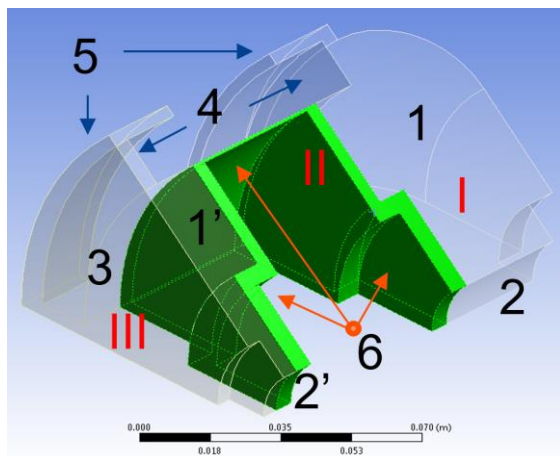


Figure 4-79: Domaine fluide simplifié à l'intérieur de la virole.

I et III : Régions fixes, II : Région en rotation
1, 1' : Conditions de périodicité
2-5 : Parois adiabatiques

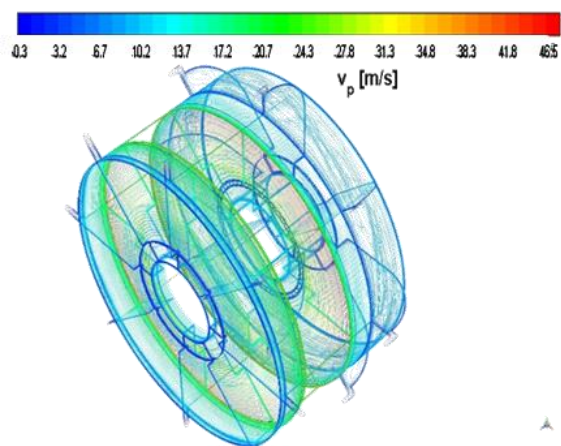


Figure 4-80: Vecteurs de vitesse (@ 5000 tr/mn) fluide à l'intérieur de la virole, obtenu par axis-symétrie de la résolution du domaine fluide en Figure 4-79.

La théorie adimensionnée de Taylor-Couette, traitée en annexe III, nous fournit des informations utiles pour définir le régime fluidodynamique de l'air dans l'entrefer. Si le nombre de Taylor est supérieur à une valeur, dite, critique, des tourbillons sont générés à l'intérieur de l'entrefer. En dessous de ce régime, le coefficient d'échange entre les deux cylindres peut être considéré constant et l'échange est dominé par la conduction [Becker et Kaye-2-62]. Au-dessus de la valeur critique, des tourbillons annulaires contrarotatifs se forment. Si la vitesse augmente, une deuxième instabilité s'instaure, les tourbillons, avant quasi parfaitement annulaires, se déforme dans la direction axiale [Hosain-17].

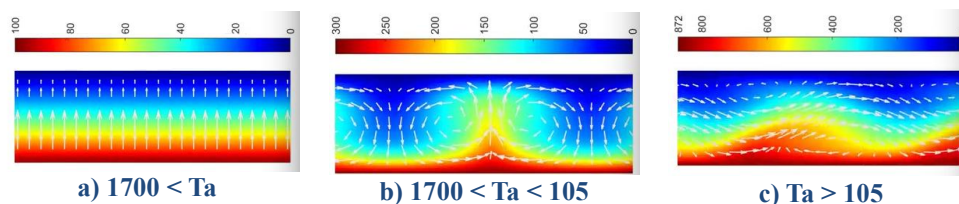


Figure 4-81: Régime d'écoulement à l'entrefer en fonction du nombre de Taylor [Hosain-17]- [Hosain-17-B].

En général, avec l'augmentation de la vitesse de rotation, on peut distinguer quatre différents régimes fluidodynamiques [Howey-12] :

- ✚ Régime laminaire ;
- ✚ Régime laminaire avec tourbillons de Taylor ;
- ✚ Régime turbulent avec tourbillons de Taylor ;
- ✚ Régime complètement turbulent.

Le fluide étudié est de l'air, à une température moyenne de 100°C, avec une viscosité dynamique de 2,173 10⁻⁵ Pa s et une densité de 0.946 kg/m³. La vitesse de rotation du rotor est de 5000 tr/mn ($T_{a,m} > 4.8 \cdot 10^4$).

$$T_{a,m} = \frac{\omega_m^2 r_m g^3}{\nu_{air}^2 F_g} \quad (F_g = 0.92) \quad (205)$$

En accord avec la théorie, on devrait être en présence de tourbillons. La valeur moyenne du Nusselt tout le long du rotor, évalué au travers de la suivante expression, est égale à 5.5

$$Nu = 0.409 T_{a,m}^{0.241} \quad 10^4 < T_{a,m} < 10^7 \quad (206)$$

L'air à T = 100°C a une conductibilité thermique de 0.032 [W m⁻¹ C⁻¹]

$$\alpha_{conv_{g-r}} = \frac{\lambda_{air-g} Nu_{g-rotor}}{D_{h,e}} = \frac{\lambda_{air-g} Nu_{g-rotor}}{2e} = 87.5 \left[\frac{W}{m^2 K} \right] \quad (207)$$

Même s'il s'agit de modèles basés sur des relations empiriques, ils sont réputés pour donner une bonne approximation des échanges convectifs, spécialement lorsque les hypothèses de définition sont respectées comme dans notre cas (ouvertures d'encoche minime et présence d'une frette de rétention au rotor) où l'entrefer peut être considéré lisse.

4.4. Multi-physique et routine de calcul thermique

Afin de rendre plus aisée la manipulation et la vérification des résultats obtenus par le modèle nodal, précédemment introduit, nous avons conçu une interface python, capable d'interagir avec les différents modules d'Ansys. A priori, la résolution du réseau de résistances est vérifiée à l'aide de logiciel comme LTSpice. Ceci a permis de rendre plus simple sa manipulation. Chaque modification du schéma de résistances a été retranscrite en un système d'équations exploitant le théorème de Milmann.

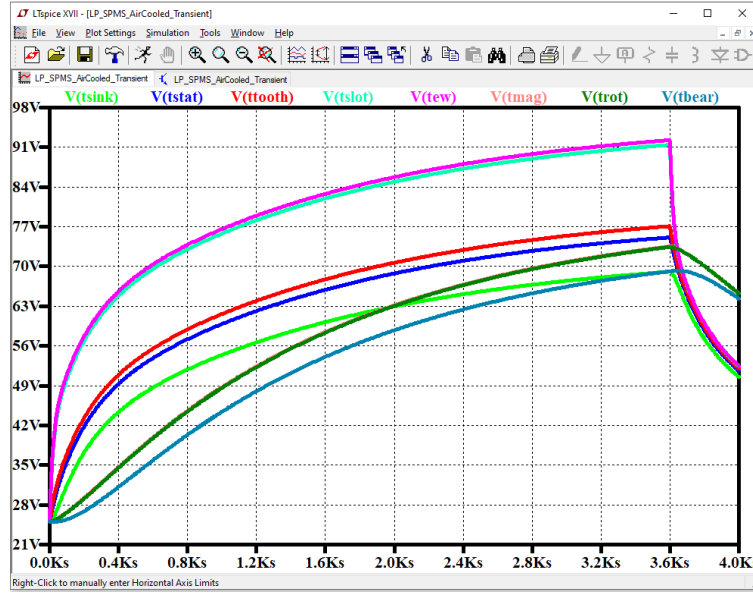


Figure 4-84: Solution transitoire pour des pertes appliquées sous forme d'échelon aux nœuds correspondants.

A l'aide du logiciel LTSpice, il est possible d'extraire l'allure des températures des nœuds du schéma illustré en Figure 4-51. Le système d'équations, pour l'ensemble des nœuds du modèle représenté en Figure 4-51, peut se décrire par les équations matricielles suivantes :

$$[G_{th}]\vec{T} + [C]\frac{d\vec{T}}{dt} = \vec{P} \quad (208)$$

Ou sous la forme

$$[C]\frac{d\vec{T}}{dt} = \vec{P} - [G_{th}]\vec{T} \quad (209)$$

Résolu à l'aide de la fonction *odeint* (bibliothèque *scipy*) en code python. Avec la matrice des conductances donnée par :

$$[G_{th}] = \begin{bmatrix} G_{th,9} + G_{th,10} & -G_{th,10} & -G_{th,9} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -G_{th,4} & 0 & G_{th,4} + G_{th,5} & -G_{th,5} & 0 & 0 & 0 \\ -G_{th,9} & 0 & G_{th,3} + G_{th,4} + G_{th,9} & -G_{th,3} & -G_{th,4} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -G_{th,3} & G_{th,2} + G_{th,3} & 0 & 0 & 0 & -G_{th,2} & 0 \\ 0 & -G_{th,6} & -G_{th,3} & 0 & 0 & -G_{th,8} & -G_{th,12} & (G_{th,01} + G_{th,2} + G_{th,6} + G_{th,8} + G_{th,12}) & -G_{th,2} \\ 0 & -G_{th,7} & 0 & 0 & -G_{th,5} & (G_{th,5} + G_{th,7} + G_{th,8}) & 0 & -G_{th,8} & -G_{th,8} \\ -G_{th,10} & (G_{th,6} + G_{th,7} + G_{th,10} + G_{th,11}) & 0 & 0 & 0 & -G_{th,7} & -G_{th,11} & -G_{th,6} & -G_{th,6} \\ 0 & -G_{th,11} & 0 & 0 & 0 & 0 & G_{th,11} + G_{th,12} & -G_{th,12} & -G_{th,12} \end{bmatrix} \quad (210)$$

Avec

$$\vec{T}^t = [T_{aim} \quad T_{rot} \quad T_{dent} \quad T_{stat} \quad T_{be} \quad T_{tb} \quad T_{roul} \quad T_{vir}] \quad (211)$$

Et le vecteur des pertes générées au sein de la machine :

$$\vec{P}^t = [P_{aim} \quad P_{J,be} \quad P_{dent} \quad P_{stat} \quad T_{amb}G_{th,01} \quad P_{J,tb} \quad P_{rot} \quad 0] \quad (212)$$

Le système d'équations de ce modèle thermique est non linéaire, car les résistances thermiques équivalentes ($R_{th,9}$) et les sources de pertes dépendent de la température. La résolution a nécessité le développement et la mise en œuvre d'un algorithme de résolution itérative dont le principe est introduit ci-après et illustré en Figure 4-85.

4.4.1. Implémentation dans le Workbench d'Ansys

Les données sélectionnées sont traitées par des scripts vers un format XML simple, et ce afin de pouvoir définir une connexion externe entre nos scripts (ou pour une quelconque application pour laquelle il n'existe pas un bloc prédéfini et dédié à telle application) et l'environnement Ansys constitué par le *workbench*.

Les informations de définition sont entrées à travers l'écriture de fichier texte input.in et output.out respectivement pour appeler les entrées et les sorties du bloc. Les fichiers CAO et les sorties sont générés et transférés à requête dans la phase de mise à jour des paramètres définissant la géométrie ou la physique du problème.

Couplage thermique

Dans ce sous-chapitre, nous proposons de réaliser un couplage faible entre modèle thermique et modèle électromagnétique, de façon à corriger la solution électromagnétique, pertes et couple électromagnétique, en fonction de la température de fonctionnement. Un algorithme de convergence sur les valeurs de températures des aimants et du bobinage, tout comme pour les pertes générées est fait comme illustré en Figure 4-85.

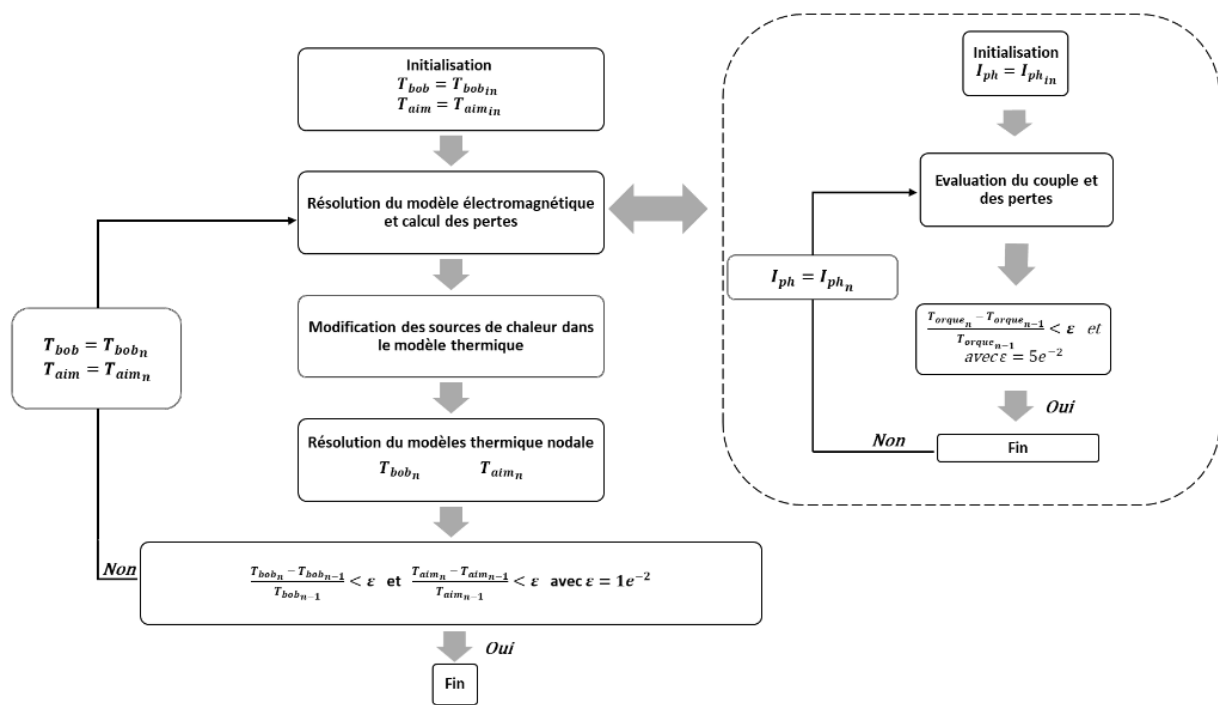


Figure 4-85: Organigramme convergence modèles couplés

La solution du modèle nodal est comparée à celles issues des mesures effectuées en laboratoire sur banc d'essais Figure 4-86 dont les données sont résumées au Tableau 4-14. C'est ce qui est mis en avant dans le paragraphe suivant.

4.5. Expérimentation et validation du modèle thermique

Dans les précédents chapitres nous avons développé une modélisation thermique à différents niveaux de finesse. Cependant ceci nécessite encore beaucoup d'améliorations. Aussi bien l'analyse analytique que l'analyse numérique se basent sur des hypothèses (en particulier, on peut citer les valeurs des résistances de contact). Comme développé au chapitre 4.3, nous prenons en considération des contacts non idéaux dont les conductances thermiques équivalentes peuvent ci-après être résumées [Pyrhonen-2nd] :

Interface	Valeur	Unité
Rotor/Arbre	1060	W/ (m ² K)
Aimants/Rotor	1060	W/ (m ² K)
Stator/Virole	1060	W/ (m ² K)
Bobinage/Encoche	635	W/ (m ² K)
Vernissage/Virole	635	W/ (m ² K)

Tableau 4-11: Resistances de contact considérées.

Dans ce cas les roulements sont modélisés par moyen d'un corps homogène de propriétés équivalentes cf. §4.3. Ainsi, nous pouvons résumer les propriétés thermiques des matériaux utilisés de la suivante manière :

Région considérée	Matériau	Conductivité thermique [W/(mK)]	Capacité thermique [J/(kg K)]
Viroles, y compris les flasques	Aluminium	237	897
Arbre	Acier	51	897
Bobinage	Cuivre	400	385
Isolant autour des encoches	PVDF	0.1	-
Tôles dans la direction axiale	FeSi	0.37 ^[3]	460
Tôles dans la direction radiale	FeSi	28 ^[3]	
Tôles dans la direction axiale	FeCo		448
Tôles dans la direction radiale	FeCo	30 ^[2]	
Aimants	NdFeB ^[1]	7.6	460
Frette	Fibre synthétique	0.3	

[1]= [Hangzhou], [2] = [VAC] (Vacodur49-0.20mm), [3] = [Cogent]

Tableau 4-12 : Propriétés des matériaux analysés.

Ci-après la valeur des résistances thermique équivalentes du modèle nodal pour le cas analysé :

Nœuds	Sigle	Expression		Détails			[K/W]
	$R_{th,0}$	$R_{th,conv}$		Convection naturelle à la surface de la virole			1.3
0-1	$R_{th,1}$	$\frac{R_{th,vir}}{2}$		Résistance thermique de la virole			0.000268
1-2	$R_{th,2}$	$\frac{R_{th,vir}}{2} + \frac{R_{th,cs}}{2} + R_{th,e}$		Résistance thermique entre la virole et la culasse statorique			0.00902
2-3	$R_{th,3}$	$\frac{R_{th,cs}}{2} + \frac{R_{th,dent}}{2}$		Résistance thermique entre la culasse statorique et la dent			0.01122
3-4	$R_{th,4}$	$\frac{R_{th,dent}}{2} + R_{th,e} + \frac{R_{th,encoche}}{2}$		Résistance thermique entre la dent et les conducteurs électriques encochés			0.107
4-5	$R_{th,5}$	$R_{th,5} = \frac{1}{2} \left(\frac{R_{th,tb}}{Q} \right)$		Résistance thermique de l'encoche aux chignons			0.0843
1-6	$R_{th,6}$	$\frac{R_I R_{II} + R_{II} R_{III} + R_{III} R_I}{R_{III}}$	22.5 K/W	Résistance thermique de convection interne à la virole	Résistance thermique entre les chignons et la virole (En cas d'encapsulation)	$R_{th,ext}$	NE
5-6	$R_{th,7}$	$\frac{R_I R_{II} + R_{II} R_{III} + R_{III} R_I}{R_I}$	136 K/W				
1-5	$R_{th,8}$	$\frac{R_I R_{II} + R_{II} R_{III} + R_{III} R_I}{R_{II}}$	15.5 K/W				
3-6	$R_{th,9}$	$\frac{R_{th,aimants}}{2} + R_{th,e} + R_{th,frette} + R_{th,entrefer} + \frac{R_{th,dent}}{2}$			Résistance thermique entre l'aimant et la dent		0.639
6-7	$R_{th,10}$	$\frac{R_{th,aimants}}{2} + R_{th,colle} + \frac{R_{th,cr}}{2}$		Résistance thermique entre l'aimant et le rotor			0.009
7-8	$R_{th,11}$	$\frac{R_{th,cr}}{2} + R_{th,e} + \frac{R_{th,arbre,ax}}{2} + \frac{R_{th,roul}}{4}$		Résistance thermique entre l'aimant et le rotor			0.349
1-8	$R_{th,12}$	$\frac{R_{th,roul}}{4}$		Résistance thermique entre le roulement (SKF-6002) et la virole			0.260

Tableau 4-13: Tableau résumant l'expression des résistances et la valeur d'échange thermique (@ 2000 tr/mn) illustrée dans la Figure 4-51 (NE = Non évaluée dans ce cas).

Il est indispensable, néanmoins, de vérifier la validité de ces modèles. Le but de ce chapitre consiste donc à l'évaluation des écarts existant entre nos modèles et nos mesures effectuées sur bancs d'essais. Pour ce faire, nous nous appuyons sur les travaux menés par [Boubaker-16] au sein de notre laboratoire, et sur les prototypes, réalisés par la société Erneo, dérivés de la collaboration entre SAFRAN Group et le laboratoire IES. Le premier prototype est un moteur de 26 kW à un régime de 5000 t/mn, cf. §3.2.2, Figure 3-18. Nous introduisons ci-après notre banc de test, puis comparerons les approches introduites aux résultats expérimentaux. Nous viendrons ensuite calibrer, selon le cas, le modèle analytique et numérique, afin de pouvoir exploiter les résultats dans une approche de dimensionnement multi-physique couplé.

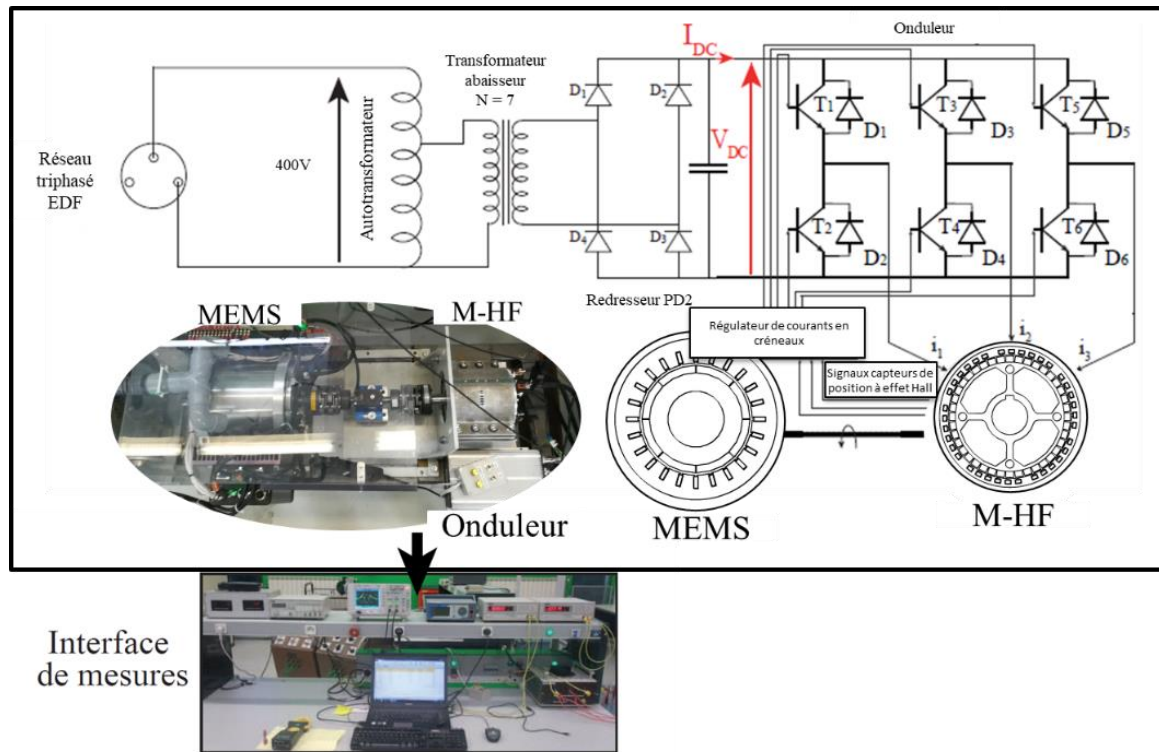


Figure 4-86: Schéma du banc de mesure [Boubaker-16] exploité pour le test.

Les mesures de températures sont effectuées à l'aide de thermistances (sondes de température – CTP KTY81) installées sur les têtes de bobine et sur la virole enveloppant le moteur électrique haute fréquence (M-HF, Figure 4-86). Comme le refroidissement n'est pas représentatif de l'application visée (convection naturelle d'une virole privée d'ailette $\alpha_{\text{conv}} = 6 \text{ W.K}^{-1}.\text{m}^{-2}$), par précaution, un premier test en charge est effectué à puissance réduite 2.1kW @ 2000rpm. Le Tableau 4-14 résume les données.

N_m [tr/mn]	f_e [Hz]	C_m [Nm]	I_{dc} [A]	U_{dc} [V]	P_{dc} [kW]	P_m [kW]	η [%]	Pertes [W]
2000	667	10	57.5	41	2.36	2.1	89	263

Tableau 4-14 : Données issues des mesures effectuées en charge.

La Figure 4-87 illustre l'évolution des températures de la virole et des têtes des bobines. La constante de temps thermique étant très grande, le régime permanent thermique n'est pas atteint. Effectivement, lors de l'évolution temporelle, les pertes évoluent avec la température (ce qui augmente la constante de temps apparente). Cela nécessiterait des itérations entre modèle électromagnétique et modèle thermique pour chaque instant considéré. On compare alors, un nombre limité de résultats obtenus lors de l'expérimentation à ceux donnés par le modèle analytique et les simulations par éléments finis 3D. Les écarts absolus les plus importants sont de l'ordre de 11°C (-12% écart relatif), pour des élévations de température de 107°C, ce qui est un bilan tout à fait satisfaisant et permet de valider ce modèle pour l'outil de conception envisagé.

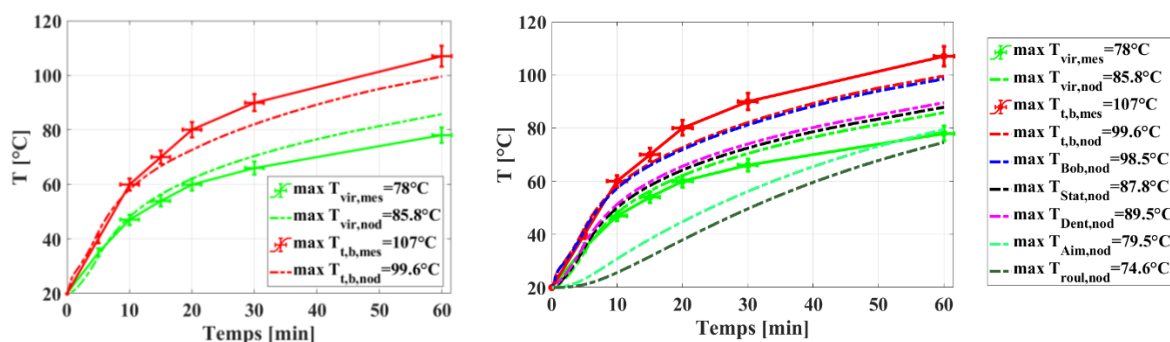


Figure 4-87: Evolution de la température au point de fonctionnement nominale.

On peut formuler l'hypothèse que la principale source d'erreur réside dans l'estimation des coefficients thermiques. Par exemple, les résistances de contact ainsi que le coefficient d'échange convectif à la surface de la virole sont très difficiles à estimer. Effectivement, les coefficients d'échange par convection sont calculés à partir de formules empiriques, avec les inévitables incertitudes qui résultent de corrélations souvent approximatives.

Conclusion

Dans ce chapitre nous avons mené une étude sur la modélisation des transferts de chaleur dans les composants magnétiques. En premier lieu, nous avons présenté les trois phénomènes de base, en rappelant les difficultés de détermination des différents coefficients thermiques. Un modèle thermique constitué de réseaux de résistances thermiques équivalentes a ensuite été élaboré pour représenter le comportement thermique de ces composants magnétiques. Afin de valider ce modèle, une étude expérimentale a été mise en place sur une machine développée précédemment [Boubaker-16]. Les résultats obtenus sont très satisfaisants même avec l'existence d'écarts entre modèle et expérience. Ce modèle est introduit dans l'outil final de dimensionnement pour tenir compte des contraintes thermiques permettant de concevoir une deuxième machine plus performante.

5. Spécifications et dimensionnement

Nous présentons dans cette partie le prototypage d'une MSAP à haute densité de puissance et à haut rendement pour une application aéronautique de type VTOL cf. §1.2. L'un des objectifs est de dépasser les $\sigma_s = 30 \text{ kN/m}^2$ de pression tangentielle. Il s'agit là d'un vrai challenge, pour une machine refroidie à l'air. En plus d'une contrainte forte sur l'encombrement, cette machine doit être complètement enfermée. Le Tableau 5-1 résume le cahier de charge transmis par SAFRAN. La machine doit être alimentée par deux onduleurs, avec une tension de conception compatible avec un réseau d'alimentation de 200-300 V_{dc},

Définition	Valeur	Unité
Puissance nominale @ 2500 rpm	42	kW
Puissance transitoire @ 2500 rpm (Durée = qq s)	60	kW
Diamètre externe virole (avec ailettes)	≤ 290	mm
Inertie rotorique maximale	0,03	kgm ²
Longueur maximale (chignon à chignon)	≤ 75	mm
Refroidissement : air forcé ou naturel (boîtier étanche)	200	l/s
Tension d'alimentation CC	200-300	V
Rendement	> 92	%

Tableau 5-1: Cahier des charges.

5.1.Prédimensionnement :

La surface totale d'échange avec l'air, en considérant 110 ailettes d'hauteur 23.5mm (diamètre d'ailette de 290 mm), est alors égale à environ 0,45m² (sans flasques). Par conséquent, pour une élévation de température de la virole de 25 °C et un coefficient d'échange par convection forcée (α_{sink}) de 200 W/m²K, les pertes admissibles sont de l'ordre de 2.3 kW.

$$P_{\text{total}} \approx 2.3 \text{ kW}, \eta \approx 94 \%$$

La température à l'intérieur de la virole est certainement supérieure à la température de surface extérieure de la virole T_{vir} (ici prévue dans un premier temps à 50°C). En effet, la chaleur générée à l'intérieur de la virole doit être transférée de l'intérieur de la virole à sa surface, et de la surface à l'air et aux environs. L'enveloppe de la machine est un cylindre de diamètre 243 mm (diamètre à la base des ailettes) et de longueur 80 mm environ (cf. illustration ci-après) :

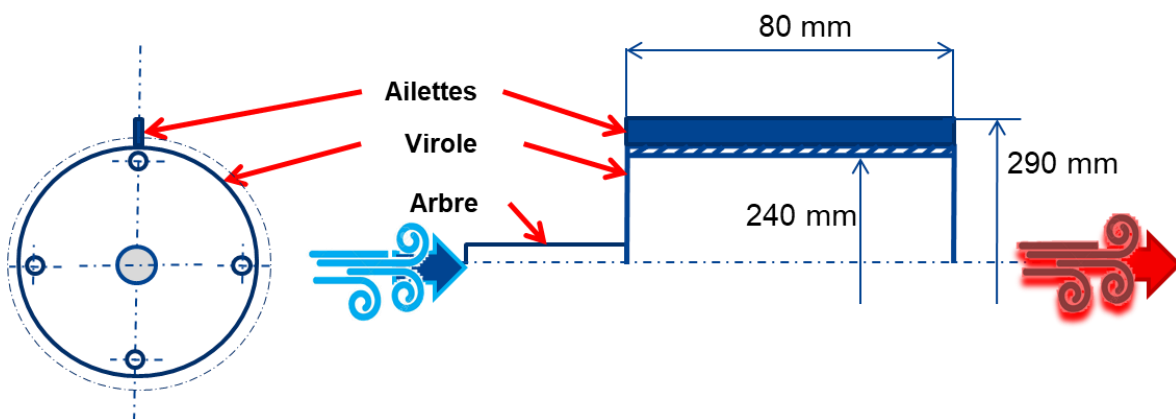


Figure 5-1 : Dimensions virole.

En première approximation, on peut estimer, le rayon d'entrefer à 110 mm, la longueur du paquet de tôles à 60 mm :

$$R_e = 110 \text{ mm}, L_s = 60 \text{ mm}$$

La surface d'entrefer, S_e , est alors égale à 41,5e-3 m². Le couple se calcule à l'aide de la relation suivante :

$$T = \sigma_s \cdot S_e \cdot R_e \quad (213)$$

De cette relation, on en déduit la valeur de la pression tangentielle : $\sigma_s = 35\,000 \text{ N/m}^2$, qui est une valeur très élevée si l'on se réfère à ce qui est obtenu dans une machine plus conventionnelle refroidie par convection forcée (10 à 20 000 N/m²).

Caractéristiques électriques :

Pour une tension d'alimentation de 300 V_{DC}, la tension efficace simple, V, aux bornes d'une phase doit avoir pour valeur maximale 105 V ($300/2\sqrt{2}$), en adoptant une marge en fonction de la stratégie de modulation au niveau de l'onduleur. En tenant compte du niveau de tension précédent et de la possibilité de survitesse (3000 t/mn), la FEM, E_{ph}, de la machine doit être de l'ordre de 68 V efficace à 2500 t/mn :

$$E_{ph} = 68 \text{ V}$$

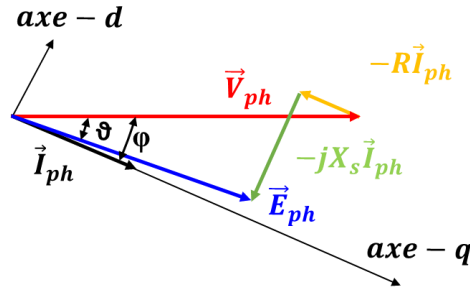


Figure 5-2 : Schéma vectoriel des tensions ou schéma de Behn-Eschenbourg en mode moteur.

D'où l'on déduit le courant de phase, I_{ph} (E_{ph} et I_{ph} en phase) :

$$P \approx 3 \cdot E_{ph} \cdot I_{ph} \rightarrow I_{ph} \approx 206 \text{ A}$$

Le nombre de pôles, 2p, se déduit de l'objectif voulu pour la fréquence, pour f = 1791 Hz à 2500 t/mn, p = 43, avec 86 aimants on obtient donc un pas d'encoche de $2\pi R_e/86 = 8 \text{ mm}$. Il sera certainement difficile de descendre en dessous.

Caractéristiques électromagnétiques :

En première approximation, le couple peut s'exprimer de la manière suivante (effort de Laplace en régime sinusoïdal) :

$$T_{em} = \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot I_{ph} \cdot \hat{B}_g \cdot Q \cdot z_t \cdot L_s \cdot R_e \quad (214)$$

Alors pour des conducteurs en série ($z_a = 1$) on a $z_t = z_s$:

$$z_s = \frac{\sqrt{2} T_{em}}{I_{ph} \cdot \hat{B}_{g,in} \cdot Q \cdot L_s \cdot R_e} \Big|_{z_a=1} \quad (215)$$

où z_s représente le nombre de spire par encoche connectées en série ($z_s \cdot I_{ph}$ = courant total dans l'encoche) et $\hat{B}_{g,in}$ l'amplitude de l'induction dans l'entrefer (en supposant une valeur de 1 T).

Avec $I_{ph} = 206A$, on obtient $z_s \approx 2$, soit deux spires par encoche et un courant total dans l'encoche de 412 A efficaces. Compte tenu du nombre réduit de spire par encoche il est judicieux de se poser la question de l'intérêt d'un bobinage multi spires à fil ($z_a > 1$) ... On peut envisager un bobinage à deux barres par encoche présentant de nombreux avantages comme précédemment discuté cf. §2.4. Les premiers calculs seront menés sur une machine synchrone à aimants permanents (MSAP) surfaciques. Le stator est composé de 84 encoches et 43 paires de pôles. La machine est alimentée par un courant sinusoïdal. La distribution du bobinage statorique est faite par trois quarts dans un premier temps. Les effets d'encochage sont négligeables, ceci est dû à une faible ouverture d'encoche. L'aimant couvrant la moitié d'un pôle à les dimensions suivantes 8mm×60mm.

Une étude est, dans un premier temps, menée afin d'optimiser la structure mécanique et la faisabilité industrielle, notamment au niveau des connexions entre les barres Figure 5-3.

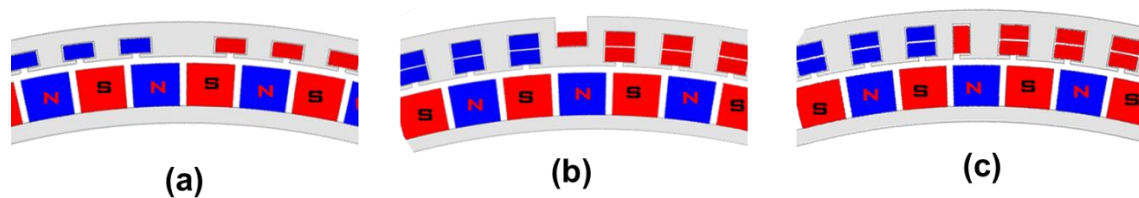


Figure 5-3 : Solutions technologiques proposées, faisant l'objet d'une demande de brevet de la part de la société Safran Electrical and Power UK. Par ordre de proposition : (a) solution à un seul conducteur par encoche proposée par [Boubaker-16], (b) Ancienne solution à deux conducteurs par encoche, (c) Solution finale à deux conducteurs par encoche.

La solution (c) illustrée en Figure 5-3 a été adoptée afin de maximiser le couple développé.

n	p	z_t	Q	$k_{détente}$	k_{rad}	Couple relatif au couple max %	Pas dentaire minimale (τ_s) [mm]	Décalage entre phases (δ_{ph}) [°]	Décalage mécanique (δ_{ph}) [°]
3	43*	2	84 (a)	1	1	-2.28 (156 Nm)	8.03	300	6.97
			84+3 (c)	1	1	0 (160 Nm)	5.35	120	2.79
6	44	2	84 (a)	1	2	-4.3 (153 Nm)	8.10	300	6.82
			84+6 (c)	1	2	-1.1 (158 Nm)	4.05	120	2.72

Tableau 5-2 : Effet du rajout d'une encoche de retour Figure 5-3 (a et c) sur le couple (* p= 44 impossible pour ce diamètre).

On peut noter qu'une configuration de type (c), à trois quarts, permet de maximiser le couple (cf. Tableau 5-2). Le taux d'utilisation, ou charge électrique linéique A_{load} [kA/mm], est maximisé. D'ailleurs, avec l'ajout d'une encoche de retour pour les configurations avec $z_s > 1$ la chute en couple diminue lorsque le nombre de groupes augmente. L'induction atteinte au niveau du stator en particulier aux points 3 et 4 est accrue Figure 5-4, participant dans ce cas à la génération du couple.

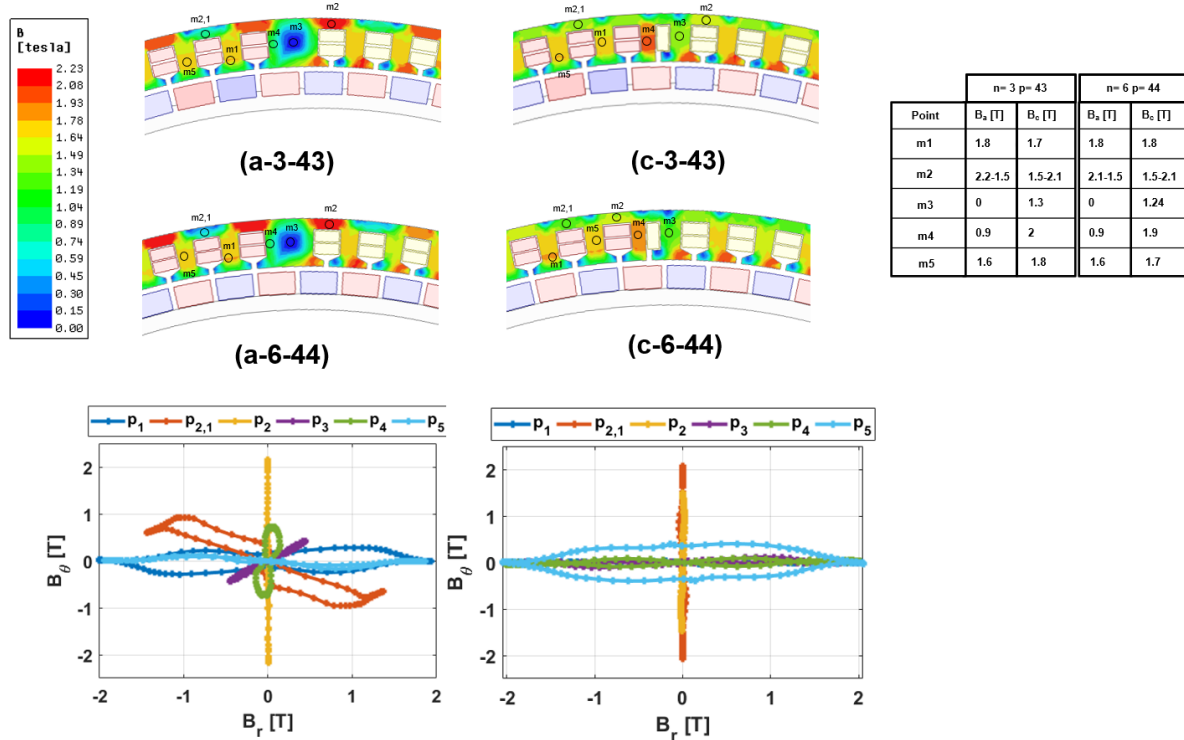


Figure 5-4 : Comparaison en termes de taux d'utilisation par visualisation de l'état de saturation en charge ($I_{ph,A} = 0A$, $I_{ph,B} = I_{ph}$ et $I_{ph,C} = -I_{ph}$) pour une configuration 6 groupes avec $p=44$ ($t_{bar} = 4.5mm$) : (a) solution sans conducteur de retour positionné dans la dent de déphasage, (c) Solution finale à deux conducteurs par encoche avec conducteur de retour.

Une topologie à aimantation parallèle avec bobinage à barres composée de 6 groupes disposés par quartier, est identifiée comme étant la solution candidate préférée en raison d'une meilleure répartition des efforts magnétiques, cf. §2.2 Figure 2-25, et d'une tolérance aux pannes améliorée cf. §3.1. Il est à noter que la nouvelle configuration étudiée Tableau 5-2 (c) 6 groupes permet de minimiser l'écart en couple moyen délivré par rapport à une configuration 3 groupes.

5.2. Etude paramétrique

Afin d'analyser l'effet de chaque paramètre sur les pertes Joule et sur la puissance massique de notre moteur, nous avons effectué une analyse en fonction des paramètres suivants :

$$x = (l_{pm} \quad h_{bar,2} \quad t_{bar} \quad d_1 \quad d_2 \quad d_{pos} \quad w_s) \quad (216)$$

Nous définissons ci-dessous la géométrie de l'encoche et de l'aimant :

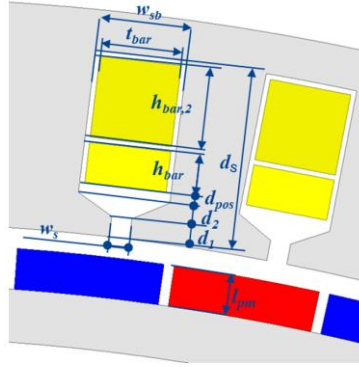


Figure 5-5 : Paramètres géométriques définissant l'encoche.

Chaque paramètre varie de la manière suivante :

$$\begin{cases} l_{pm} = 4:2:10 \\ h_{bar,2} = (1 \ 2 \ 3 \ 4 \ 5 \ 6 \ 10) \\ t_{bar} = 4:0.25:5 \\ d_1 = (0.4 \ 0.5 \ 0.8 \ 0.9 \ 1 \ 1.5) \\ d_2 = (0.4 \ 0.5 \ 0.8 \ 0.9 \ 1 \ 1.5) \\ d_{pos} = 0:1:4 \\ w_s = 0.25:0.25:4 \end{cases} \quad (217)$$

En respectant toujours les conditions suivantes :

$$\begin{cases} C_{em} = 160 (1 \pm \epsilon) \text{ Nm}, & \text{avec } \epsilon = 2\% \\ D_{es} = 240 \text{ mm} \end{cases} \quad (218)$$

Le rayon d'entrefer (R_e) et le courant de phase varient, afin de toujours respecter la relation (218). La hauteur de la barre du bas (h_{bar}) est fixée à 2 mm, l'épaisseur des isolants est-elle fixée à 0.25 mm (matériau Kapton en deux couches de 0.125 mm, chacune, pour les isolants d'encoche et inter épingle). Nous considérons les matériaux suivants :

Matériaux	
Stator et rotor	Vacoflux50 _{0.2mm}
Aimants	N45UH
Bobines	Cuivre

Tableau 5-3 : Matériaux utilisés pour l'étude paramétrique (propriétés à 20°C).

Cela nous permet de mener une optimisation paramétrique en gardant le nombre d'expériences ($nb_{exp} \approx 57$) dans une limite acceptable :

$$nb_{exp} = \sum_{i=0}^{nb_{var}} x_i nb_{niv,i} \quad (219)$$

Avec cette approche, aucun effet combiné n'est analysé. Dans notre cas, on recherchera l'optimum par étape, en identifiant la valeur du paramètre x_i maximisant le rendement (minimisant les pertes Joule). Une autre technique consiste à utiliser une approche par plans d'expériences. Cela nous permettrait d'ailleurs d'apprécier les effets combinés entre deux, trois, voire plus de paramètres en identifiant la combinaison optimale. Néanmoins le temps de calcul, dans notre cas (symétries géométriques et électromagnétiques réduites), deviendrait imposant ($4^7 = 16384$ itérations).

$$nb_{plan,exp} = nb_{niv}^{nb_{var}} \quad (220)$$

Bien sûr, des méthodes de réduction du nombre d'expériences nécessaires existent (plan fractionnaire, plans de Planckett-Burmann et certains plans de Taguchi, ...) [Vivier-02]-[Gillon-09]. Néanmoins, des « effets d'aliasing » viendraient modifier les interactions entre différents facteurs sur la réponse ou encore ne pas les prendre en compte. Ainsi, nous optons pour une étude paramétrique simple. Les paramètres sont initialisés comme résumé ci-après :

Paramètres	l_{pm}	$h_{bar,2}$	t_{bar}	d_1	d_2	d_{pos}	w_s	Unité
Valeur initiale	4	2	4	0	0	0	1	mm
Valeur finale	4	2	4.5	1	1	0.25	1	

Tableau 5-4: Point de départ et d'arrivée de l'étude permettant la réduction des pertes Joule (-311W).

Les principaux résultats sont résumés ci-après :

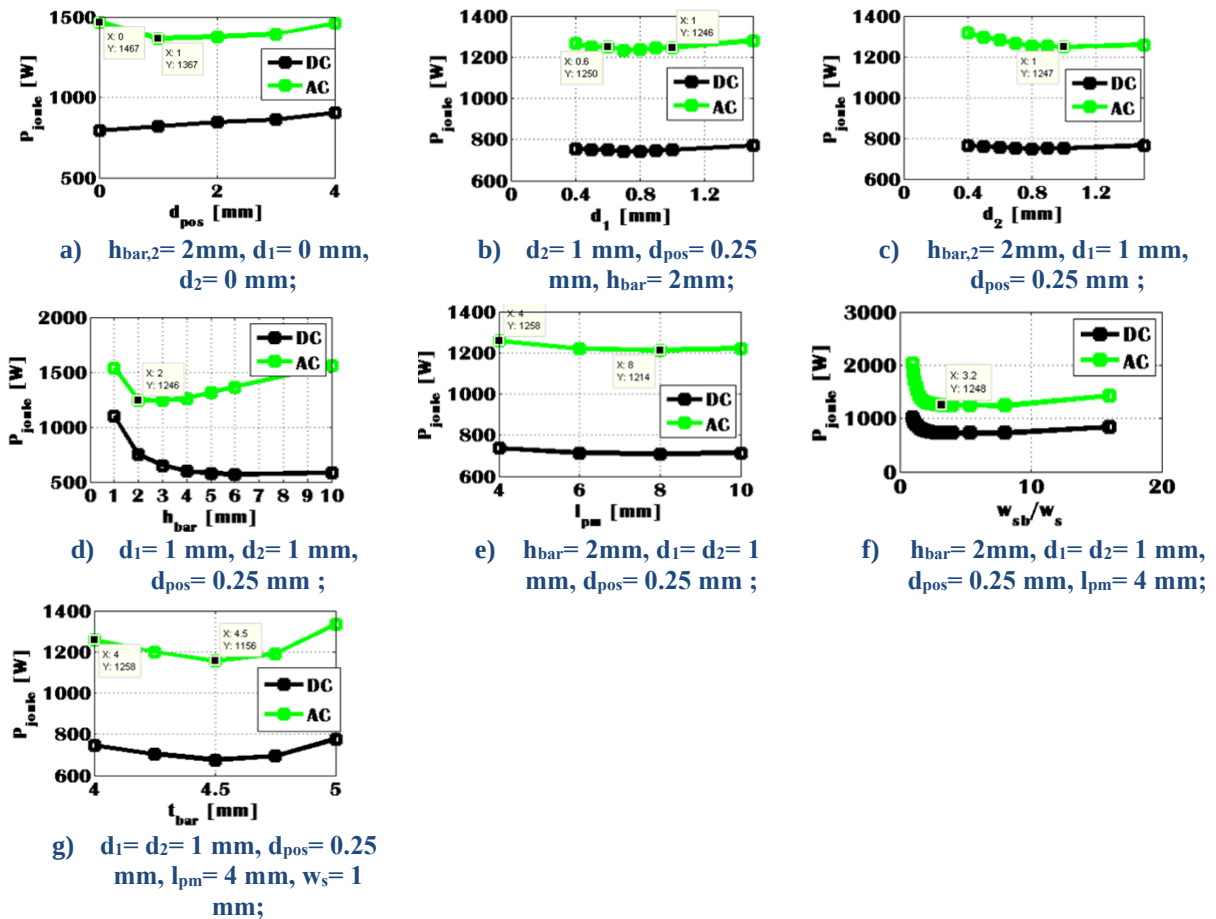


Figure 5-6 : Pertes Joule en fonction de la position des conducteurs dans l'encoche (a), de la hauteur de l'isthme h_1 (b), de la hauteur de l'isthme d_2 (c), de la hauteur de la barre externe (d), de l'épaisseur d'aimant (e), de l'ouverture d'encoche (f) et de l'épaisseur des barres (g).

En particulier, on peut noter à partir de la Figure 5-6 (d) que les hauteurs des barres ($h_{bar}=1\text{mm}$, $h_{bar}=10\text{mm}$) minimisant les pertes Joule lorsque le diamètre externe n'est pas limité Figure 4-25 ne représente pas un optimum dans notre cas où à une variation de la hauteur des barres correspond une réduction du rayon d'alésage équivalente. Ceci a pour conséquence d'augmenter le courant de phase pour un même couple développé. De même en Figure 5-6 (c), on peut voir qu'une variation de la forme de l'isthme (becs

trapézoïdaux), Figure 4-32, apporte une réduction de 220 W sur les pertes Joule contre seulement 100 W pour une incrémentation du paramètre d_{pos} (a). Une incrémentation des pertes par courants induits, de 14 W, dans les aimants est néanmoins observée ce qui apparait négligeable par rapport au gain sur les pertes Joule. On fixe donc $d_{pos} = d_{is}$ profitant d'un effet plus important sur les pertes offert par la variation du paramètre d_2 . Il est à noter qu'une valeur de d_{pos} non nulle nécessiterait le rajout d'un isolant avec fonction de fixation augmentant la résistance thermique équivalente de l'encoche.

En fin, une ouverture d'encoche de 1 mm et une barre plus large (4.5 mm pour une configuration 6 groupes) nous permettent d'avoir un bon compromis entre augmentation des pertes dans les aimants, pertes fer et réduction des pertes Joule. Ci-après les résultats en puissance massique :

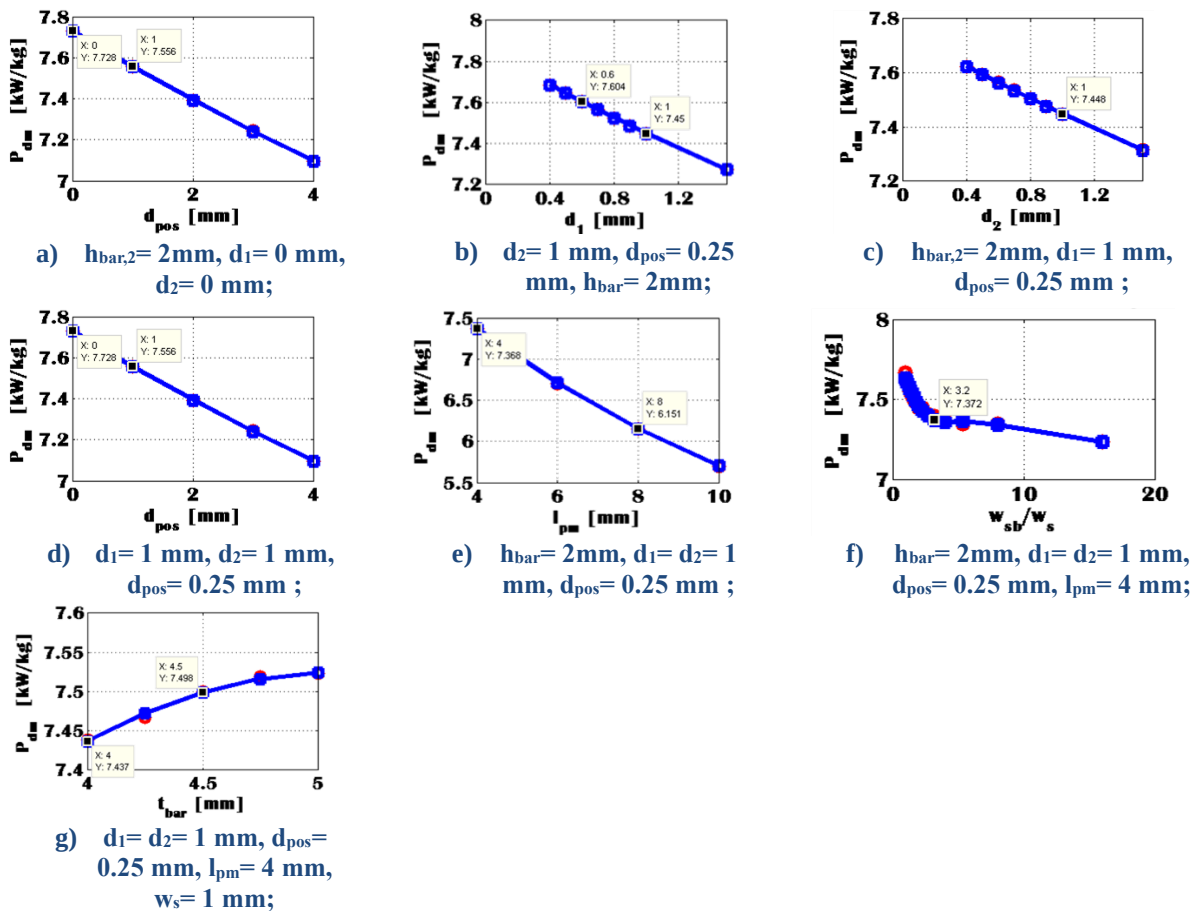


Figure 5-7 : Puissance massique (masse active + masse têtes de bobine) en fonction de la position des conducteurs dans l'encoche (a), de la hauteur de l'isthme h_1 (b), de la hauteur de l'isthme h_2 (c), de la hauteur de la barre externe (d), de l'épaisseur d'aimant (e), de l'ouverture d'encoche (f) et de l'épaisseur des barres (g).

La hauteur des aimants a été définie afin de maximiser la puissance massique (et minimiser l'inertie rotorique).

5.3.Choix des matériaux

En principe, la conception d'une machine est un processus itératif, dans lequel il est possible d'améliorer les performances de la machine en choisissant une méthode de refroidissement plus efficace, des isolants

de plus haute classe thermique ou en utilisant des « meilleurs » matériaux. En effet, le choix du matériau a une influence significative sur les pertes et les résistances thermiques cf. §1.4.1 et §4.2.2.2. Une étude comparative est ainsi effectuée afin de choisir la nuance et la composition des aimants ainsi que les matériaux constituant le rotor et le stator.

a. Culasse statorique

Dans [Boubaker-16] il a été constaté que l'emploi de matériaux à haut niveau de saturation, comme des alliages Fer-Cobalt (FeCo), relativement coûteux par rapport à des alliages Fer-Silicium (FeSi), pour des configurations à haut nombre de paires de pôles n'apporte pas d'avantages significatifs. En effet, pour des petits pas polaires, les culasses magnétiques ne sont plus dimensionnées par critère magnétique, comme développé au chapitre §1.4.4, mais par critère mécanique. Effectivement, les culasses magnétiques du design précédemment introduit atteignent des valeurs très faibles (≈ 2 mm pour le stator et le rotor). Une valeur minimale de 3 mm avait été fixée afin de garantir une robustesse mécanique suffisante lors du procédé d'assemblage et de traitement thermique des paquets de tôles. Cependant, un alliage FeCo permet, à priori, de réduire le niveau de pertes générées. Cette diminution est assimilable à des pertes réduites par courants de Foucault dans les culasses, mais aussi dans les barres. En effet, des barres de section importante peuvent être employées afin de réduire les flux de fuites au niveau de la dent, Figure 5-6-g. Pour cette raison, un alliage FeCo de très haut niveau de saturation a été choisi dans cette étude Tableau 5-5.

L'épaisseur de la tôle magnétique est fixée de sorte à être très inférieure à l'épaisseur de peau δ :

$$\delta_{\text{peau}} = \frac{1}{\sqrt{\sigma \mu_r \mu_0 \pi f}} \quad (221)$$

σ étant la conductivité électrique du matériau, tandis que μ_r et μ_0 sont respectivement la perméabilité relative du matériau magnétique et celle du vide.

Pour des tôles FeCo de conductivité électrique d'environ 2.4 MS/m, une perméabilité relative à 1.5 T égale à 15000 (valeur typique) et une fréquence électrique de fonctionnement de notre moteur de 1833 Hz, l'épaisseur de tôle requise pour un fonctionnement optimal (pertes fer minimales) devrait être très inférieure à $\delta_{1833} = 0.06$ mm et 0.28 mm pour du FeSi. Cependant, l'épaisseur minimale disponible dans le commerce pour des tôles FeCo (Vacoflux50) est égale à 0.20 mm.

Matériau	e [mm]	B _{sat} @ 13000 A/m [T]	k _{add}	K _h [Ws/kgT ²]	K _c [Ws ² /kgT ²]	K _e [Ws ^{1.5} /kgT ^{1.5}]	σ [MS/m]	μ _r (@ 1.5T)	δ [g/cm ³]
NO20	0.20	1.7	2.08	253	0.185	0	1.92	930	7.65
Vacoflux50	0.35	2.35	1.27	251	0.29	0	2.4	18000	8.12
Vacoflux50	0.20	2.35	1.27	119	0.123	0	2.4	18000	8.12
Vacodur49	0.20	2.29	1.27	87.36	0.190	0	2.4	17400	8.12

Tableau 5-5 : Propriétés des matériaux de circuits magnétiques @ 20°C.

Dans un premier temps, nous avons donc opté pour une nuance de type FeCo, minimisant les pertes fer et permettant d'atteindre un niveau de saturation plus élevé cf. §1.4.1.1.

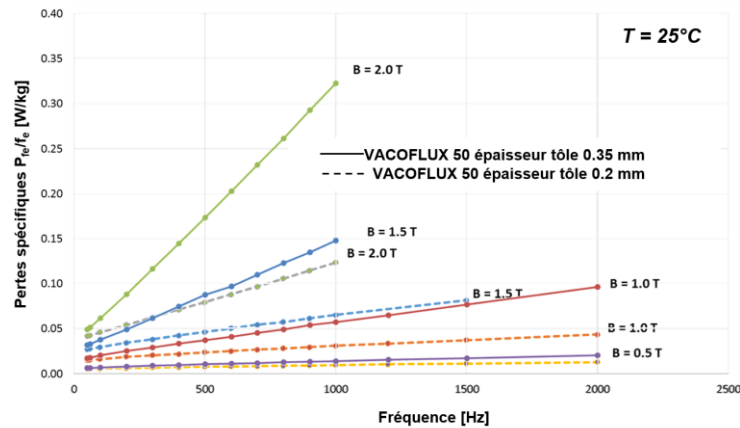


Figure 5-8 : Pertes spécifiques en fonction de la fréquence pour des toles FeCo d'épaisseur respectif de 0.2mm et 0.35mm.

Le passage vers une épaisseur de tôle de Vacoflux50 0.20 mm, au lieu que 0.35mm, a permis une réduction significative des pertes fer, Figure 5-8, réduisant les pertes générées pour une induction de 1T et une fréquence de 1500 Hz.

b. Aimants

Dans un premier temps des aimants NdFeB (N45UH, dont les propriétés sont résumées au Tableau 1-4) sont préférés pour leur densité d'énergie élevée. Des aimants SmCo32L ayant l'avantage d'être moins sensibles à la température, sont regardés dans un deuxième temps. Leur induction rémanente est cependant inférieure de 18% par rapport aux aimants N45UH (1,1 T à 20°C pour la nuance SmCo32L contre 1,35 T pour celle de type N45UH), Tableau 1-4. Les aimants SmCo généralement préférés pour un risque mineur de démagnétisation offrent une marge supérieure de fonctionnement à hautes températures. De plus, leurs surfaces peuvent être rectifiées sans problème liés à la corrosion. Néanmoins, pour une configuration à rotor en aluminium, lors des itérations de convergence entre le modèle thermique et le modèle électromagnétique, nous constatons une température trop élevée au niveau des aimants SmCo ($T_{aim} \approx T_{aim,max}$), rendant impossible la convergence thermique telle que définie par le graphe en Figure 4-85. Ce constat nous oblige à opter en faveur d'aimants NdFeB (N45UH) combiné à un rotor ferromagnétique.

c. Dimensions et matériau des barres

Nous avons vu au chapitre 4.2.2.1 qu'il est nécessaire voir fondamental de minimiser les pertes Joule additionnelles dues à la haute fréquence. On peut vérifier via les équations (126) et (127) qu'il est possible de minimiser les pertes additionnelles, mais les pertes DC augmentent considérablement. A contrario, la relation (126), donnant une plus grande hauteur de barre réduit les pertes Joule totales, c'est donc celle-ci que nous avons choisie pour dimensionner notre machine. Ceci est résumé par le tableau suivant :

Matériaux			
Stator et rotor		Vacoflux50 _{20C,0.2mm}	
Aimants		N45UH	
Bobines		Cuivre	
Dimensions			
Configuration		(Ia)	(Ib)
Barres ($h_{\text{barre}} \times t_{\text{bar}}$)		1×4	2×4 mm
Aimants ($\tau_{m,\text{min}} \times l_{\text{pm}}) \times p$		$(6.75 \times 4) \times 44$	$(6.56 \times 4) \times 44$ mm
Stator ($h_{\text{cs}} - w_{\text{sb}} - d_3 - d_2 - d_1$)		2-4.5-4.8-1-1 mm	
Rotor ($R_{\text{er}} - h_{\text{cr}} - \tau_r$)		108 - 2 - 1	106 - 2 - 1 mm
Isolants			
Fond d'encoche		0.125×2	mm
Inter-épingle		0.125×2	mm
Pertes @ 1833 Hz (TDH = 0 %)			
Courant de phase		180	185 A _{rms}
Joule	Additionnelles (encoches)	74	440
	CC (encoches)	1433	716 W
	Totales (encoches)	1507	1156
	K _{ac}	1.05	1.6 adm
Joule totales (+têtes)		1696	1255 W
Aimant		100	88 W
Stator		230	332 W
Rotor		20	22 W
Totales		2046	1697 W
Performances (42kW@2500 tr/mn) à 20°C			
Rendement		95	96 %
Puissance massique		9	7.5 kW/kg

Tableau 5-6: Comparatif des performances moteur avec un bobinage (par quartiers 6 groupes) en cuivre, stator en FeCo et aimants en NdFeB non segmentés à 20°C.

On voit que malgré cette augmentation en pertes Joule, la première itération, réduisant le rendement, augmente considérablement la puissance massique, car le poids du stator et celui du bobinage a été réduit. La surface d'échange au niveau des bobines est également réduite. La résistance thermique de l'encoche a aussi augmenté (180)-(182). Cela fait que la température atteinte au niveau du bobinage pour la configuration (Ia) (4x1) est accrue, Figure 5-11 (a), réduisant ainsi la puissance délivrable par cette configuration à égal rendement.

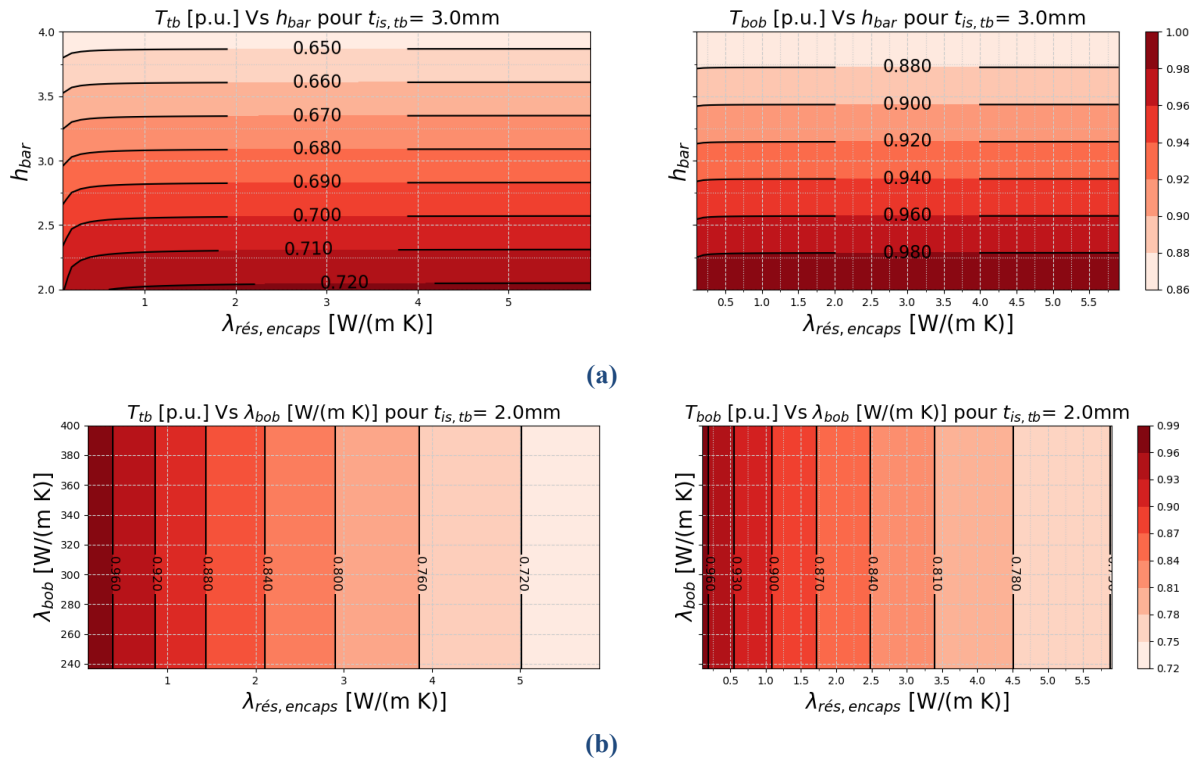


Figure 5-9 : Comparatif en température atteintes au niveau du bobinage dans le cas où on modifie : (a) la hauteur des barres ou (b) la conductivité thermique des barres.

A contrario, pour la même hauteur de barre, donc même section d'échange, l'utilisation d'un bobinage en Aluminium permet d'accroître la puissance massique sans sensiblement impacter le rendement de la machine. En effet, la réduction des pertes Joule additionnelles contre carre l'accroissement des pertes Joule DC cf. §4.2.2.1. Ceci amène à une augmentation des pertes Joule (en ne tenant compte que des conducteurs dans les encoches) de seulement 17% avec un bénéfice en puissance massique de 26%. Le tableau suivant résume l'étude comparative :

Matériaux				
Stator et rotor		Vacoflux50 _{20C,0.2mm}		
Aimants		N45UH		
Bobines		Cuivre	Al	
Dimensions				
Configuration		(Ia)	(Ic)	
Hauteur barre optimale	(127)	1.1	1.3	mm
	(126)	1.7	2.2	mm
Barres ($h_{\text{barre}} \times t_{\text{bar}}$)		2×4	2×4	mm
Aimants ($\tau_m \times l_{pm}$) $\times$ p		$(6.56 \times 4) \times 44$		mm
Stator ($h_{cs} - w_{sb} - d_3 - d_2 - d_1$)		2-4.5-4.8-1-1		mm
Rotor ($R_{er} - h_{cr} - \tau_f$)		106 - 2 - 1		mm
Isolants				
Fond d'encoche		0.125×2		mm
Inter-épingle		0.125×2		mm
Pertes @ 1833 Hz (TDH = 0 %)				
Courant de phase		185	A_{rms}	
Joule bobinage (encoche)		1156	1355	W
Aimants		88	W	
Stator		332	312	W
Rotor		22		
Totales		1.6	1.78	kW
Performances (42kW@2500 tr/mn) à 20°C				
Rendement		96	95.6	%
Puissance massique		7.5	9.5	kW/kg

Tableau 5-7: Comparatif des performances moteur avec un bobinage (par quartiers 6 groupes) en aluminium (aimants non segmentés et propriétés à 20°C).

Il faudra par la suite vérifier la faisabilité industrielle. En effet, les procédés de soudure conventionnels, traités dans [Boubaker-16], font que les températures atteintes localement détériorent les isolants. Pour cela, nous avons dans un premier temps préféré opter pour un bobinage en cuivre afin de réduire tout risque additionnel. Des techniques de soudure en environnement contrôlé comme par exemple celles par immersion liquide pourraient permettre d'atténuer les pics de températures et/ou confiner le plus possible ces zones, réduisant le risque d'endommager les isolants.

d. Isolants d'encoche

Les barres étant obtenues à partir d'une découpe de plaque nue, sans isolation électrique, il est important de choisir avec attention les matériaux isolants.

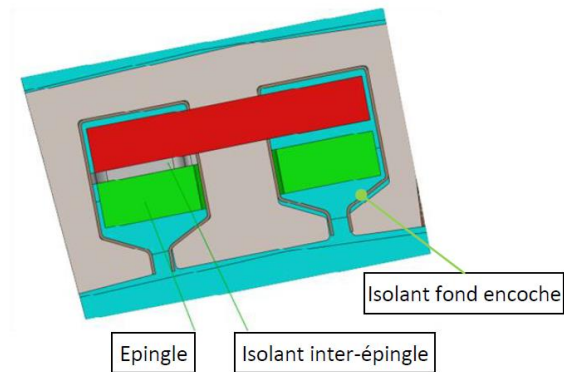


Figure 5-10 : Illustration de la configuration étudiée : bobinage massif par épingles découpées par jet d'eau.

Le choix de l'isolant est fait en tenant compte principalement des températures atteintes lors du fonctionnement (températures à régime thermique stabilisé), lors du brasage (températures locales) et enfin de la fragilité mécanique, afin de permettre l'insertion dans l'encoche sans abimer l'isolant.

Isolant :	Fond d'encoche	Inter-épingle		Faces stator (d_{sd})	
Matériau :	Kapton	Vétronite	Nomex	Vétronite	
T_{max} :	240	180	250	180	°C
λ_{th} :	0.12	0.5	0.12	0.5	W/m/K
Dimensions :	0.125×2	0.4	0.3	0.5	mm

Tableau 5-8: Comparatif des performances moteur avec un bobinage (par quartiers 6 groupes) en aluminium (aimants non segmentés et propriétés à 20°C) cf. Annexe , Tableau I-1.

Si la température maximale de la classe d'isolation est dépassée lors de l'utilisation du moteur, cela réduira sensiblement la durée de vie. Inversement, une utilisation à une température inférieure à celle stipulée permettra d'augmenter la durée de vie de l'isolant de notre moteur, Figure 5-11.

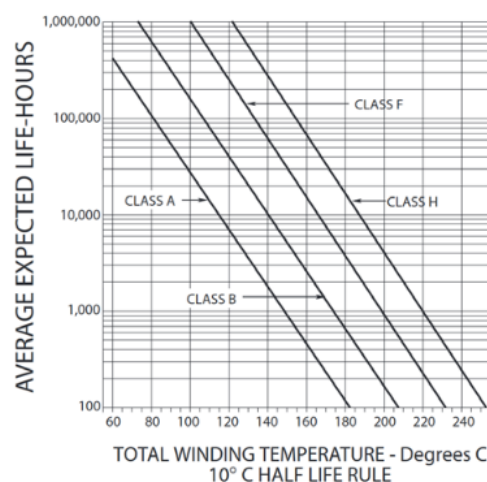


Figure 5-11 : Evolution du cycle de vie d'une machine électrique en fonction de la température d'exercice.

Il faut donc veiller à rester en dessous des températures maximales que supportent les isolants (selon la classe de l'isolant le plus vulnérable) du bobinage. On notera néanmoins que le processus de pertes de fonctionnalité de l'isolant d'un bobinage électrique peut être progressif et surtout réversible (pouvoir auto-cicatrisant en dessous de la température de transition vitreuse pour les polymères tels que le Kapton et la vétronite. Ces derniers sont préférés au Nomex pour leur rigidité mécanique supérieure lorsque la

température retrouve des niveaux plus habituels pour la machine. Par la suite, la distance entre les deux conducteurs d'une même encoche a été fixée à 0.4mm au lieu que 0.25mm (deux couches de Kapton) augmentant les pertes Joule globales de manière négligeable. Le Kapton possède une rigidité diélectrique très élevée voir Tableau 2-4. Afin de se « rassurer » sur l'isolant de fond d'encoche choisi, nous avons fait un test diélectrique en courant alternatif (AC) entre la barre et une plaque métallique séparée par l'isolant épaisseur 0.127 mm. A 4 kV nous n'avons pas constaté de défaut d'isolation. La résistance de l'isolant aux effets de pointes doit également être constatée. Ces effets, observés lors des tests diélectriques, sont générés par accumulation de charges électriques (décharges couronne cf § 1.3.1) au niveau des angles vifs des conducteurs à épingles à la sortie des encoches du stator.

Il a donc été nécessaire d'augmenter la distance (d_{sd} , Figure 4-42, de 0.5 mm à 1 mm) entre les raccords en sortie des encoches et le paquet de tôles statorique.

Enfin, les faces latérales du stator sont isolées par des joues en Vétronite.

Dimensions parties actives		
Barres ($h_{\text{barre}} \times t_{\text{bar}}$)	2×4.5	mm
Aimants ($\tau_{m,\text{min}} \times l_{\text{pm}} \times p$)	$(6.56 \times 4) \times 44$	mm
Stator ($h_{\text{cs}} - w_{\text{sb}} - d_3 - d_2 - d_1$)	2-5-4.9-1-1	mm
Rotor ($R_{\text{er}} - h_{\text{cr}} - \tau_f$)	106 - 2 - 1	mm
Dimensions isolants		
Fond d'encoche ($d_{\text{is,e}}$)	0.125×2	mm
Inter-épingle ($d_{\text{is,i}}$)	0.4	mm
Faces stator (d_{sd})	2×0.4	mm

Tableau 5-9 : Dimensions définitives configuration Ia.

Des tests ultérieurs seront effectués une fois que la machine sera assemblée afin de vérifier l'isolation (Norme IEC 60034) suite à l'assemblage.

e. Utilisation de l'aluminium au rotor

Afin de réduire au maximum l'inertie rotorique et ainsi respecter le cahier des charges, mais également d'améliorer la puissance massique du moteur, nous avons testé l'utilisation d'un rotor amagnétique, en aluminium. Cela, comme démontré au chapitre dédié au motif Halbach (cf. §3.2.4) semblerait être envisageable au vu des courts chemins des flux rotoriques qui caractériseront ce prototype ($\gamma \approx 2$). L'étude montre que même si avec un rotor en aluminium nous ne perdons qu'environ 18 % sur le couple (de 160 Nm à 130 Nm), nous gagnons en contrepartie nettement sur la masse du rotor (passant d'une inertie de 0.047 kg m^2 à 0.027 kg m^2), ce qui semblerait se traduire par une augmentation de la densité de puissance massique d'environ 16 % (de 7.5 kW/kg à 8.7 kW/kg à 20°C). Le tableau suivant résume l'étude comparative :

Matériaux				
Bobines	Cuivre			
Rotor	Vacoflux50 _{80C,0.2mm}	Al	Al	
Aimants	N45UH	N45UH	SmCo32L	
Caractéristiques électriques				
Courant de phase : $I_{ph,rms}$	185	225	288	A
Constante de f.e.m. : K_e (20°C)	0.483	0.409	0.34	V/(rad/s)
Facteur de puissance : $\cos(\varphi)$	0.731	0.737	0.752	adm
Pertes				
Joule totales bobinage : $P_{Joule,t}$	1355	2071	3081	W
Aimants : P_{aim}	71.4	73.7	365	W
Stator : P_{stat}	540.5	461.5	516	W
Rotor : P_{rot}	30	95.5	143.4	
Totales : P_{tot}	1.99	2.46	4.12	kW
Caractéristiques globales				
Rendement : η	95.5	94.1	91	%
Puissance massique : P_{dm}	7.5	8.7	8.6	kW/kg
Inertie rotorique : I_{rot}	0.046	0.025	0.027	kg.m ²
Configuration :	(I)	(II)	(III)	

Tableau 5-10: Comparatif des performances du moteur avec un rotor en FeCo et en aluminium au point de fonctionnement nominale 42kW@2500 t/mn à 20°C (aimants non segmentés).

Néanmoins, après une étude thermique, nous rencontrons plusieurs difficultés. Ces difficultés sont liées principalement aux pertes rotoriques importantes, qui font que, à égal rendement, pour les mêmes conditions de refroidissement (à parité de flux thermique évacué), le couple de la machine est affecté, réduisant le gain en puissance massique. Effectivement, même si l'utilisation de l'aluminium au rotor permet la diminution des pertes par courants induits dans les aimants de 10 % (79 W au lieu de 88 W pour des aimants NdFeB) et de 34% des pertes fer au stator (218 W au lieu de 332 W), nous créons une composante additionnelle des pertes par courants induits dans le rotor en aluminium d'à peu près 68.6W (90.6 W au total), qui additionnées aux pertes Joule, accrues elles aussi, élèvent les pertes totales à 2.46 kW contre 1.6 kW évaluées pour une configuration à rotor ferromagnétique. Ainsi une configuration de type **(I)** est dans notre cas conservée et soumise à une étude paramétrique afin d'en accroître les performances.

5.4. Etude des designs proposés

Ainsi, comme développé précédemment cf. §4.3, une étude thermique est effectuée. Nous prenons en considération des contacts non idéaux dont les conductances thermiques équivalentes sont ainsi résumées :

Interface	Valeur	Unité
Rotor/Arbre	1060	W/ (m ² K)
Aimants/Rotor	1060	W/ (m ² K)
Stator/Virole	1060	W/ (m ² K)
Bobinage/Encoche	635	W/ (m ² K)
Vernissage/Virole	635	W/ (m ² K)

Tableau 5-11: Comparatif des performances du moteur avec un rotor en FeCo et en aluminium à 20°C (aimants non segmentés).

Un modèle éléments finis complémentaire, dont les résultats sont illustrés en Figure 5-13, est développé. Ainsi, nous pouvons résumer les propriétés thermiques des matériaux utilisés dans le tableau suivant :

Région considérée	Matériau	λ [W/(mK)]	c_p [J/(kg K)]
Virole y compris les flasques	Aluminium	237	897
Arbre	Acier	51	897
Bobinage	Cuivre	400	385
Isolant entre les conducteurs électriques	Nomex	0.15	Négligée
Isolant autour des encoches	Kapton	0.3	Négligée
Isolant d'encapsulation	Résine	0.3	Négligée
Stator dans la direction axiale	FeCo	0.3	448
Stator dans la direction radiale	FeCo	16	
Propriétés rotorique	Aluminium	237	897
Aimants	NdFeB	7.7	460
Frette	Fibre de carbone	1	Négligée
Roulement	Equivalent	11e-4	897

Tableau 5-12 : Propriétés des matériaux analysés.

Ci-après la représentation schématique des échanges thermiques (Figure 4-48, cf. §4.3.2), ne tenant compte que des phénomènes jugés comme étant prépondérants. Négligeant, dans un premier temps, à la fois les échanges par convection à l'intérieur de la virole : à l'entrefer et entre la machine et la virole. En effet, compte tenu des basses vitesses de rotation (Figure III-4 et Figure 4-79) les calories seront principalement évacuées par conduction et par convection à travers la surface des ailettes.

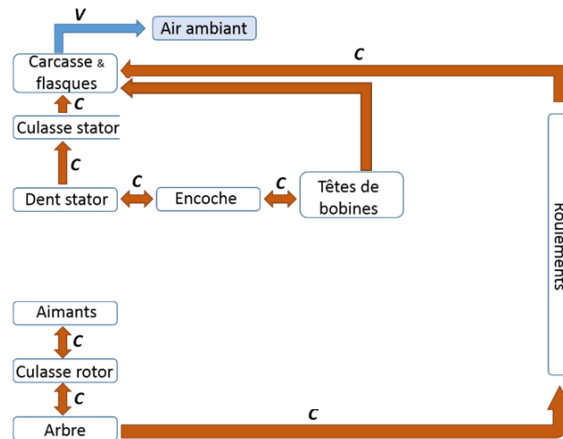


Figure 5-12 : Simplification des chemins de transfert de chaleur dans la machine (C : est pour conduction et V : pour convection).

L'évacuation de la chaleur n'est effectuée qu'au travers de la surface externe de la virole (pourvue d'ailettes) à l'exception des flasques (hypothèse conservatrice). Dans un premier temps, nous supposons pouvoir atteindre une valeur d'échange par convection de $200 \text{ W m}^{-2} \text{ K}^{-1}$, ce qui est dans ce cas une valeur plutôt conservatrice cf. §2.3.2, Tableau 2-3. On verra par la suite qu'un compromis est à trouver entre la minimisation de la puissance nécessaire du ventilateur et la maximisation du coefficient d'échange (α_{rad}). Enfin, une valeur plus élevée que celle ici supposée est atteignable modifiant la géométrie du radiateur.

Précédemment, la configuration (III) présentée au Tableau 5-10 s'est avérée être infaisable. En effet, la température atteinte par les aimants est proche de la température maximale d'opérabilité permise par le constructeur 260°C (contre 300°C [eclipsmagnetics]) de la même manière que pour le bobinage ($204^\circ\text{C} > 180^\circ\text{C}$ température max admissible par l'isolant inter épingle en vétronite) la température de fonctionnement est trop élevée et doit être réduite. Une étude de sensibilité paramétrique est alors effectuée afin d'analyser l'impact qu'apporterait des modifications sur les températures atteintes à convergence. Une réduction de 40% des pertes rotoriques : au niveau du rotor et des aimants, de 500W pour la configuration (III) à 300W, baisserait la température des aimants à 124°C . On verra par la suite qu'une segmentation du rotor et des aimants par 8 segments axiaux permet d'atteindre une réduction du 22.8% ($P_{\text{rot}} + P_{\text{aim}} = 386 \text{ W}$). Le tableau ci-après résume les températures à régime (à convergence), supposant une réduction du 40% des pertes rotoriques totales ($P_{\text{rot}} + P_{\text{aim}}$), pour les trois configurations :

Aimants	N45UH	N45UH	SmCo32L	
Rotor	Vacoflux50	Aluminium		
T _{aimant}	76	88	124	°C
T _{bobinage}	100	122	201	°C
T _{rotor}	76	88	124	°C
T _{stator}	98	120	167	°C
	(I)	(II)	(III)	

Tableau 5-13 : Températures atteintes avec segmentation des aimants et du rotor à régime permanent.

Une fois la convergence atteinte (erreur < 2 % du couple), on observe une chute considérable du couple de plus de 21% (143 Nm au lieu que 160 Nm) et faisant passer le rendement (déjà inférieur à celui requis par le cahier de charge Tableau 5-1) de à 91% à 87.8%.

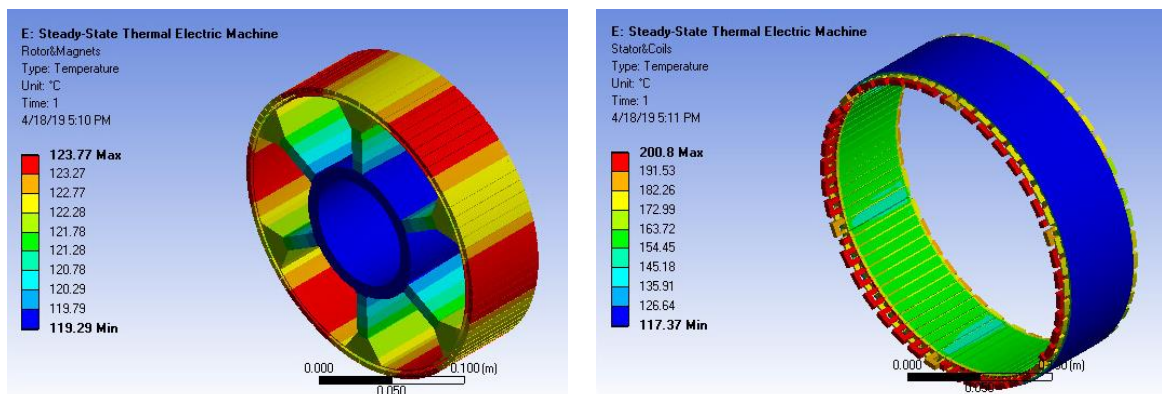


Figure 5-13 : Résultats modèle thermique aux éléments finis configuration (III) au point nominal.

De même, comme résumé au Tableau 5-14, une chute conséquente en couple est observée comme ci-après résumé :

Matériau aimants	N45UH	N45UH	SmCo32L	
Matériau rotor	Vacoflux50	Aluminium		
Courant de phase	185	225	288	A
Pertes totales	2.2	2.75	4.56	kW
Rendement	94	91.8	87.8	%
Couple	133	128	143	Nm
	(I)	(II)	(III)	

Tableau 5-14 : Comparaison des prestations à convergence atteinte pour les températures au Tableau 5-13 pour $\alpha_{\text{sink}} = 200 \text{ W / (K m}^2\text{)}$.

La configuration (I) au contraire offre une certaine marge utile, en température Tableau 5-13 et en rendement Tableau 5-14, afin d'atteindre le couple nominale (de 160 Nm) :

Performances			Températures		
Courant de phase	253	A	T_{aimant}	108	°C
Constante de f.e.m. : K_e	0.35	V/(rad/s)	T_{bobinage}	152	°C
Pertes totales	4.2	kW	T_{rotor}	112	°C
Rendement	90 < 92	%	T_{stator}	148	°C
Couple	160	Nm			

Tableau 5-15 : Prestations et températures au point nominal à régime permanent pour $\alpha_{\text{sink}} = 200 \text{ W / (K m}^2\text{)}$ pour la configuration (I).

Une résistivité accrue dans le cas d'aimants NdFeB ($180 \mu\Omega\text{cm}$ contre $60 \mu\Omega\text{cm}$ pour des SmCo, Tableau 1-4) permet de minimiser les pertes dans les aimants et ainsi réduire la température rotorique. Une étude complémentaire est menée ci-dessous pour analyser l'origine de ces pertes et éliminer tout risque de démagnétisation.

Caractérisation des pertes rotoriques :

Les pertes rotoriques (dans les aimants et dans la culasse au rotor) sont principalement dues aux effets de frange au niveau de l'ouverture d'encoche cf. §2.3, Figure 2-25.

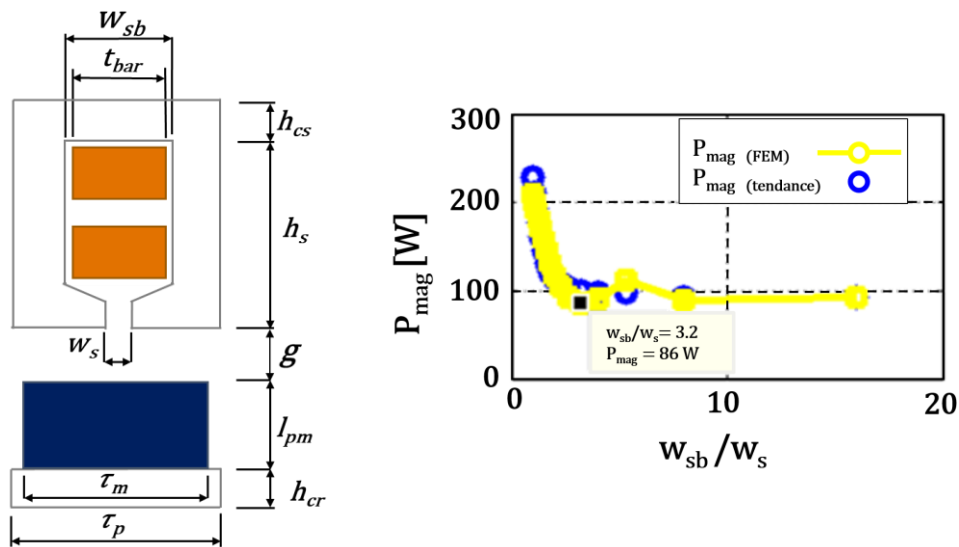


Figure 5-14 : Evolution des pertes aimants en fonction de l'ouverture d'encoche adimensionnée par rapport à la largeur d'encoche pour la configuration (I).

Pour un bobinage à barres distribuées en quartiers, le phénomène est peu marqué à vide, grâce à des ouvertures d'encoches réduites, mais très marqué au régime nominal ($1.9\text{W @ }0\text{A}$ et $92.4\text{W @ }225\text{A}$ pour une configuration NdFeB avec rotor en Aluminium). Afin de caractériser les pertes dans les aimants de notre configuration par quartiers, nous avons effectué trois simulations :

- Calcul des pertes dues à la denture. Nous effectuons une simulation dans laquelle les aimants sont activés et les courants sont nuls. La variation de l'induction dans les aimants due à la denture est la seule source de pertes dans les aimants.
- Calcul des pertes dues à l'interaction des harmoniques d'espace avec le fondamental de temps. Ces

pertes sont évaluées en effectuant une simulation (avec aimants inactifs) dans laquelle la machine tourne à la vitesse nominale alimentée en régime sinusoïdal (et ensuite par des courants caractérisés par un TDH = 12.4%) ;

Le tableau ci-après résume l'étude :

Matériau aimants	SmCo32L			
Matériau rotor	Aluminium			
Courant de phase	0	288	A	
TDH	0	0	12.4	
Pertes aimants	1.9	477	526	W
Pertes rotor	0.4	143.4	221	W

Tableau 5-16 : Pertes rotoriques dues aux harmoniques d'espace et aux harmoniques temporels pour $w_s = 1$ mm pour un pas de calcul égal à $d\theta_e = 1^\circ$ sous une période électrique.

Les résultats mettent en évidence les points suivants :

- Les pertes issues des harmoniques d'espaces sont prépondérantes devant les pertes dues aux principaux harmoniques de temps ($477.5 - 1.9 \approx 475$ W pour une alimentation sinusoïdale et $(526 - 1.9 \approx 524.1$ W pour une alimentation issue d'une MLI équivalente à une fréquence de découpage de 10 kHz avec $m = 1$ (facteur de surmodulation), Figure 4-38) ;
- Les pertes dues à la variation de l'induction de l'aimant par la denture sont estimées à environ 2% des pertes totales par courant de Foucault ;

En régime sinus la totalité des pertes au rotor, sans segmentation axiale des aimants, est de 620W (pour un pas de calcul de $d\theta_e = 6^\circ$), pour la configuration (III), soit 12% des pertes totales. Il s'avère nécessaire de segmenter les aimants et d'améliorer l'échange thermique optimisant la virole. Nous présentons ci-après l'étude de minimisation des pertes par courant induit (CI) dans les aimants et en particulier un modèle analytique nous permettant d'évaluer ces pertes en fonction du nombre de segments.

Minimisation des pertes par CI dans les aimants :

Une modélisation électromagnétique 3D de la machine au point nominal est effectuée ainsi de suite afin de prendre en compte les effets de bords, Figure 5-15, et surtout d'évaluer les pertes dans les aimants en fonction du nombre de segments axiaux. Une segmentation circonférentielle des aimants apporterait une réduction ultérieure, mais pas de manière à justifier le surcoût (avec $\tau_m \approx L_r$).

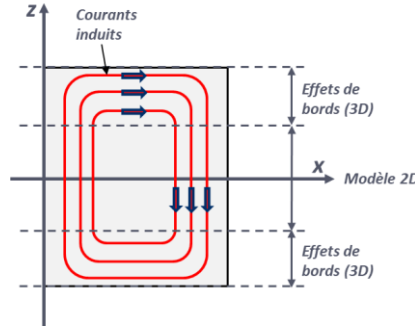


Figure 5-15: Chemin des courants de Foucault en 3D.

Les segments d'aimants étant déjà très limités en largeur (6.5-6.8 mm), on ne peut que segmenter les aimants dans la direction axiale.

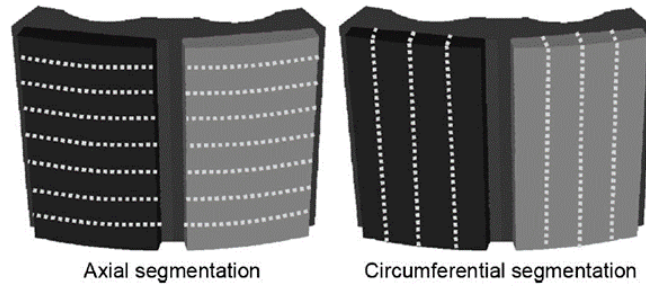


Figure 5-16 : Segmentation des aimants.

Comme on peut l'observer en Figure 5-17, la segmentation des aimants permet l'atténuation des courants induits. Néanmoins, comme démontré par [Sergeant-08] cela augmente les pertes rotoriques. A cet égard, une segmentation du rotor massif (en Aluminium) est aussi nécessaire.

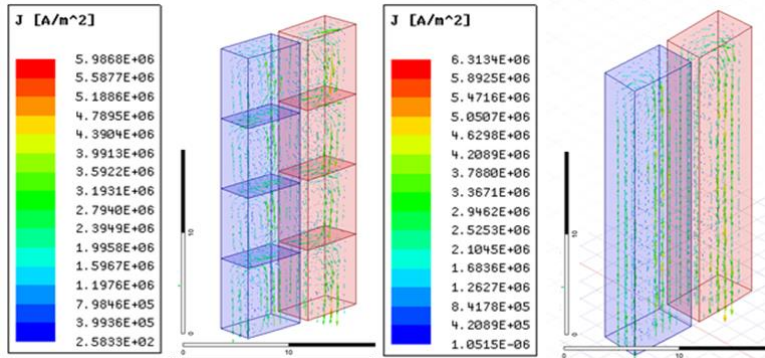


Figure 5-17 : Densité des courants induits dans les aimants avec segmentation axiale et sans pour un cas simplifié (stator et rotor non représentés).

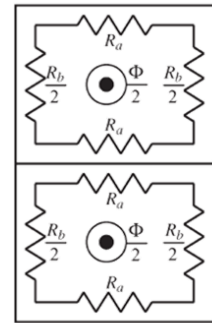


Figure 5-18 : Modèle équivalent.

Dans la littérature, on retrouve des relations analytiques permettant d'évaluer (sous certaines conditions) les pertes au niveau des aimants [Klötzl] - [Madina-11] - [Polinder-99] – [Bettayeb-10] – [Aslan-13] – [Bianchi-07] – [Huang-10]. De manière générale, nous exprimons les pertes dans un corps de matériau homogène par la relation suivante :

$$P_{aim} = \rho_{aim} L_{aim} \frac{1}{T_e} \iiint \|\vec{j}_m(r, \theta, t)\|^2 dSdt \quad (222)$$

Où J_m représente la densité de courant induite dans les aimants dont l'expression peut être obtenue par la relation suivante :

$$\rho_{aim} \oint \vec{J}_m(r, \theta, t) \cdot d\vec{l} = \oint \vec{E}(r, \theta, t) \cdot d\vec{l} = -\frac{\partial}{\partial t} \iint \vec{B}_g(r, \theta, t) \cdot d\vec{s} \quad (223)$$

Ce qui nous permet d'écrire, à la surface de l'aimant [Madina-11] :

$$J_m(r, \theta, t) = -\frac{1}{\rho_{aim}} \int \frac{\partial \vec{B}_m(r, \theta, t)}{\partial t} r \cdot d\vec{\theta} + C \quad (224)$$

Où ρ_{aim} est la résistivité de l'aimant, θ est l'arc de l'aimant, r le rayon et C une constante d'intégration évaluée afin de respecter à tout instant la condition limite suivante :

$$\oint \vec{J}_m(\theta, t) r \cdot d\vec{\theta} = 0 \quad (225)$$

Dans notre cas, comme suggéré par [Polinder-99], la taille des aimants étant extrêmement réduite, on peut supposer que la densité du flux magnétique est constante sous l'arc entier d'aimant ($\tau_m/2 < \delta_{peau}$ avec $\tau_m = \theta_m R_e$) et en particulier, on peut vérifier dans ce cas que : $J_{m,x}(-x, t_0) = -J_{m,x}(x, t_0)$. Alors, en considérant le flux magnétique perpendiculaire à l'aimant et les effets de bords négligeables (densité de flux homogène dans l'axe z pour $\tau_m > L_r/5$ [Bettayeb-10]), la densité de courant est donnée par :

$$J_{m,z}(x, t) = \frac{x}{\rho_{aim}} \frac{dB_{m,r}(t)}{dt} \quad (226)$$

A partir de la relation (222), on peut écrire la densité volumique des pertes produites par CI par le fondamental de l'induction magnétique [Bettayeb-10] - [Pyrhonen-2nd] :

$$\begin{aligned} p_{aim_{tot}} &= \frac{P_{aim_{tot}}}{\tau_m l_{pm} L_r} = k_m \frac{\rho_{aim}}{2\tau_m} \int_{-\tau_m/2}^{\tau_m/2} \|J_{m,r,1}(\tau, t)\|^2 dx = \frac{\tau_m^2}{24\rho_{aim}} (2\pi f_e B_{m,r,1})^2 = \\ &= k_h k_f \frac{(\pi f_e \tau_m)^2}{6\rho_{aim}} (B_{m,r,1})^2, \quad \text{avec } k_f = \frac{3}{4} L_{r,seg}^2 / (\tau_m^2 + L_{r,seg}^2) \end{aligned} \quad (227)$$

Où le coefficient k_f est un facteur de forme [Bettayeb-10] qui permet de prendre en compte la longueur axiale réduite de notre machine. k_h est un coefficient tenant compte de la contribution de chaque harmonique. En négligeant la composante tangentielle, cela se traduit par [Pyrhonen-2nd] :

$$k_h = 1 + \frac{\sum_{h=2}^{\infty} h^2 B_{m,r,h}^2}{B_{m,r,1}^2} \quad (228)$$

Ce coefficient est égal à environ 1.6 dans notre cas (TDH = 25%) et à 3 pour une induction à l'entrefer de forme rectangulaire (TDH_{h=1,3,5} = 39%) cf. §3.2.3, (86). Comme on peut le constater sur la figure suivante, cette relation donne une très bonne approximation des pertes par CI dans les aimants tant que l'effet de peau reste négligeable :

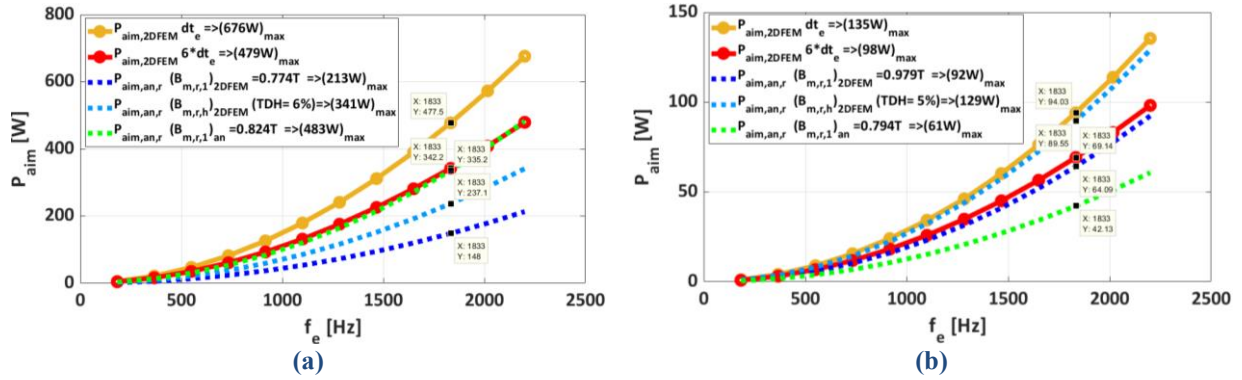


Figure 5-19 : Comparaison modèle 2D aux éléments finis avec le modèle analytique en fonction de la fréquence (vitesse de rotation mécanique allant de 200 tr/m à 3000tr/mn) : (a) configuration (III) et (b) configuration (II) avec $d\theta_e = 6^\circ$.

On peut observer qu'un matériau de plus haute résistivité sujet à la même variation de flux magnétique sera traversé par un plus faible courant induit.

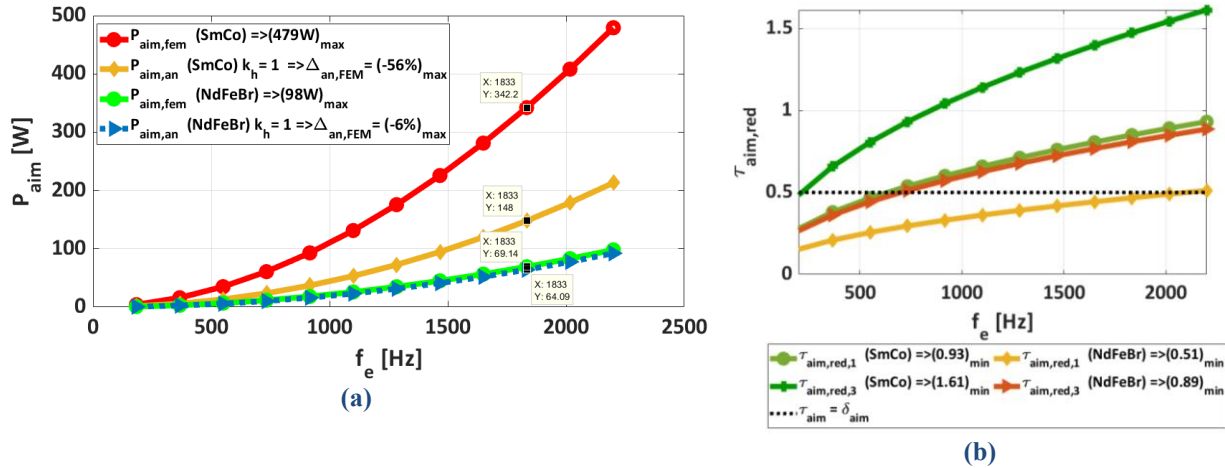


Figure 5-20 : Comparaison : (a) pertes aimants et (b) largeur réduite pour NdFeB Vs SmCo (FEM) en fonction de la fréquence (vitesse de rotation mécanique allant de 200 tr/m à 3000tr/mn), et (c) modèle représentatif issu de [Bettayeb-10].

En particulier, la condition $\tau_m/2 > \delta_{peau,h}$ n'est pas respectée (ni par les harmoniques ni par le fondamental de l'induction à la surface de l'aimant) pour la configuration (II). Cela implique, dans certains cas, d'opter pour un calcul plus fin aux éléments finis (-31% d'erreur évalué par calcul analytique par rapport au modèle 2D éléments finis à 1833 Hz). Une seule évaluation de ces pertes en 2D suffit dans notre cas à donner avec une bonne approximation les pertes. Il est cependant nécessaire de vérifier ce calcul par éléments finis 3D.

Modèle	Sémi-Analytique		FE 2D		FE 3D		
	Lr > Ls	Lr = Ls	Lr > Ls	Lr = Ls	Lr > Ls	Lr = Ls	
Longueur rotor							
Pertes dans le rotor			145	136	115	119	W
Pertes dans les aimants (Non segmentées)	253	237	365	342	342	328	W
Erreur*	-26	-28	+6.7	+4.3	0	0	%

Tableau 5-17 : Comparaison pertes rotoriques modèle 2D Vs modèle 3D (* par rapport au cas 3D, $d\theta_e = 6^\circ$).

On peut observer à partir du Tableau 5-17 que le modèle bi-dimensions prédit, à priori, des pertes par courants de Foucault au niveau du rotor supérieures à celles d'un modèle éléments finis 3D. Ceci n'est vrai que lorsque R_a et R_b ont des valeurs comparables (Figure 5-18) c.à.d. lorsque τ_m est comparable à L_r . On peut constater cela des valeurs des pertes générées au niveau des aimants et du rotor en simulation 3D et 2D. Effectivement, la longueur des trajets 3D parcourus par les courants est bien plus importante dans le cas 3D. Pour ce qui concerne les pertes au niveau des aimants exploitant la relation (227) nous pouvons tracer les graphiques suivants :

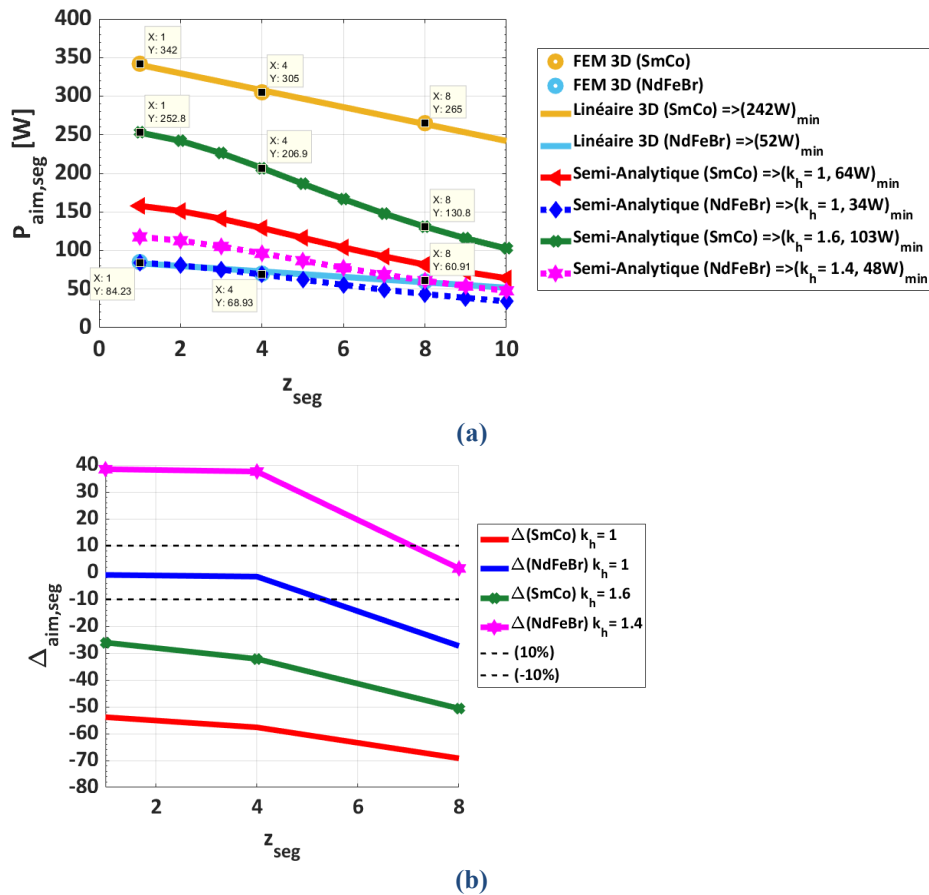


Figure 5-21 : (a) Pertes par CI dans les aimants évaluées FEM 3D Vs analytique en fonction du nombre de segments pour les configurations (II) et (III) (b) Ecart entre modèle analytique et simulation EF.

Par simulation 3D, on a pu constater une déviation importante $>20\%$ pour la configuration (III) et acceptable pour la configuration (II) $< 20\%$ entre la relation analytique (227) et l'analyse aux éléments finis (3D) lorsqu'une segmentation est effectuée. Ceci, est certainement dû au contenu harmonique élevé des courants induits dans l'aimant. Pour un aimant de moindre résistivité (SmCo), l'hypothèse de validité de la relation (227) n'est plus respectée pour la gamme des fréquences analysées ($f_e > 1800$ Hz), Figure 5-20. Le

champ magnétique n'est plus dans ce cas homogène. Une modélisation plus fine est dans ce cas nécessaire. Cela est traité dans [Gieras-08]. D'ailleurs, plus on segmente, plus les effets de bord dans l'axe z deviennent considérables.

Ce modèle analytique, donne donc une bonne approximation lorsque :

- Les effets de peau sont négligeables (au moins pour le fondamental de l'induction, faible TDH de l'induction à l'entrefer) ;
- La taille des segments dans l'axe z est supérieure à au-moins $3\tau_m$;

La déviation entre modèle analytique (227) et modèle aux éléments finis, lorsque cette dernière condition n'est pas satisfaite, peut être ultérieurement réduite (<5% pour la configuration (II)) en tenant compte de ces effets via un coefficient multiplicateur [Gieras-08] :

$$k_z = 1 + \frac{1}{\pi} \frac{\tau_s}{L_r/z_{seg}} \quad (229)$$

Ci-après la comparaison du modèle avec prise en compte des effets de bords :

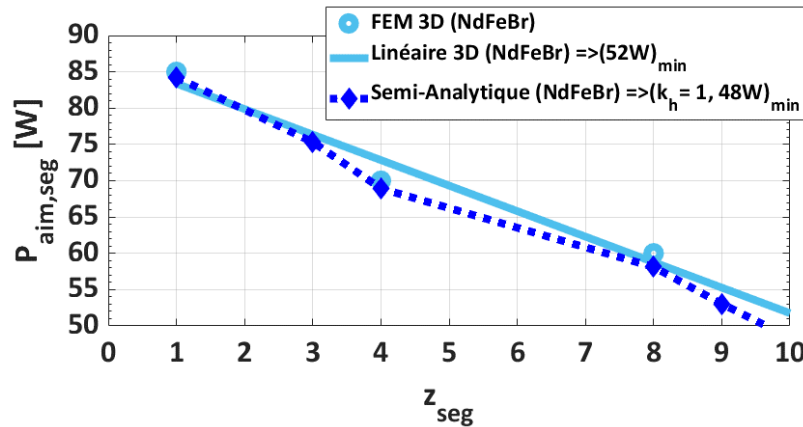


Figure 5-22 : Pertes par CI dans les aimants évaluées FEM 3D Vs analytique (corrigé) en fonction du nombre de segments pour la configuration (II).

Dans ce cas le modèle analytique viendra compléter, avec la relation de Dowell corrigée (147) et la relation de Bertotti (19), cf. §1.4.1.1, Tableau 5-5, l'outil de prédimensionnement précédemment développé Figure 4-2:

$$P_{fer,an} = k_{add} \left[K_h f_e B_{fer}^2 + K_c (f_e B_{fer})^2 + K_e (f_e B_{fer})^{3/2} \right] \quad (19) \quad \text{cf. §1.4.1.1}$$

$$P_{aero} = \rho_{air} \frac{k \pi (R_{er} + l_{pm})^{(4-n)} L_r}{\left(\frac{g}{v_{air}}\right)^n} \omega_m^{(3-n)} \quad (21) \quad \text{cf. §1.4.2}$$

$$P_{AC,tot,an} = (k_{AC_h} k_{AC,be} + k_{tb} k_{AC,tb}) P_{DC,be} \quad (147) \quad \text{cf. §4.2.2.1}$$

$$P_{aim_{tot,an}} = (2p\tau_m l_{pm} L_r) k_h k_f k_z \frac{(\pi f_e \tau_m)^2}{6\rho_{aim}} (B_{m,r,1})^2 \quad (222) \quad \text{cf. §5.4}$$

Il est à noter que ces relations, ci-dessus résumées, n'étaient pas entièrement disponibles lors du dimensionnement, détaillé dans ce chapitre. Cela nécessitait du temps pour en évaluer l'erreur commis au niveau global et relatif. De plus, elles ne permettent pas d'évaluer les pertes totales dans le cas où des culasses ferromagnétiques sont employées. De même, pour les relations développées au chapitre cf. §3.2.3 évaluant l'induction à l'entrefer (85) pour des culasses idéales.

Conclusion sur la minimisation des pertes rotoriques

La réduction apportée par la seule segmentation axiale dans le cas de la configuration **(III)** ne semble pas suffisante (réduction inférieure au 40% supposé auparavant). Il s'avère donc nécessaire d'identifier une autre piste utile à minimiser les pertes par courants de Foucault. Au chapitre §4.2.1, un effet écran, décrit dans [Boubaker-16] a été mentionné afin de réduire le niveau des courants induit dans les aimants, utilisant une frette conductrice telle que l'Inconel 718. Cependant, ceci introduirait une nouvelle composante de perte, perte par CI dans la frette (qui s'élèverait à 90 W) avec un effet négatif sur le bilan global. En effet, les pertes par CI augmenteraient dans l'ensemble aimants et frette de 84.5 W. Une frette en fibre de carbone sera pour des raisons mécaniques et électromagnétiques à préférer à une frette Inconel ($333\mu\Omega\cdot\text{cm}$ contre $125\mu\Omega\cdot\text{cm}$ pour une frette Inconel). Les pertes dans cette dernière sont négligeables.

Enfin, la prise en compte d'un échange thermique au niveau de l'entrefer par l'application d'un coefficient d'échange calculé comme décrit au chapitre §4.3.2 ($125\text{ W}/(\text{K m}^2) @ 2500\text{rpm}$) ne modifie pas de manière sensible les résultats avec une variation inférieure à 3% (car les flux de chaleur sont faibles dans cette zone). Ces flux s'élèvent à 13.7 W et 3.9 W respectivement au niveau des surfaces de la frette et des dents par rapport à ceux 2420 W et 100 W évacués à travers les ailettes et à travers les flasques de la virole dans le cas d'aimants NdFeB avec une culasse rotor en Aluminium.

Il a été donc nécessaire d'abandonner l'utilisation d'un rotor amagnétique, se révélant infaisable sous l'aspect mécanique et électromagnétique. En effet, l'aluminium étant un matériau fortement déformable par rapport à de l'acier, il tend à fléchir de manière excessive sous la charge thermomécanique engendrée par les forces centrifuges, magnétiques (moindres dans le cas de rotor ferromagnétique) et surtout de dilation thermique. Une solution hybride composée d'une culasse rotorique ferromagnétique reliée à l'arbre via des nervures (ou « jantes ») en Aluminium sera proposée par la suite du calcul mécanique présenté ci-après.

Calcul mécanique (assemblage fretté)

Les forces radiales dans les machines électriques (à flux radial) ne participent pas à la création du couple. En revanche, elles génèrent des efforts sur les aimants. La densité des forces est liée au champ magnétique statorique et rotorique et à leur distribution dans l'entrefer. L'utilisation d'une culasse amagnétique au rotor annule la composante d'attraction des aimants dans le sens du rotor. Une attention particulière doit être apportée au frettage, qui apparaît nécessaire afin de garantir une pression de contact suffisante entre aimants et rotor. Cette frette sera dimensionnée par l'approche indiquée précédemment cf. §1.4.2. Un calcul tenant

compte des dilations thermique est néanmoins nécessaire. Dans notre cas, il est effectué par éléments finis à l'aide de Ansys Mechanical couplé selon le cas à Ansys Maxwell.

Comme déjà traité au chapitre 3.1 l'arrangement des bobines peut indiquer rapidement la répartition des efforts dans la machine. Une configuration six groupes sera davantage équilibrée, car géométriquement symétrique. Cependant les courants instantanés des phases peuvent ne pas complètement être égaux comme par exemple lors d'une défaillance. De même, lors d'un déséquilibre du rotor Figure 5-23. Un simple désaxage statique (cylindrique) du rotor est ici pris en compte, modélisé en considérant le rotor décentré par rapport à l'axe géométrique du stator.

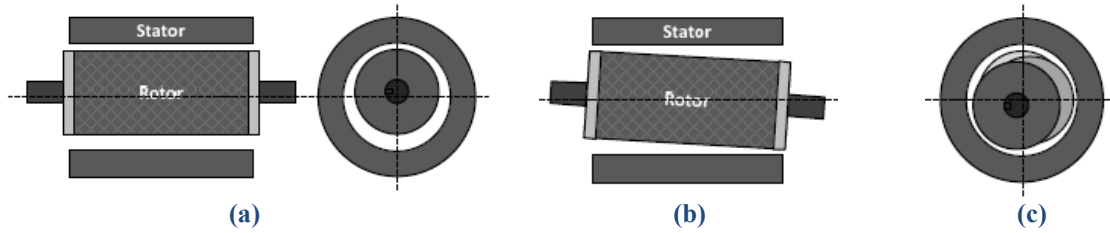


Figure 5-23 : Type d'excentricité possibles statique (a), conique (b) et enfin dynamique (c).

Cela modifie la répartition des efforts magnétiques générant une composante radiale non nulle, agissant sur le rotor. Alors, la force par unité de longueur (nommée *edf* pour *edge force density* dans Ansys Maxwell) intégrée autour des contours des aimants et du rotor est évaluée pour une configuration à rotor ferromagnétique (I) et pour un rotor amagnétique (III). Le graphe en Figure 5-24 montre l'évolution de l'effort radial maximal au cours du temps (pour une rotation mécanique complète) appliqué à un aimant en fonction de la variation de l'excentricité statique en direction radiale pour les deux configurations.

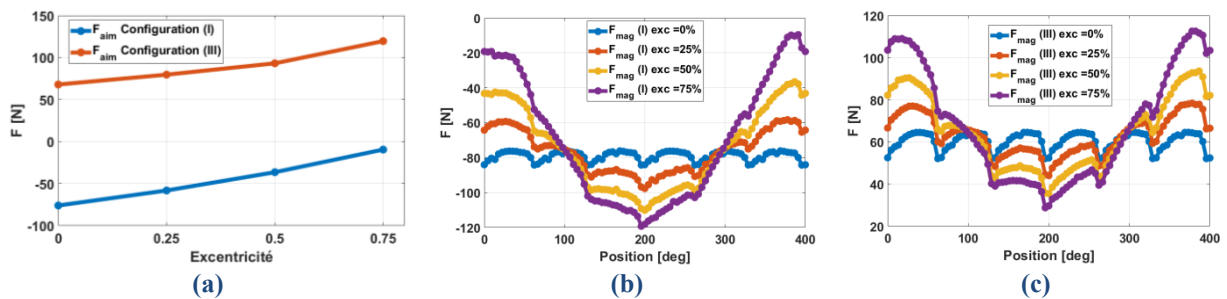


Figure 5-24 : Evolution des forces magnétiques en fonction de l'excentricité statique (a) amplitude max et (b-c) distribution temporelle, pour la configuration à rotor ferromagnétique (I) et pour une amagnétique (II) Tableau 5-10.

De même, la composante de la force magnétique appliquée au rotor est évaluée pour les deux configurations. Celle-ci donnent une résultante nulle, car distribuée homogènement sur la surface pour une excentricité nulle. Elle devient conséquente avec l'augmentation de l'excentricité. Les figures ci-après illustrent ce principe :

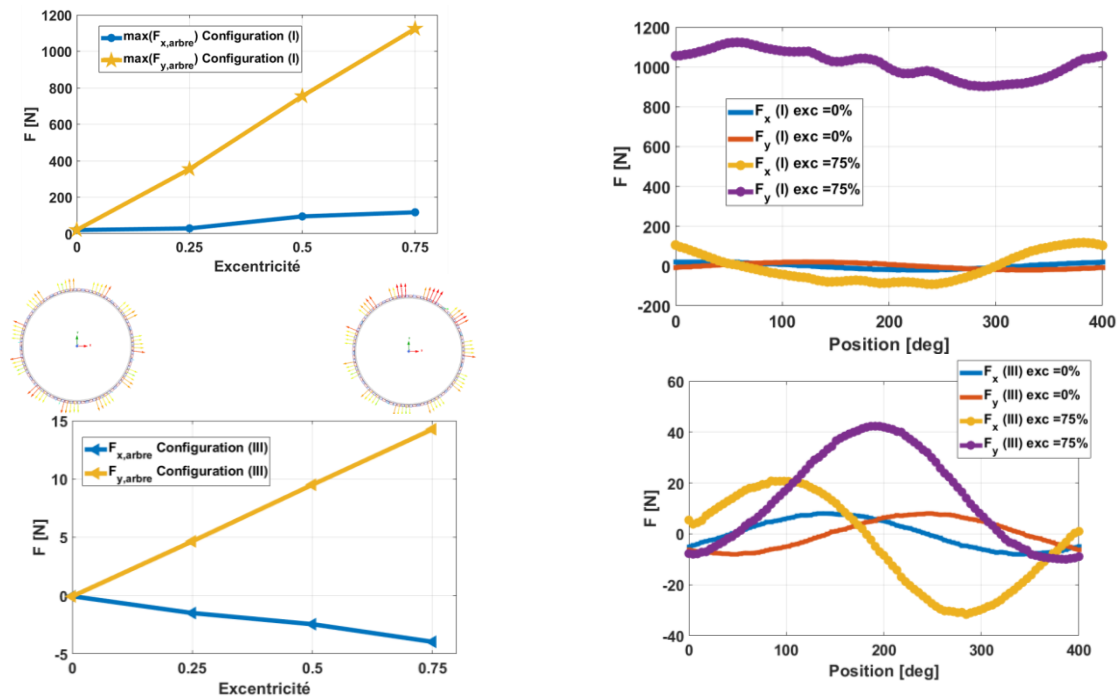


Figure 5-25 : Evolution des composantes moyennées cartésiennes appliquées à l'arbre pour une configuration de type : (I) à rotor ferromagnétique et (III) à rotor en aluminium.

On voit en particulier que ces efforts peuvent être de traction ou de compression pour le rotor amagnétique et d'expansion pour la configuration ferromagnétique, On note également que des forces d'attractions existent au niveau des aimants en présence d'une culasse magnétique. Par la suite, les efforts magnétiques additionnés (vectoriellement) aux efforts centrifuges seront appliqués à l'ensemble rotor aimants+frette sous Ansys Mechanical, afin de vérifier l'état de contrainte de la frette. Cela nous permettra ainsi de prendre en compte des dilations thermiques différenciées contribuant (avec un ajustage mécanique défini au préalable) à l'état de contrainte (de la frette, mais aussi des aimants) et à la déformation radiale (en particulier du rotor).

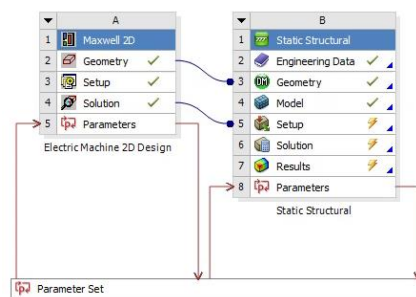


Figure 5-26 : Transfert des forces magnétiques évaluées dans Ansys Maxwell vers Ansys Mechanical via l'interface Ansys Workbench.

Comme illustré dans la Figure 5-26, les forces électromagnétiques, évaluées sous Ansys Maxwell, sont transférées au modèle mécanique aux éléments finis via l'outil multiphysique Workbench de Ansys.

En particulier, on a pu noter à partir de la nature des efforts magnétiques qu'il est possible de simplifier le modèle même si la composante des efforts magnétiques est non axisymétrique en effet la déformation totale induite lorsque l'on considère aussi la dilation thermique est axisymétrique.

On décide donc d'approximer la force magnétique appliquée avec une charge homogènement distribuée d'amplitude égale à son pic (où l'entrefer magnétique est minime, condition conservative), cela est équivalent à multiplier la vitesse de rotation mécanique à un facteur 1.25 (pour $N_m = 3500$ tr/mn) dans le cas d'un rotor amagnétique et 1 dans le cas d'un rotor ferromagnétique. Cette approche n'est valide que pour ce point de fonctionnement car les déformations dues aux sollecitations magnétiques sont de moindre importance comparée aux déformations provoquées par les sollecitations centrifuges et surtout thermiques. Il est aussi possible d'approximer les aimants comme étant un anneau de masse équivalente, cela rend la structure plus rigide mais cela reste négligeable vis-à-vis de la précision attendue. Ce problème est dans ce cas 2D axisymétrique (Figure 5-27) lorsque l'on traite des matériaux homogènes tels que les aciers. A contrario, il est nécessaire de passer à une modélisation 3D axi-symétrique pour des matériaux composites tels que la fibre de carbone ou les fibres textiles telles que T019, T016 produites par TERYL® cf.§ 1.4.2, Tableau 1-9. Le modèle 3D axi-symétrique illustré en Figure 5-27 (b)-(c) nous a permis de prendre en compte le contact (sans frottement).

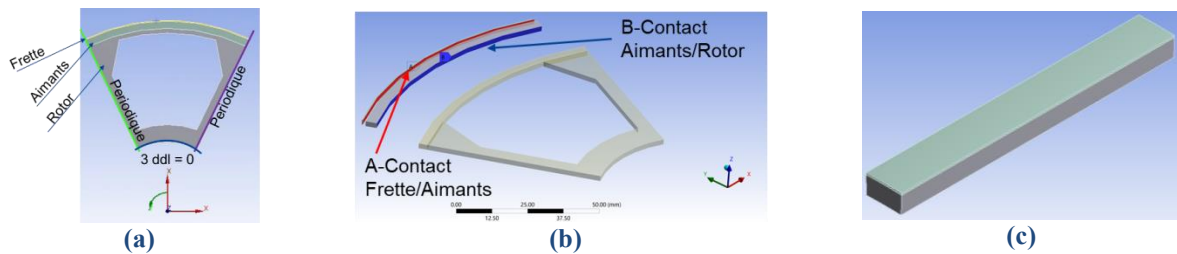


Figure 5-27 : Modèle mécanique simplifié 2D-axisymétrique (a), 3D-axisymétrique (b) (1 mm d'épaisseur) et 3D-axisymétrique réduit (c) (2 cylindres : aimants et frette) avec rotor rigide.

Ce type de modélisation permet de modéliser correctement l'opération de frettage, mais aussi l'effet centrifuge. En effet, dans ces deux cas, un contact par défaut de type « *Bounded* », entre aimant et rotor et aimant et frette, ne permettrait pas l'éloignement des deux pièces en contact, pour ce qui concerne la force centrifuge, ce qui rendrait la structure plus rigide que ce qu'elle est en réalité. Cela peut être pris en compte par des contacts de type : « *frictionless* » (sans friction), « *rough* » (sans glissement), et ou « *frictional* » avec coefficient de friction à définir [Ansys-2].

Dans ce cas, le problème est non linéaire, car la surface d'application de la charge évolue au cours des itérations d'application de celle-ci. La convergence du contact est obtenue par la minimisation de la pénétration entre les deux pièces, condition non réelle à éliminer. La référence [Ansys-2] nous indique les algorithmes utilisés et les conditions de convergence.

Alors, pour une frette en Inconel 718 dimensionnée selon l'approche illustrée au paragraphe 1.4.2 l'épaisseur de la frette définie par la (39) est égale à $400\mu\text{m}$ ($CS = 1.8$) pour un ajustage mécanique de -0.35 mm. Cela permet d'avoir une pression suffisante garantissant le contact entre les aimants et le rotor (amagnétique dans ce cas) une fois qu'il sera en rotation pour $T = 20^\circ\text{C}$ (Figure 5-28).

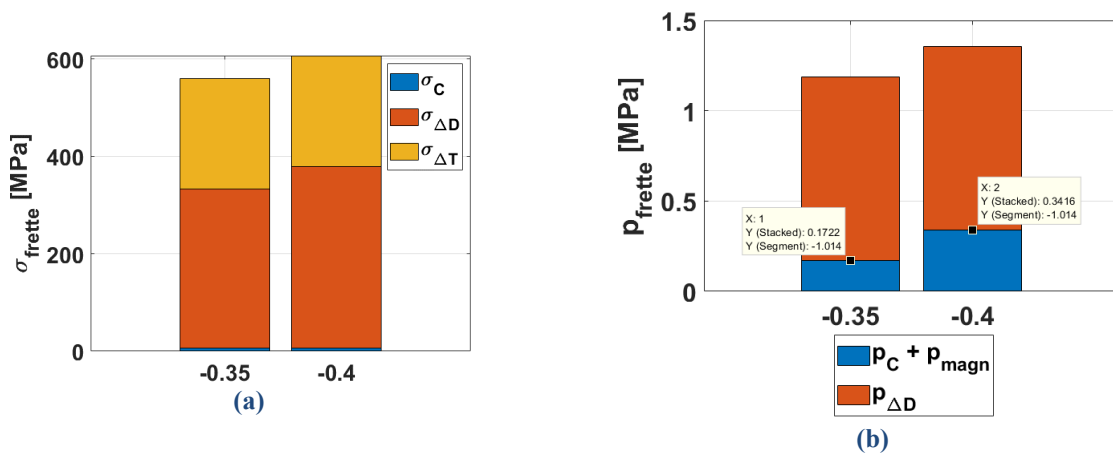


Figure 5-28 : Résultats analytiques pour $\Delta D = -0.35$ mm et -0.40 mm (a) Contrainte mécanique à $T = 120^\circ\text{C}$, 3500 tr/mn (b) pression de contact à la frette pour une frette Inconel 718 d'épaisseur égal à $400\mu\text{m}$ pour une configuration (III) à $T = 20^\circ\text{C}$ et 3500 tr/mn.

En effet, une dilatation thermique nuira au maintien du contact qui doit être néanmoins garanti quel que soit la température du rotor. A l'inverse, les forces centrifuges, et magnétiques pour un rotor amagnétique, tendent à réduire cette pression de contact. La valeur de l'ajustage a été fixée de sorte à ce que la pression résiduelle soit positive ($-\vec{e}_r$) et supérieure à une pression exercée par une force d'arrachement de 150 N sur chaque aimant. On peut observer de la Figure 5-24 que cette condition est nettement plus sévère pour une configuration (III) à rotor amagnétique que pour une à rotor ferromagnétique (I). Pour vérifier cela, une analyse pour chaque cas de sollicitation a été effectuée avec une attention particulière à la modélisation du contact (de type sans friction) entre l'aimant et la frette. Cela nous a permis de confirmer la validité du modèle analytique de dimensionnement de la frette. Il est d'ailleurs nécessaire, d'évaluer la validité de l'hypothèse pour un cylindre à parois minces, qui prévoyait la contrainte radiale comme étant négligeable. Comme on peut l'observer Tableau 5-18, le modèle analytique, par rapport au modèle éléments finis équivalent à deux cylindres, tend à surestimer la contrainte équivalente de Von Mises lorsque l'on augmente la valeur de l'ajustement. Il est à noter que la contrainte de Von Mises contient à la fois une information sur la contrainte de traction et sur la contrainte de compression, qui sont causées respectivement (dans l'aimant) par la force centrifuge (mais aussi par les dilatations thermiques), et la pression générée par l'ajustement radial. Le modèle nous donne avec une bonne approximation (conservatrice), par rapport aux simulations par éléments finis, la contrainte au niveau de la frette. On peut néanmoins, observer que la contrainte induite au niveau des aimants est supérieure à la contrainte maximale définie, cf. §1.4.2. La valeur de l'ajustement doit être modifiée afin de réduire la contrainte et si possible induire un état de contrainte équivalente de compression dans l'aimant. Néanmoins, une augmentation de ΔD de $400\mu\text{m}$ à $800\mu\text{m}$ produit un état de contrainte maximale dans la frette supérieure à sa limite élastique : $\sigma_{VM,frette} = 514\text{ MPa} \rightarrow 874\text{ MPa}$ ($CS = 1.18$) et $\sigma_{1,aim} = 109\text{ MPa} \rightarrow 59\text{ MPa}$ pour l'aimant.

Modèle		Analy.		FEM		FEM		FEM		
		(2 cylindres)		(2 cylindres)		(3 cylindres)		(Rotor-Réel)		
Ajustement ΔD		-0.35	-0.40	-0.35	-0.40	-0.35	-0.40	-0.35	-0.40	mm
$p_{\min}$	Aim/Rot	0.17 ^{III}	0.34 ^{III}							MPa
	Frette	560	607	565	565	553	600	469	514	MPa
$\sigma_{VM,\max}$	Aimants			105 ^I		10 ^I	102 ^I	110 ^I	109 ^I	MPa
	Rotor					-380	-380	-119.9	-121.5	MPa
Erreur (σ_{VM} , Frette)		-0.88	+7.4	+2.17	-5.83					%
Erreur (σ_{VM} , Frette) ^{II}		+19.4	+18.09	+20.46	+9.92	+17.9	-16.7			
Entrefer		+0.133	+0.132					-0.071	-0.083	mm

Tableau 5-18 : Comparaison modèles mécaniques pour $T = 120^\circ\text{C}$ @ 3500 rpm(I : Principale, II : par rapport au modèle réel, III : $T = 20^\circ\text{C}$).

L'allure de l'entrefer mécanique minimale entre la surface de la frette et le stator pour une configuration rotorique telle que celle représentée en Figure 5-27 nous montre une collision lors de l'augmentation de la température ($\approx 150^\circ\text{C}$) :

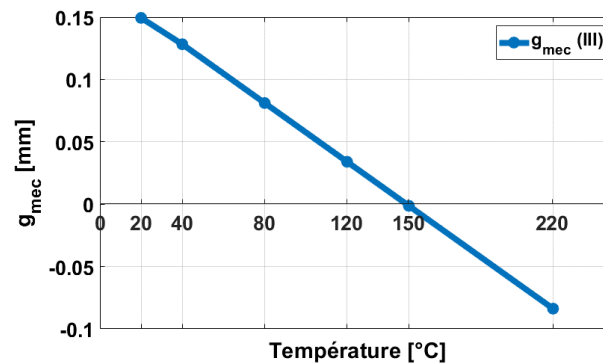


Figure 5-29 : Evolution de l'entrefer mécanique en fonction de la température pour une frette Inconel 718 de l'épaisseur de 0.4 mm (excentricité du 75%).

Il est néanmoins possible de réduire la déformation en augmentant le nombre de jantes, de 6 à 9, au rotor, cela réduit la déformation radiale d'un facteur 7. Cela permet d'éliminer le risque d'un contact entre le rotor en rotation et le stator, mais la contrainte induite au niveau des aimants reste trop élevée, Tableau 5-18. On voit aussi qu'il est nécessaire d'abandonner l'utilisation d'une culasse amagnétique pour cause d'une incrémentation excessive des pertes et en particulier des pertes rotoriques. Ceci cause une réduction conséquente du rendement (Tableau 5-14) et notamment des problèmes de tenue au niveau de la frette Figure 5-29. Une frette d'épaisseur 300 μm en Inconel 718 ($CS = 2.1$, par calcul FEM) pour une configuration (I) permettrait d'éliminer le risque de contact entre le rotor et la frette, tout en garantissant une pression de contact de 300N (analytiquement évaluée) pour $\Delta D = 450\mu\text{m}$, au point de fonctionnement nominal pour une excentricité statique de 75%. Des calculs ultérieurs seront fournis lors de la phase d'évaluation des risques associés dans le chapitre suivant.

Démagnétisation

De l'étude thermique nous observons des températures critiques au niveau du rotor. Cela nécessite une étude des risques de démagnétisation. En effet, une température au-delà d'un seuil limite générerait une perte complète et irréversible des propriétés magnétiques des aimants (Figure 1-17) cf. § 1.4.1.1. L'analyse

montre que les lignes de champs de potentiel magnétique minimum atteintes ($-444 \text{ kA} / \text{m}$ à 108°C , $I_{ph} = 253 \text{A}$) sont proches de la valeur critique pour les aimants N45UH à 108°C ($-795 \text{ kA} / \text{m}$). Il y a donc un risque de démagnétisation locale de l'aimant.

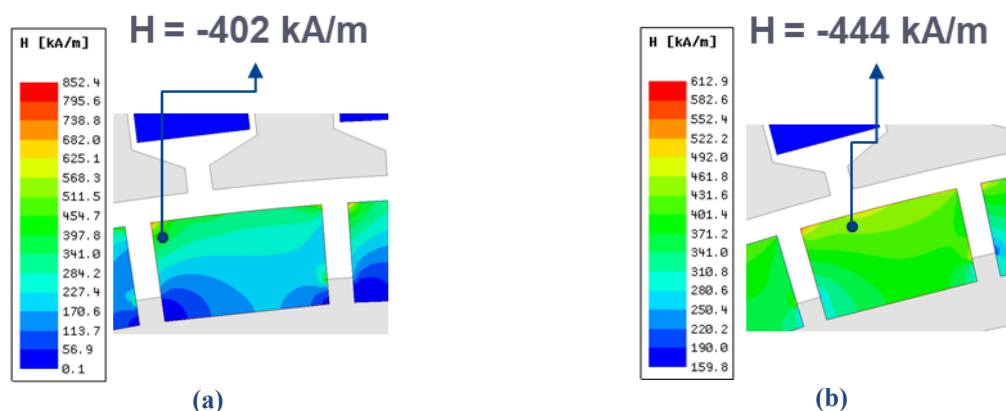


Figure 5-30 : Analyse du risque de démagnétisation pour la configuration retenue (I) pour (a) $I_{ph} = 185 A_{rms}$ et $T_{aim}=76^\circ \text{C}$ et (b) $I_{ph} = 253 A_{rms}$ et $T_{aim}=108^\circ \text{C}$.

On peut également voir que, logiquement, c'est le côté de l'aimant face aux dents du stator qui est le plus exposé aux champs magnétiques intenses, et principalement aux coins des aimants. Pour $I_{ph} = 185 A_{rms}$, la valeur minimale atteinte est de $-402 \text{ kA} / \text{m}$ à 76°C . Le risque est réduit car la limite de démagnétisation est repoussée au-delà de $-955 \text{ kA} / \text{m}$.

Matériaux				
Bobinage	Cu			
Stator et rotor	FeCo			
Aimants	N45UH (180°C max)			
Températures				
Aimants	20	76	108	°C
Risque de démagnétisation				
CS		2.37	1.79	
Préstations				
Courant de phase	185	185	253	A
Pertes totales	1.6	2.2	4.2	kW
Rendement	96	94	90	%
Couple	160	133	160	Nm

Tableau 5-19 : Données de l'étude.

Compte tenu de l'écart entre les performances requises par le cahier de charge et celles atteintes par notre solution, il est nécessaire d'identifier des voies d'amélioration afin de réduire les pertes générées. Nous procédons pour cela à l'optimisation de l'échange thermique via la virole.

Optimisation du radiateur

Les ailettes continues (planes) sont bien adaptées à cette application comme illustré en Figure 5-31.



Figure 5-31 : Avion à décollage vertical multi-rotor électrique (eVTOL) destiné au transport de personnes (janvier 2019 à Manassas, en Virginie aux Etats-Unis) [helicomicro].

Néanmoins, compte tenu des extrêmes températures au niveau des conducteurs, il est nécessaire d'optimiser le refroidissement, cela, sans négliger les pertes aérauliques ou pertes de charge nécessitant une majoration de la puissance à délivrer par la machine. Les ailettes à pas décalé (figure ci-après) permettent d'intensifier l'échange thermique (en cassant la couche limite thermique lors de passage d'une ailette à une autre dans le sens de l'écoulement d'air). D'un autre côté, ces ailettes augmentent la perte de charge (car elles ont un impact sur la couche limite dynamique). Toutefois, pour les plages de vitesse envisagées, les ailettes à pas décalé, devrait être plus performantes que les ailettes continues, en effet à iso puissance thermique évacuées, elles permettraient de réduire la perte de charge.

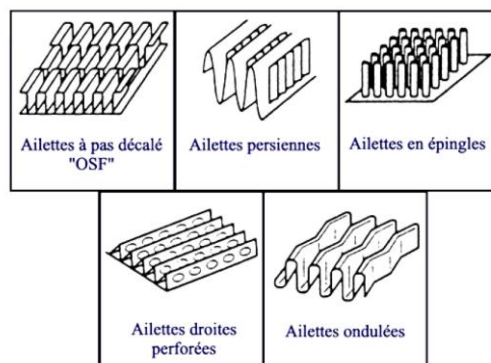


Figure 5-32 : Configurations d'ailettes les plus récurrentes [Bulliard-Sauret-16].

D'autres types de configurations d'ailettes existent. On peut citer par exemple les ailettes : ondulées, persiennes, à épingle et enfin perforées. Ces dernières sont moins intéressantes d'un point de vue des pertes de charge et coûtent cher à la fabrication. Afin de comparer différentes configurations ou technologies d'ailettes, il est nécessaire de comparer leurs performances aérothermiques, c'est-à-dire comparer la perte de charge (côté air) à iso puissance thermique échangée, ou comparer la puissance thermique échangée à iso perte de charge :

- Débit d'air : 200 l/s
- Perte de charge à minimiser ;
- Coefficient d'échange par convection à maximiser ;
- Volume globale limité.

Il est proposé ici d'effectuer une étude paramétrique (minimisant la perte de charge à iso puissance thermique échangée). En considérant le diamètre à l'extrémité des ailettes de 290 mm et le diamètre statorique fixé à 240 mm, la hauteur des ailettes H_{fin} est définie une fois fixée l'épaisseur de la virole H_h . Par exemple, nous fixons : $H_h = 1.5 \text{ mm} \rightarrow H_{fin} = 23.5 \text{ mm}$ ce qui paraît excessif. On effectuera une recherche d'optimum entre coefficient de convection à maximiser et les pertes de charge à minimiser avec une limitation sur l'encombrement global de la machine.

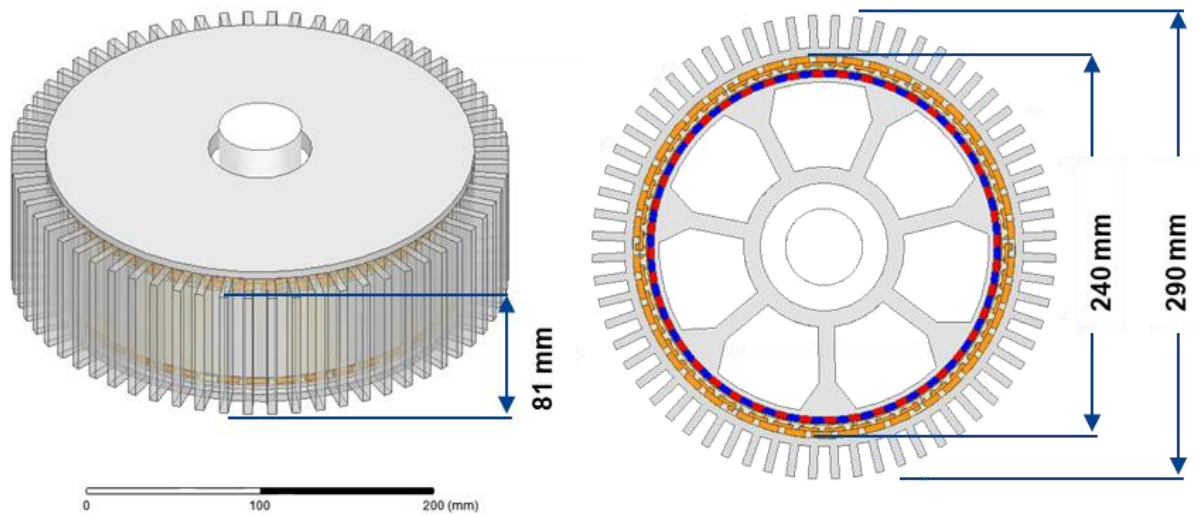


Figure 5-33 : Enveloppe de la machine.

Le tableau ci-après résume les données d'entrée :

Paramètres	Valeur	Unité
Epaisseur ailette L_w	1.5	mm
Distance rangées $L_{f,d}$	(Ailettés décalés) 4.2	mm
Hauteur virole H_h	1.5	mm
Longueur virole L_{hous}	81	mm
Diamètre interne (Stator) D_{es}	240	mm
Pertes à évacuer	2.9	kW
Débit d'air à disposition	200	l/s
Limitation	Intervalle	Unité
Diamètre externe ailette-ailette	≤ 290	mm
Variables	Intervalle ou expression	Unité
Nombre d'ailettes	[44-180]	adm
Hauteur d'ailette	$[10L_w-23.5]$	mm
Espace inter-ailette L_g	$\pi D_{hOD}/N_f - L_w$	mm
Objectif	Δp à minimiser et α_{rad} à maximiser	

Tableau 5-20 : Variables et paramètres du problème traité.

L'optimisation des paramètres géométriques de l'ailette (hauteur, épaisseur, espacement inter ailette, longueur axiale, angles de biseautage amont et aval) permettrait de réduire les pertes de charge pour une puissance échangée donnée. Le problème thermique équivalent est ainsi simplifié :

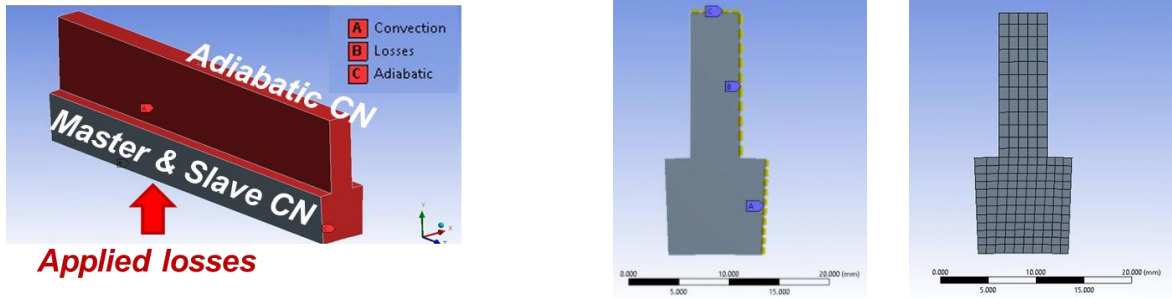


Figure 5-34 : Modèle simplifié sur Ansys mechanical.

La condition de convection reportées en annexe III par la relation (256) a été appliquée aux surfaces latérales de l'ailette. Cette modélisation permet de vérifier l'évaluation de la résistance équivalente du radiateur tel que défini par l'équation (258). En principe, le point opérationnel du ventilateur est strictement lié à ses dimensions et sa forme, ses courbes caractéristiques sont alors données par le constructeur. Bien sûr, pour déterminer comment un dissipateur thermique fonctionne réellement dans une application spécifique, il est nécessaire de déterminer la vitesse de l'air ou le débit volumétrique qui peut être délivré par ce dernier. Pour ce faire, il faut estimer les caractéristiques de chute de pression du dissipateur thermique et les faire correspondre au ventilateur, ou à l'inverse rechercher le ventilateur à utiliser. Ici le point de fonctionnement est défini par le débit donné par le cahier des charges et la perte de charge au long du radiateur. Cette dernière est liée à la forme et à la finition des surfaces du radiateur :

$$\Delta p = \frac{v_{air}^2}{2} \rho_{air} (K_c + K_e + f_{app}) \quad (230)$$

La vitesse de l'air est définie par la relation (252). Les propriétés du fluide de refroidissement, en l'occurrence ici de l'air sont évaluées en considérant une température moyenne entre celle à l'entrée de 25°C et celle à la sortie d'environ 40°C. Ces termes sont liés aux pertes de charge à l'entrée (coefficient de contraction de la veine fluidique), à la sortie (coefficient d'expansion de la veine fluidique) et à la friction apparente le long du radiateur.

$$K_e = 1 - \left(1 - L_{fw} \frac{N_f}{\pi D_{hOD}} \right)^2 \quad (231)$$

$$K_c = 0.42 K_e \quad (232)$$

$$f_{app} = \frac{L_{svir}}{Re_{Dh} L_{fg}} \sqrt{\frac{47.33 L_{fg} Re_{Dh}}{L_{svir}} + (2f)^2} \quad (233)$$

Où Re_{Dh} est le nombre de Reynolds défini par la (254) et f est une fonction donnée par [Shah-London 78] et amplement utilisée dans la littérature [Arie-14] – [Castelan-15] :

$$f = 24 (1 - 1.3553 \psi + 1.9467 \psi^2 - 1.7012 \psi^3 + 0.9564 \psi^4 - 0.2537 \psi^5) \quad (234)$$

Où ψ est le ratio défini de la manière suivante :

$$\psi = \frac{\min(H_f, L_{fg})}{\max(H_f, L_{fg})} \quad (235)$$

Un autre terme de friction devrait être rajouté afin de tenir compte de la friction liée à la rugosité des surfaces. Si un conduit de refroidissement entre deux ailettes est analogue à une résistance, le réseau d'écoulement est analogue au réseau de résistances qui sont connectées en série ou en parallèle, comme illustré à la figure suivante :

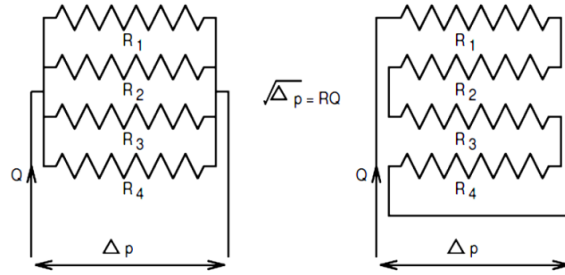


Figure 5-35 : Circuit hydraulique équivalent pour l'évaluation des pertes de charge [Huang-13].

Alors la puissance de pompe est donnée par :

$$P_{fan} = F_{am} \Delta p \quad (236)$$

En exploitant le modèle analytique ici développé, en considérant des contacts idéaux entre virole et stator, nous pouvons mener l'étude suivante [Simons-97] - [Simons-03] - [Culham-01] et [Karlsson-14] :

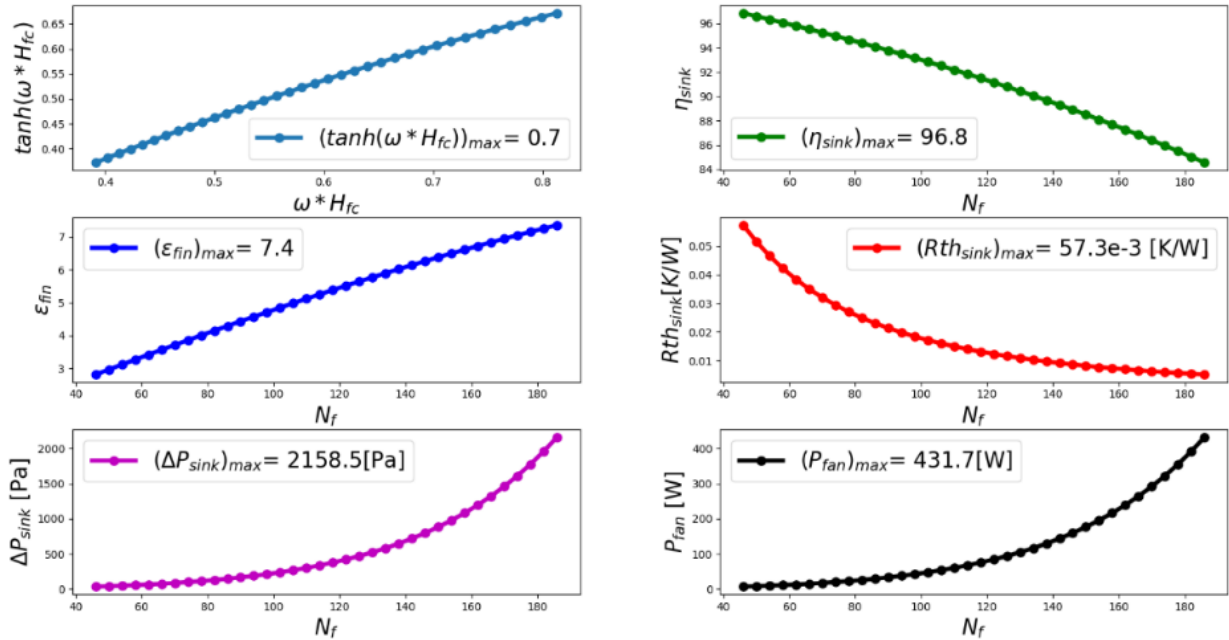


Figure 5-36 : Etude paramétrique en fonction du nombre d'ailettes N_f pour une hauteur d'ailettes H_f de 16.5 mm ($D_{f,OD} = 275$ mm).

Le coefficient d'échange en fonction de la puissance de pompe ($P_{fan,vent}$ [W]) est alors illustré ci-après :

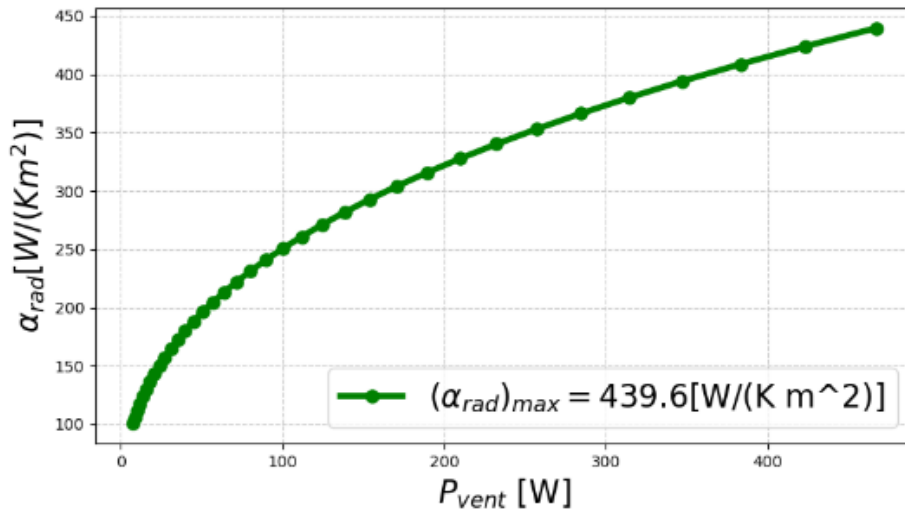


Figure 5-37 : Coefficient d'échange α évalué analytiquement à la surface de la virole en fonction du nombre d'ailettes N_f pour une hauteur d'ailettes H_f de 16.5 mm ($D_{f,OD} = 275$ mm) pour la configuration (I).

De même exploitant le modèle nodal développé nous pouvons évaluer les températures des différentes parties constituant la machine, ainsi que la puissance de pompage requise, en fonction du nombre d'ailettes :

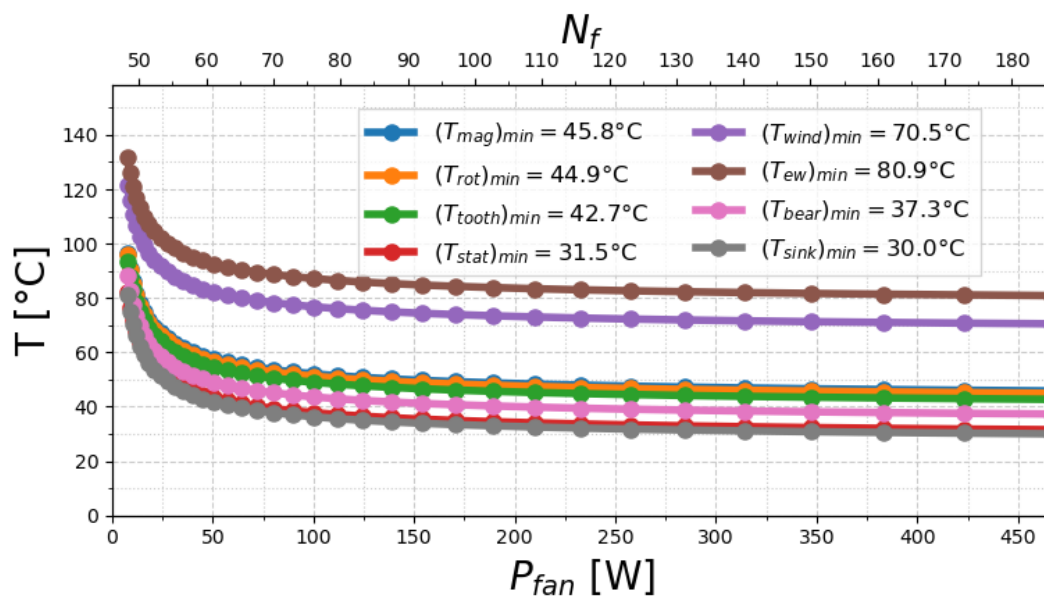


Figure 5-38 : Etude paramétrique en fonction du nombre d'ailettes N_f pour une hauteur d'ailettes H_f de 16.5 mm ($D_{f,OD} = 275$ mm) pour la configuration (I).

La hauteur des ailettes a un effet important sur le coefficient d'échange thermique de convection. Plus le nombre d'ailettes est élevé, plus cet effet est marqué comme illustré en Figure 5-39.

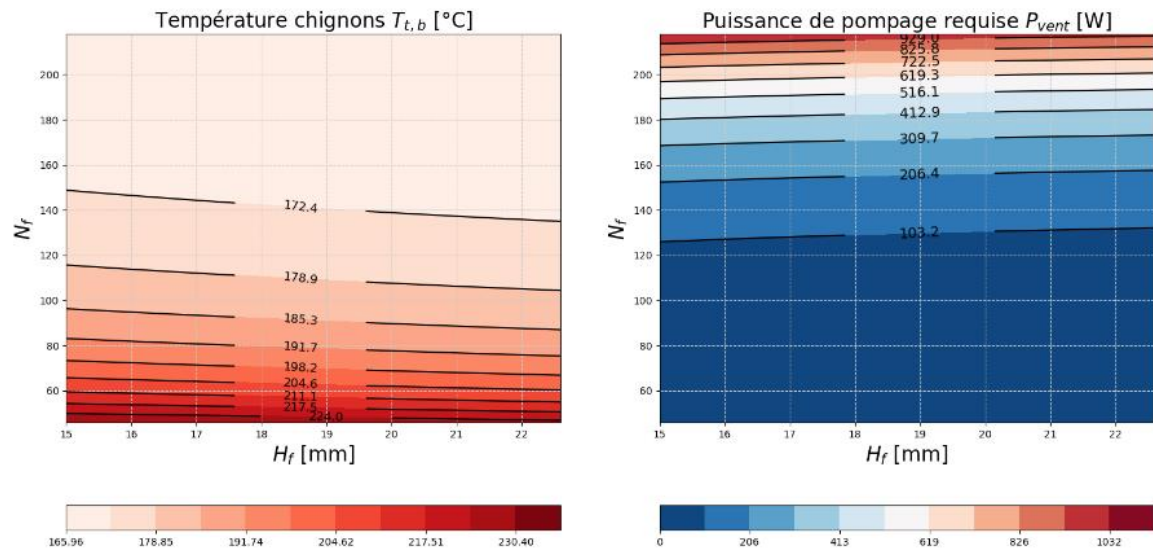


Figure 5-39 : Etude paramétrique en fonction du nombre d'ailettes N_f et de la hauteur d'ailettes H_f ($D_{t,OD} = 270-290$ mm) pour la configuration (I).

On peut voir qu'il y a des limites à la réduction de la résistance thermique du dissipateur thermique en augmentant la longueur des ailettes ou en ajoutant plus d'ailettes.

Par la suite, afin de comparer le modèle analytique développé, une analyse numérique (CFD) sous Ansys Fluent est développée. Cela nous permettra de comparer une solution traditionnelle à ailettes parallèle avec une solution à ailettes décalées. Comme mentionné auparavant, cf. 4.3, afin de résoudre correctement les équations de la mécanique des fluides à l'intérieur de la couche visqueuse, la valeur de $Y^+ \approx 1$ est recherchée. La couche limite est maillée afin de respecter cette contrainte.

L'analyse CFD nous permet d'avoir une plus grande précision et d'extraire une cartographie des coefficients d'échanges par convection évalués sur la surface du radiateur ainsi qu'une cartographie de température, Figure 5-40 et Figure 5-41.

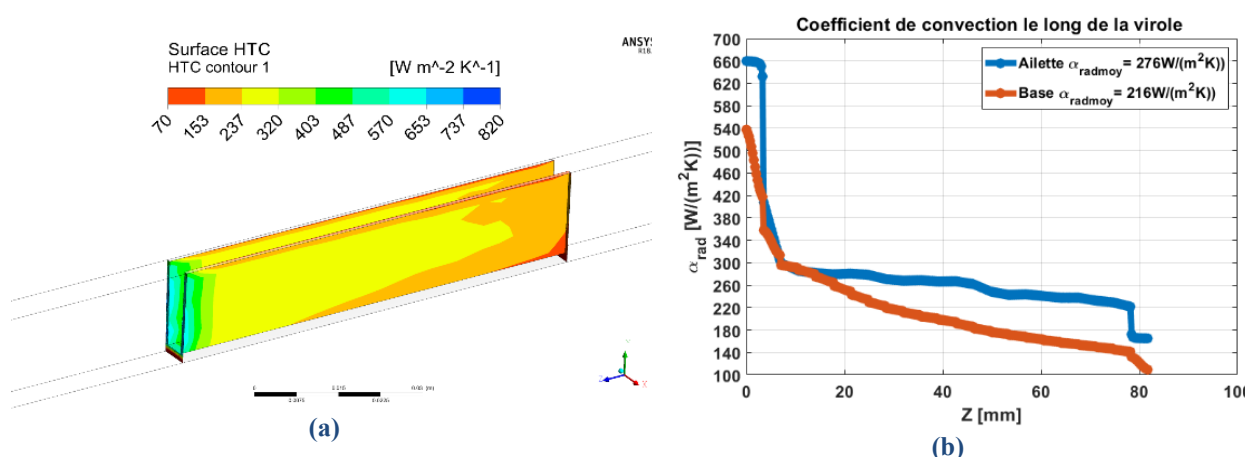


Figure 5-40 : Cartographie des coefficients de convections (a) et évolution du coefficient d'échange par convection le long de la virole (b) pour $P_{ertes,tot} = 2.9$ kW, $q_{pertes} = 47.4$ kW/m² $V_{air,entrée} = 24$ m/s.

Une comparaison du modèle analytique avec une simulation CFD montre un écart du 5.4%. Cet écart est observé avec la moyenne surfacique évaluée sous Ansys Fluent. Cet écart est tout à fait acceptable en considérant le temps de calcul quasi instantané du modèle analytique.

	$\alpha_{\min}$ (W/m ² K)	α_{moy} (W/m ² K)	$\alpha_{\max}$ (W/m ² K)
CFD	70	261	820
Analytique		275	
	$T_{\min}$ (C)	T_{moy} (C)	$T_{\max}$ (C)
CFD	44,78	52.28	59.85
FEM	45.66	51.48	51.48
Analytique	53 (Modèle virole seulement)		

Tableau 5-21 : Coefficients d'échanges convectifs par simulation numérique et par équations empiriques cf. §Annexe III.

Ci-après, la comparaison entre la cartographie de température dans le cas d'un coefficient uniforme, évalué empiriquement et celui évalué par CFD. La variabilité du coefficient d'échange le long de l'axe fait que la température évolue comme illustré ci-après :

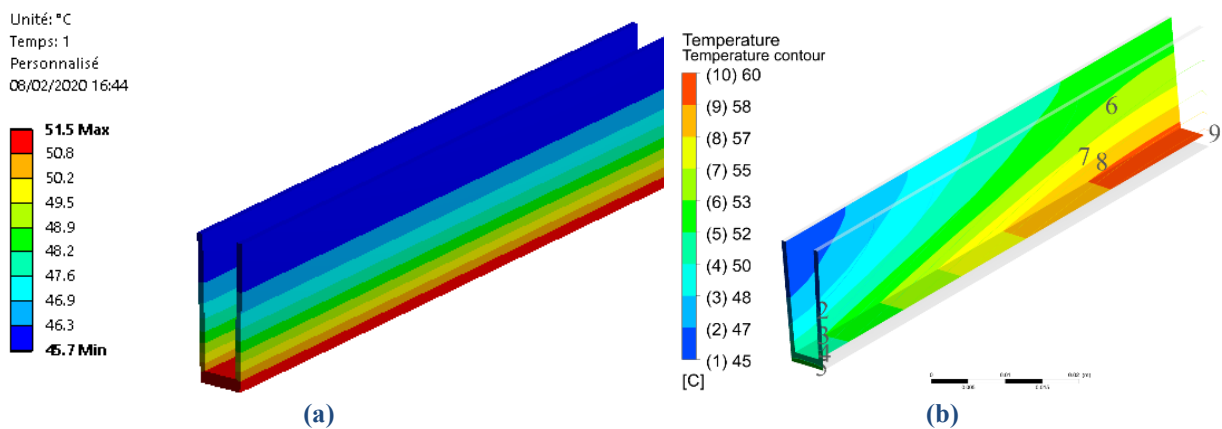


Figure 5-41 : Comparaison solution modèle FEM avec évaluation empirique du coefficient de convection (a) et modèle CFD (b).

Une valeur accrue du coefficient de convection est liée à une erreur dans l'évaluation de la vitesse de l'air traversant les ailettes. L'avantage de l'utilisation du modèle CFD pour simuler le réseau d'écoulement est qu'il peut prendre en compte les détails de l'écoulement du fluide, tels que l'expansion et la contraction de l'air à l'entrée et à la sortie des ailettes. Ceci conduit donc à une plus grande précision. Cela nécessite toutefois un temps de calcul non négligeable. Afin de valider de manière ponctuelle la comparaison précédemment effectuée en nombre et dimensions des ailettes, on évalue la perte de charge pour le modèle CFD, en comparant les deux modèles :

	$\Delta p_{\max}$ (Pa)	Puissance (W)
CFD	619	123.8
Analytique	647	130

Tableau 5-22 : $N_{\text{ail}} = 136$ $L_{f,w} = 1.5$ mm $L_{\text{vir}} = 81$ mm.

On peut observer que le modèle analytique donne des résultats tout à fait satisfaisants pour le cas analysé. Toutefois, ce modèle n'est valide que pour des solutions à ailettes parallèles classiques. On se propose par la suite de comparer la solution à ailettes parallèles avec une solution à ailettes décalées. Pour ce faire, on développe un modèle CFD pour la deuxième configuration. Le tableau suivant résume l'étude :

	Parallèles	Décalées
$\alpha_{\min}$ (w/m ² K)	70	13
$\alpha_{\max}$ (w/m ² K)	820	1850
α_{moy} (w/m ² K)	261	308
T _{min} (C)	44,78	43.63
T _{max} (C)	59.85	56,18
T _{moy} (C)	52.28	49.45
$\Delta p_{\max}$ (Pa)	619	1264
P _{vent} (W)	123.8	253

Tableau 5-23 : Coefficients d'échange convectifs par simulation numérique pour une configuration à ailettes parallèles et à ailette décalées.

La solution à ailettes en trois rangées décalées a fourni des performances de transfert de chaleur d'environ 1.2 fois supérieures avec, en contrepartie, une chute de pression plus importante (facteur 2 dans ce cas) comparé à une solution conventionnelle à ailettes parallèles.

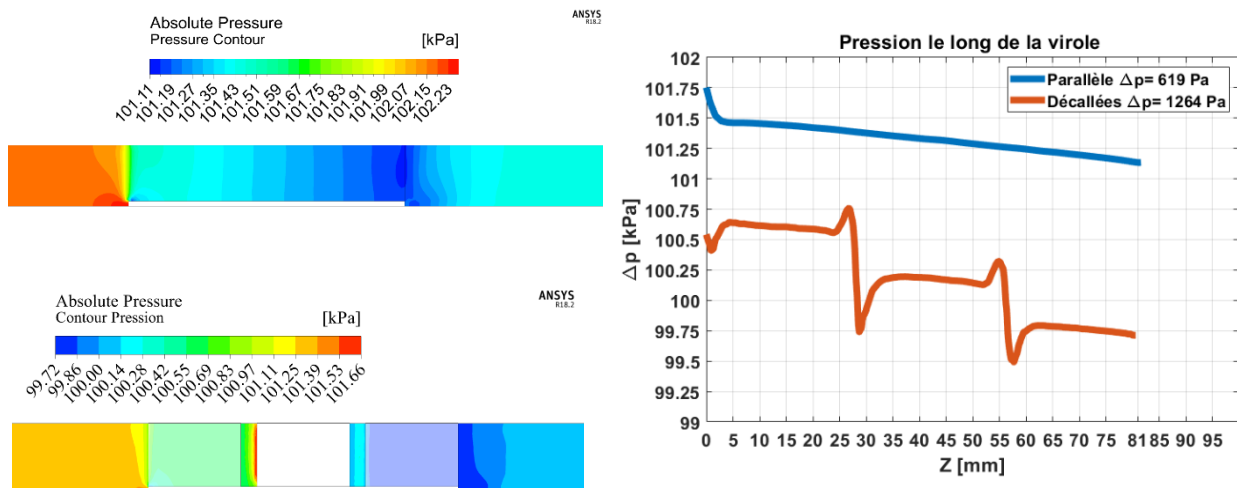


Figure 5-42 : Cartographie des pertes de charge dans le cas des ailettes parallèles (a) et des ailettes décalées (b), pour $P_{\text{tot}} = 2.9\text{kW}$, $q_{\text{pertes}} = 47.4 \text{ kW/m}^2$ $V_{\text{air,entrée}} = 24 \text{ m/s}$.

Cela permet de réduire la température des têtes de bobine d'un facteur 1.1 (de 172°C à 169°C dans le cas idéal).

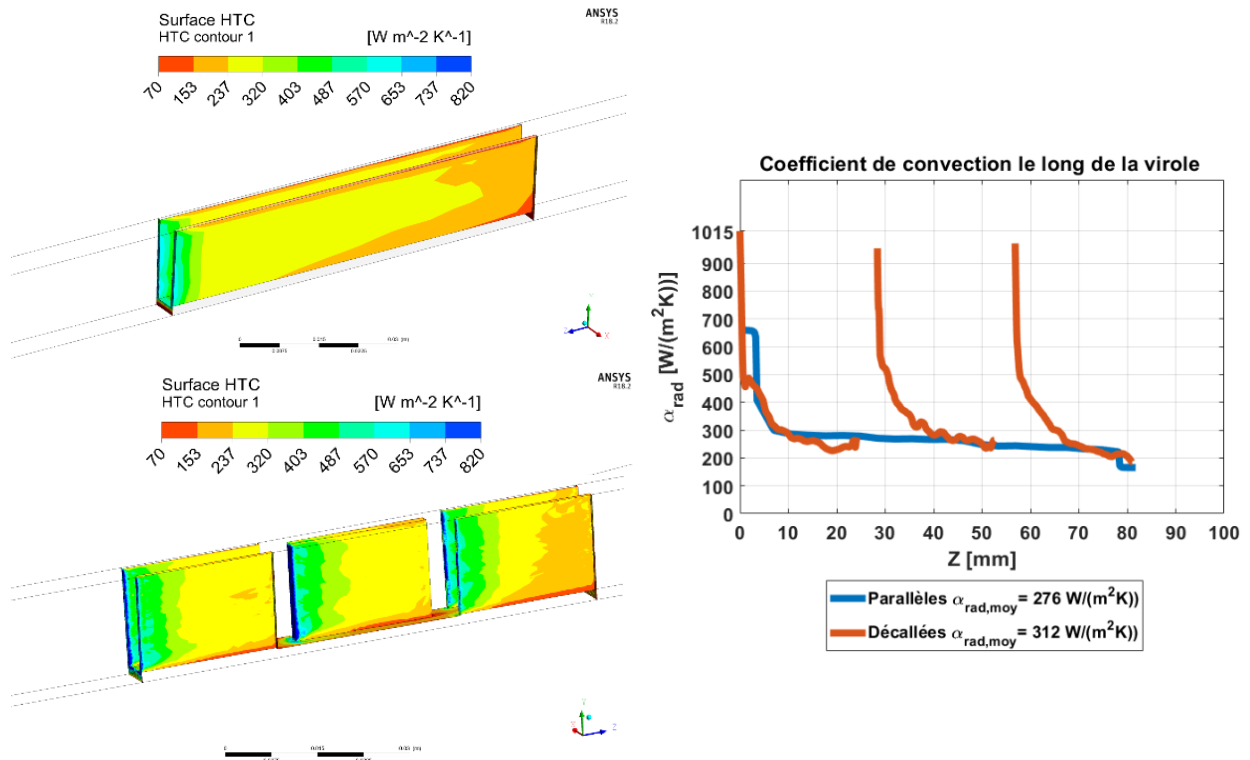


Figure 5-43 : Cartographie du coefficient d'échange et allure le long d'une ligne placée au milieu de l'ailette dans le cas des ailettes parallèles (a) et des ailettes décalées (b), pour $P_{tot} = 2.9kW$, $q_{pertes} = 47.4 kW/m^2$ $V_{air,entrée} = 24 m/s$.

Néanmoins, en faisant la comparaison à égal flux évacué, la puissance demandée par le ventilateur est accrue par rapport au cas à ailette parallèles. En effet, en extrapolant à partir du modèle analytique, la configuration initiale à ailettes parallèles demanderait 210W, 20% de moins pour le même coefficient de convection. Toutefois, la nouvelle configuration à ailettes décalées permet une distribution de la température plus homogène le long de l'axe comme on peut l'observer sur la figure ci-dessous.

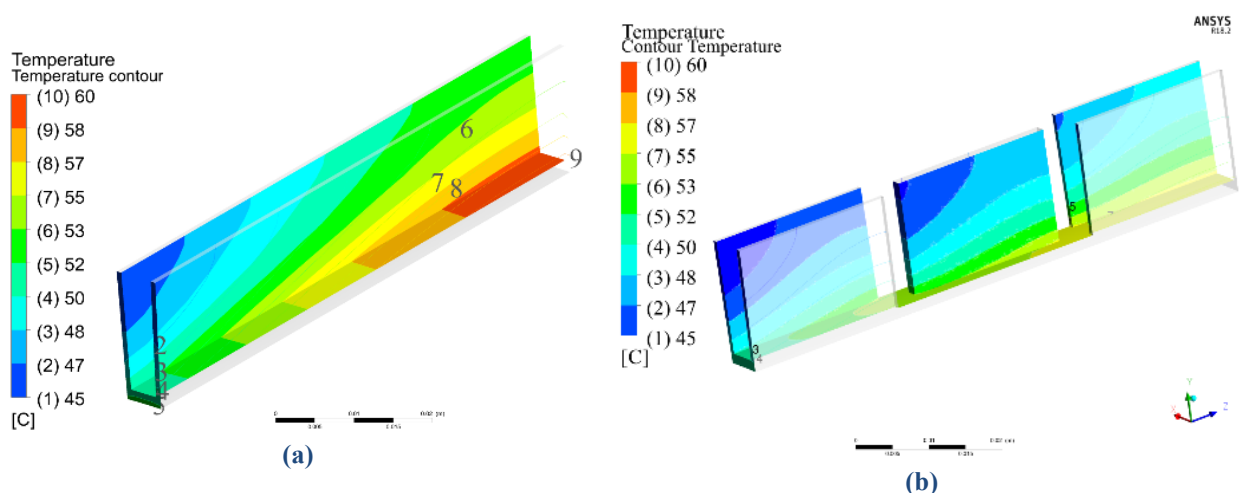


Figure 5-44 : Comparaison cartographie des températures atteintes dans le cas d'ailettes : parallèles (a) et décalées (b).

La figure ci-dessus montre qu'il y a un assez bon refroidissement des ailettes les premiers 10-20% en longueur de la machine dans le cas d'ailettes parallèles, mais la majeure partie de la machine est beaucoup plus chaude. Et donc que c'est la partie la plus chaude (près de l'intérieur de la machine) qui définit la durée

de vie et la puissance délivrable par la machine, il est important d'obtenir une répartition de la température plus uniforme de la machine. Pour cela, une configuration à ailettes décalées a été préférée dans ces travaux. Une étude supplémentaire pourrait permettre d'optimiser cette configuration en jouant sur les paramètres définissant le nombre de rangées d'ailettes, leur longueur et distance. Dans le cas ici proposé, pour $L_{f,d} = 4.2$ mm la réduction de la surface utile est de l'ordre de 10%. Effectivement les trois rangées sont décalées le long de l'axe, l'une par rapport à l'autre, cela pour permettre la fabrication par fraiseuse à partir d'une pièce unique.

Conclusion chapitre de dimensionnement

Dans ce chapitre, on a pu développer et mener une analyse comparative entre différentes configurations proposées. Cela dans le but de maximiser les performances du moteur tout en respectant le cahier des charges. Une étude multiphysique a permis d'exclure certaines solutions (Ib)-(Ic)-(II)-(III) à priori proposées en faveur de la configuration (I). Une étude d'optimisation de l'échangeur de chaleur a été proposée par la suite, dans le but d'accroître les calories évacuées et améliorer le rendement de la solution proposée. Celui-ci a été fabriqué par la société Erneo, chargé de la production et de l'assemblage du prototype. Cette phase, assez délicate, est décrite dans le chapitre suivant au bout duquel des tests sur banc d'essais viendront valider et apporter des données expérimentales sur les choix effectués.

6. Réalisation du prototype

Afin de valider cette étude, la réalisation d'un prototype a été lancée. Pour développer ce démonstrateur, c'est la société Erneo qui a été sollicitée avec les objectifs suivants :

- ✚ Vérifier la faisabilité industrielle et remonter les modifications de design nécessaires
- ✚ Identifier et réduire les risques associés au projet ;
- ✚ Assurer la gestion du planning et du sourcing des différents fournisseurs

Pour atteindre ces objectifs, des modifications ont donc été apportées au design initial. Les risques associés sont multiples à commencer par l'utilisation d'un bobinage à barres massives (non vernies) associé à des encoches semi-fermées ne permettant pas un préformage des bobines à l'extérieur de la machine, ce qui en augmente la difficulté de fabrication. Le procédé envisagé prévoit que les barres soient insérées dans le stator axialement, et seulement par la suite les connexions d'extrémités sont effectuées par soudure.

a. Evaluation des risques associés et montage du bobinage

Une réduction du nombre de soudures nécessaires à la constitution des connections des têtes de bobines est atteinte en utilisant des barres prédécoupées par jet d'eau ou laser [2EWinding], selon l'épaisseur, en forme d'épingle.

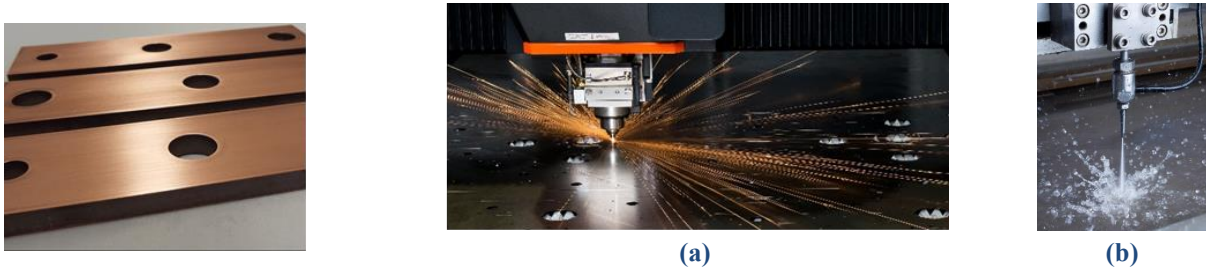


Figure 6-1 : Procédé de fabrication des barres du bobinage massif par découpage laser (a) ou encore par jet d'eau (b).

La forme des dents subit des modifications afin simplifier le montage des bobines, et réduire le nombre de soudure à effectuer. Dans ce cas l'assemblage est effectué par insertion d'épingles à deux à deux et successive réalisation des chignons de connexions par soudure.

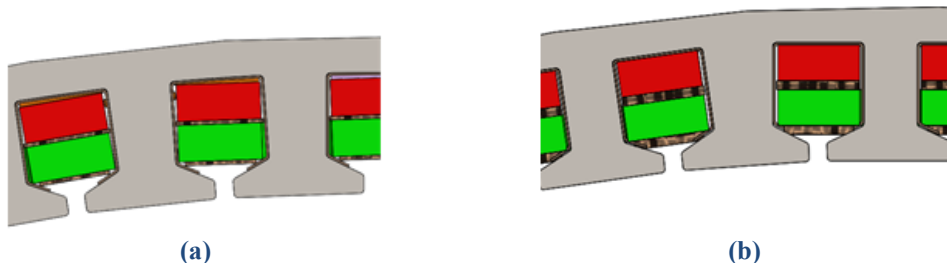


Figure 6-2 : Modification de la forme des dents (a) forme originale, (b) forme actuelle [Erneo].

L'emploi d'outils de fixation et d'une pince de soudure limite la taille des éléments à souder et nécessite un espace minimum, assez conséquent, pour être positionnés correctement. Ce qui a engendré les modifications, ci-après illustrées, nécessaires pour la fabrication du prototype :

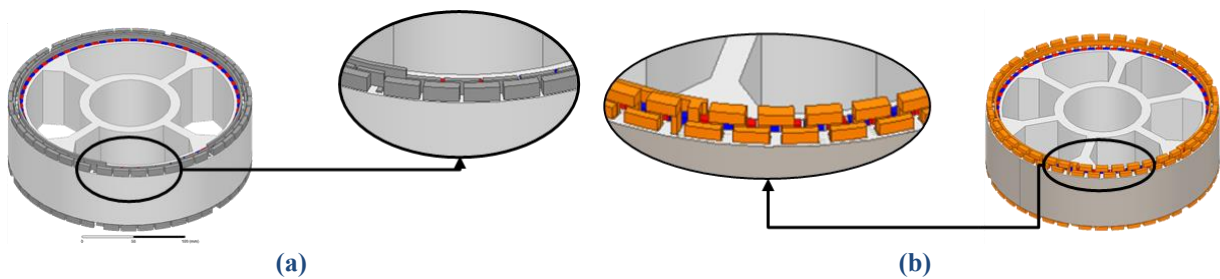


Figure 6-3 : Modification des connexions (a) configuration initiale, (b) configuration non symétrique intermédiaire (avec barre neutre par dessous).

Ces modifications pour la même longueur axiale, mènent à une réduction de la section des barres de raccord, augmentant les pertes Joule totales au niveau des chignons de 33% (après modification des sections des barres de connexion) Cette modification engendre un résultat négligeable (2%) sur la globalité des pertes Joule. Cela a, néanmoins, pour effet d'accroître la résistance thermique des chignons sur l'écoulement du flux de chaleur évacué via ces derniers, générant un point chaud au niveau des chignons, comme mis en évidence ci-après :

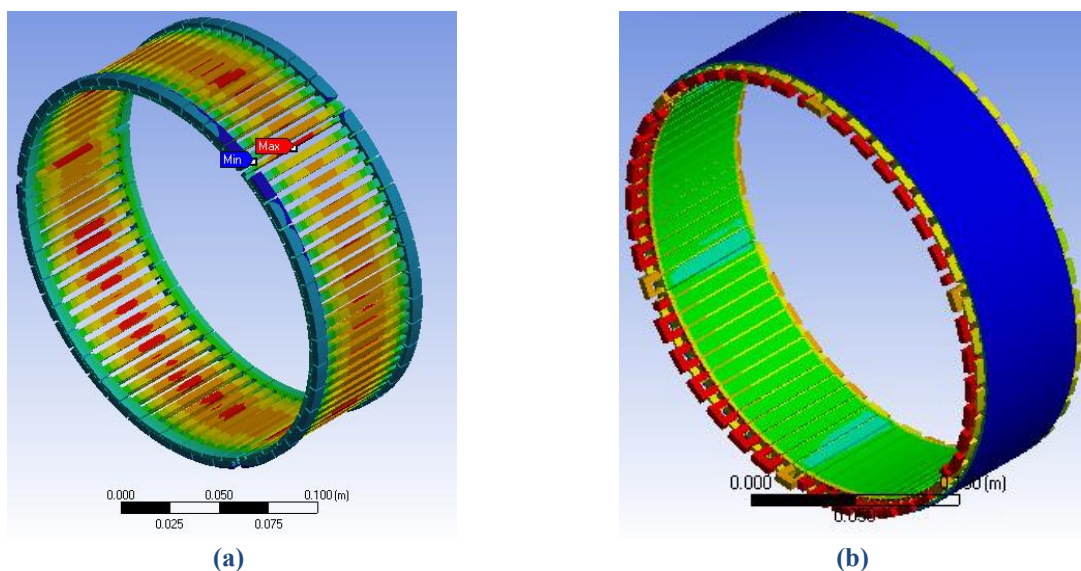


Figure 6-4 : Résultats modèle thermique aux éléments finis configuration : (a) Initiale pour un bobinage 3 groupes (stator non illustré) (b) Configuration III-6 groupes au point nominal avec prise en compte des modifications aux chignons Figure 6-3-(b).

Dans un deuxième temps, afin de limiter les problèmes issus de la projection de cordons à haute température lors de la phase de soudure, contrairement à ce qui est illustré en Figure 6-5 (a, b), les raccords des épingle inférieures, d'un des côtés sont effectués par dessous au lieu de dessus Figure 6-6 (a, b). Pour se faire, la barre de « changement de plan » a été évidée afin de laisser passer la barre de neutre (connexion étoile trois fils) Figure 6-6 (b). Enfin, pour des raisons d'adaptation au banc de test, deux connexions de neutre distinctes ont été effectuées reliant chacun des deux groupes triphasés composant la configuration étudiée. Cela apporte d'ailleurs une amélioration en termes de tolérance aux défauts par la ségrégation de chaque quartier.

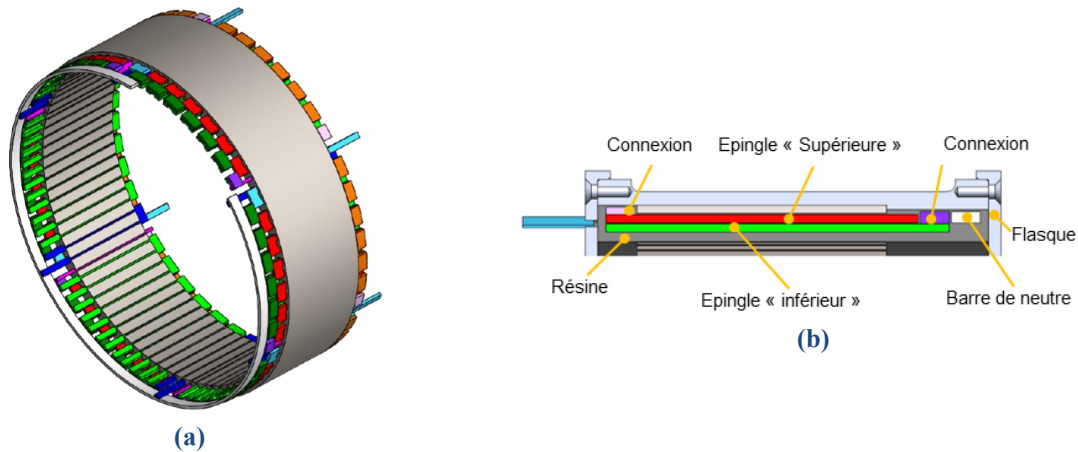


Figure 6-5 : Stator pourvu du bobinage avec connexion de neutre unique (a) et successive insertion dans la virole et surmoulage (b) vues de section [Erneo].

Les barres prédécoupées par jet d'eau, sont glissées, non isolées, dans les encoches statoriques, préliminairement isolées avec du Kapton (voir Figure 5-10).

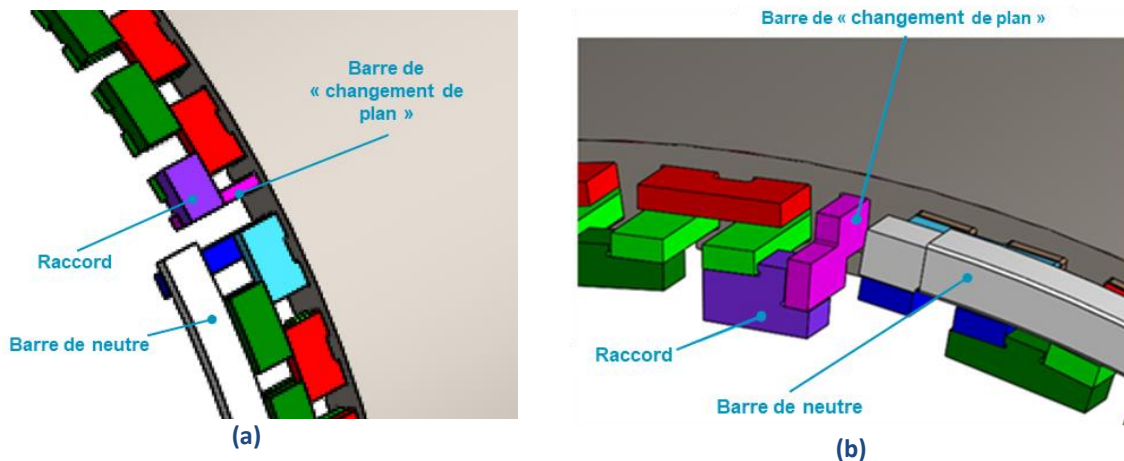


Figure 6-6 : Modification des raccords (a) solution intermédiaire, (b) solution finale [Erneo].

Une fois l'épingle inférieure insérée (au niveau de l'isthme), un isolant entre couche en VétroNite est glissé sur sa surface libre. Ensuite, les épingles supérieures sont glissées dessus Figure 6-7-a. Enfin, les connexions sont effectuées par soudure, via l'utilisation d'une pince à charbon, par brasage fort (via l'apport d'un matériau à base d'Argent, Cuivre et Zinc) comme illustré ci-après :

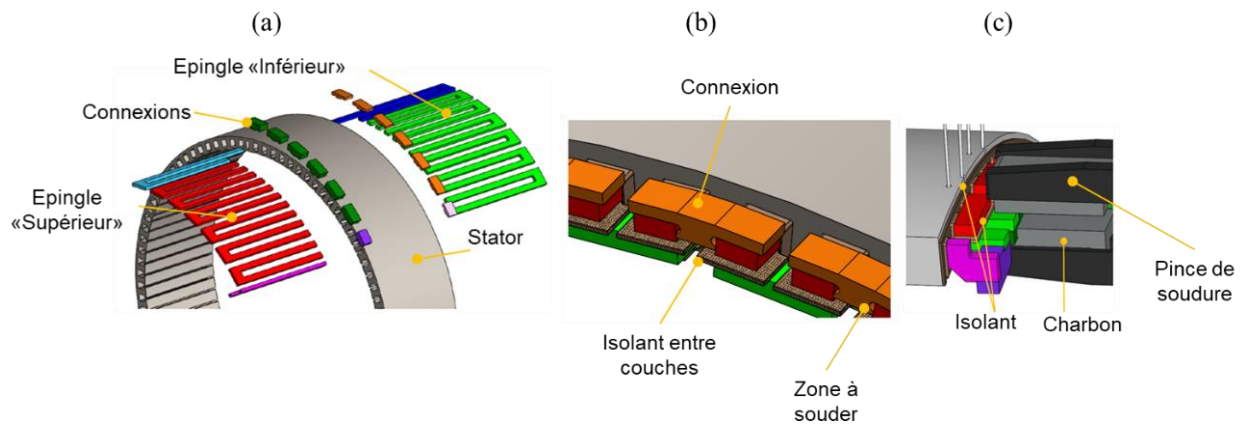


Figure 6-7 : Phases d'assemblage du bobinage massif actuel (deux conducteurs par encoche) : (a) insertion des épingles et positionnement des isolant (b) Positionnement des connexions et (c) soudure [Erneo].

Dans ce dernier cas de figure, le contact thermique entre chignons et virole est effectué via la barre de neutre et non plus via les raccords de chaque côté. Cela aura bien probablement une influence ultérieure sur la résistance thermique équivalente, nécessitant une analyse plus approfondie d'un éventuel point chaud à cet endroit, comme précédemment identifié en Figure 6-4, le temps nous a manqué pour vérifier ce point.

Des premiers essais de soudure des connexions des chignons ont été effectués afin d'avoir un premier retour sur les différents points critiques associés à un tel process :

- ✚ Température atteinte au plus près des cordons de soudure ;
- ✚ Jeux minimes de montage ;
- ✚ Longueur axiale L_{tb} ;
- ✚ Tenue électrique et diélectrique.

Pour cela, un secteur de stator en acier plein « Dummy » dont les encoches sont à hauteurs variables, par pas de 0.1 mm, est obtenu par usinage, Figure 6-8. Cela a permis d'identifier le jeu minime au montage maximisant le coefficient de remplissage et en deuxième lieu, d'évaluer les températures atteintes au plus près des points de soudure.

Des sondes de températures sont placées sur les épingles, isolant de fond d'encoche et entre le circuit magnétique et les joues isolantes comme illustré en Figure 6-8-Figure 6-9. Ces sondes indiquent des températures atteintes localement de l'ordre de 380°C au plus près du point de soudure, mais qu'elles sont nettement plus basses au sein de l'isolant, inférieures à 300°C. Ceci représente un risque d'usure pour les isolants classe C utilisés [Erneo]. De plus, un jeu minime (en considérant les tolérances de fabrication de 0.35-0.5 mm) en largeur et hauteur de l'encoche est nécessaire afin de ne pas détériorer l'isolant lors de son assemblage ce qui affecte le coefficient de remplissage évalué a priori (66.6-70.6 % au lieu de 81.5% prévu initialement). L'épaisseur nominale de la culasse statorique est ainsi passée de 2 mm à 1.82 mm.

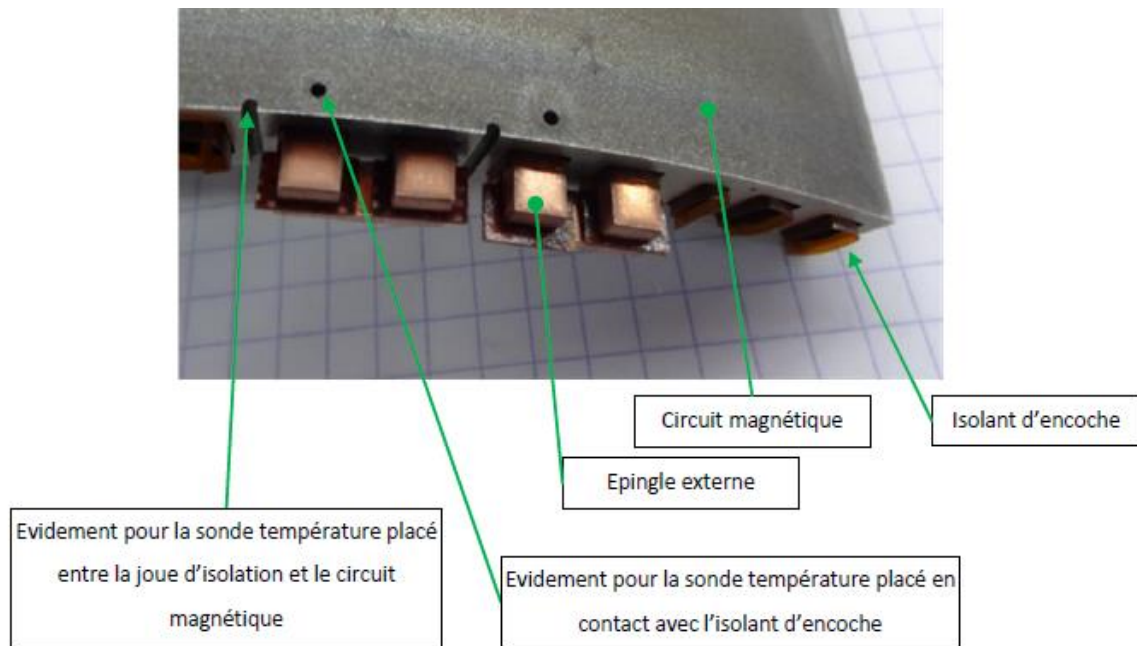


Figure 6-8 : Illustration Dummy pour les essais de brasure [Erneo].

Afin de réaliser l'isolation entre les conducteurs et les flasques (en aluminium), il a été prévu une résine d'épaisseur 2 mm, dans l'axe, et 1 mm sur le diamètre.

Une analyse aux éléments finis 3D a été menée afin d'évaluer les pertes par courants de Foucault induites au niveau de l'enceinte (virole+flasques) conduisant à des pertes d'environ 20 W pour une distance de 2 mm (30W pour une distance de 1 mm) entre enceinte et chignons. Ces pertes sont jugées tout à fait négligeables dans l'ensemble. L'isolation des barres de neutre, initialement en gaine thermo rétractable, dépassait le diamètre statorique (240 mm), le passage à une barre de dimensions modifiées de même section et l'utilisation d'un enrubannage Kapton (de 0.38 mm d'épaisseur) a permis le respect de cette contrainte.

Par ailleurs, pour des problèmes d'isolation électrique, les faces latérales du stator sont elle aussi isolées par des « joues » en vétronite. Cette distance initialement de 0.5 mm est portée à 2 mm. Dans ce cas, les isolants d'encoche sont prolongés à la sortie du stator (3 mm une tenue diélectrique jusqu'à 1800 V est observée lors des premiers tests). Les tests diélectriques ont en effet mis en évidence des effets de pointes se produisant au niveau des sorties d'encoches entre le bobinage et le paquet de tôles. La distance axiale entre chignons, étant ainsi d'environ 77 mm sans la résine d'encapsulation, sera de 81 mm (longueur axiale de la virole) une fois surmoulé. Ci-après illustré les mesures effectuées lors des premiers essais de brasure des connexions :

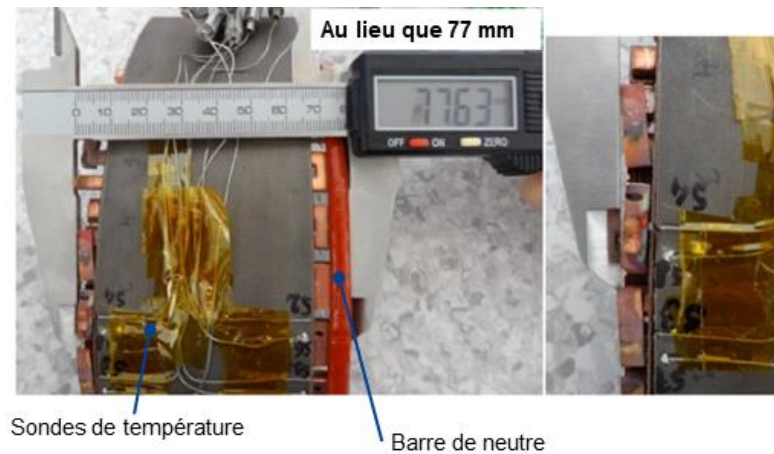


Figure 6-9 : Premiers essais de brasure [Erneo].

Des tests électriques et diélectriques ultérieures ont été menées, nous permettant de conclure que :

- ✚ Toutes les résistances d'isolement sont supérieures à $10 \text{ G}\Omega$;
- ✚ La mesure diélectrique montre des problèmes de tenue de l'isolant d'encoche ($< 700 \text{ V AC}$) au niveau de la barre de changement de plan (design de l'isthme de cette dernière à revoir, Figure 6-6) ;

Des étapes successives, avec modification des outillages, ont permis d'aboutir au résultat de 1000 V AC , respectant la contrainte en longueur axiale imposée. Des modifications ultérieures devront être apportées au design initial afin d'atteindre une tension AC de 1500 V lors des tests diélectriques [Erneo]. Cela représente un point d'amélioration de nos travaux en partie apportées dans le chapitre suivant.

b. Assemblage du stator :

Au vu des épaisseurs en jeu, la réalisation des paquets de tôles (statoriques et rotoriques) est effectuée par empilement, collage et découpe de l'ensemble par électroérosion suivi d'un traitement thermique. L'isolation des tôles est obtenue par oxydation (MgO [VAC]) à la suite du traitement thermique effectué au paquet de tôles [VAC]. Pour ce qui concerne le stator sa fixation à la virole est effectuée par ajustement serré ($113\mu\text{m}$ à 20°C) comme illustré ci-après :

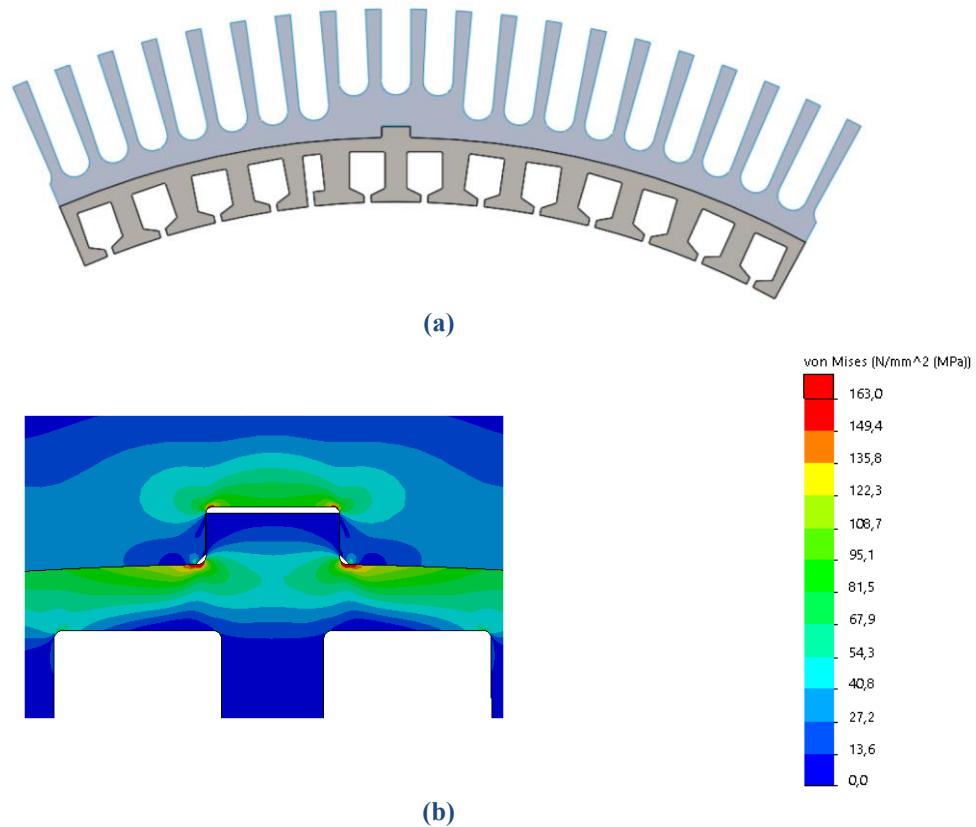


Figure 6-10 : Etude mécanique de l'assemblage par ajustement serré [Erneo] : Domaine d'étude simplifié par symétries de révolution (b) Localisation de la contrainte mécanique équivalente de Von Mises maximale à 20°C pour $\Delta D = 113\mu\text{m}$ (Tableau 1-9).

De la Figure 6-10 on peut noter qu'à 20°C des coefficients de sécurité 2.45 et 1.28 sont respectivement garantis dans la virole et dans le stator. Un clavetage intégré au paquet de tôles permet de garantir la fixation lors du fonctionnement ($>229\text{ Nm}$).

c. Assemblage du rotor / collage des aimants / frettage :

La culasse ainsi obtenue est fixée sur une jante en aluminium (7075 T6, Tableau 1-9) connectée au moyeu en acier (17-4PH H1075) par « 14 rayons ». Une fois assemblés sur l'arbre mécanique du moteur comme ci-après illustré :

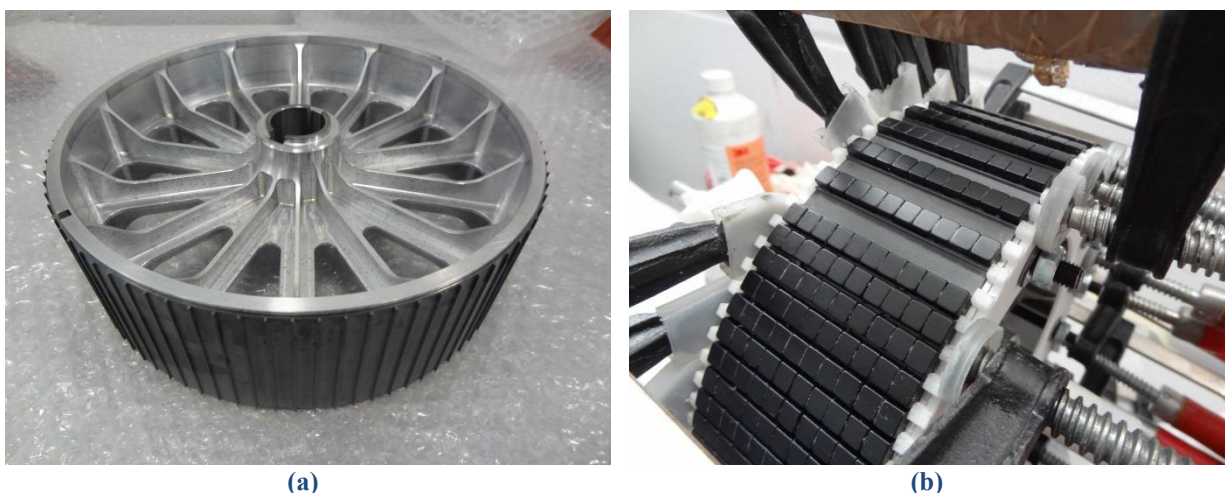


Figure 6-11 : Phases d'assemblage du rotor [Erneo] : Fixation de la culasse rotorique à la jante, (b) collage des aimants.

Les aimants, segmentés axialement en dix pièces de 10 mm chacune, sont ensuite collés (araldite 2014-2 [Huntsmann]) à la périphérie du rotor et frettés. Le bandage a été réalisé en fibre de carbone imprégné par une résine époxy. Celui-ci est réalisé avec un moulage par enroulement filamentaire, qui permet d'atteindre une précontrainte sur le fil lors de l'enroulement. Un équilibrage du rotor par ajout de matière est enfin effectué.

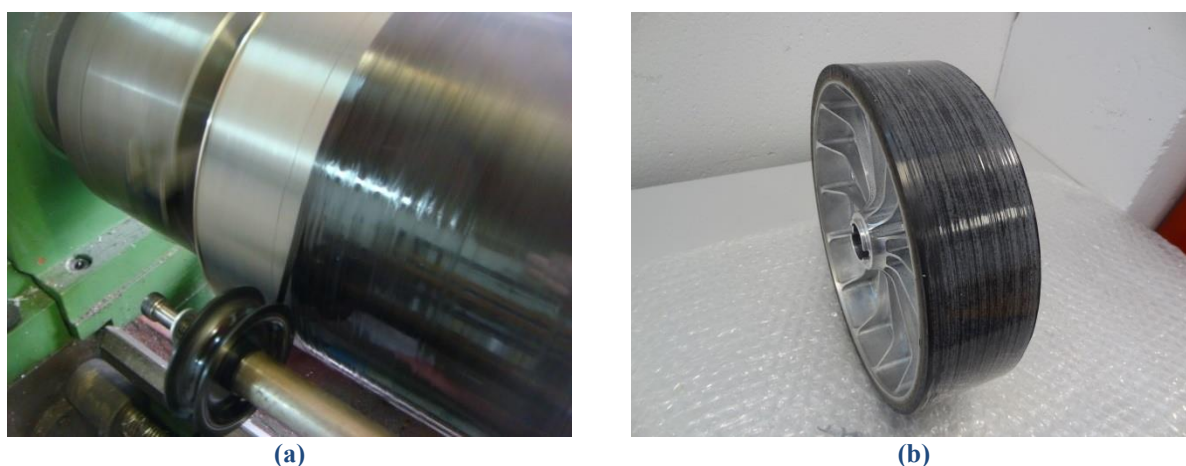


Figure 6-12 : Phases de frettage : (a) enroulement filamentaire des fibres de carbone [Artois] ; (b) le rotor une fois terminée l'opération de frettage (avec polymérisation de la résine associée) [Erneo].

De même que démontré au chapitre précédent (Tableau 5-18), une étude mécanique avait été menée par [Erneo] afin d'évaluer la contrainte mécanique induite au rotor (aimants et frette en particulier) lors du fonctionnement.

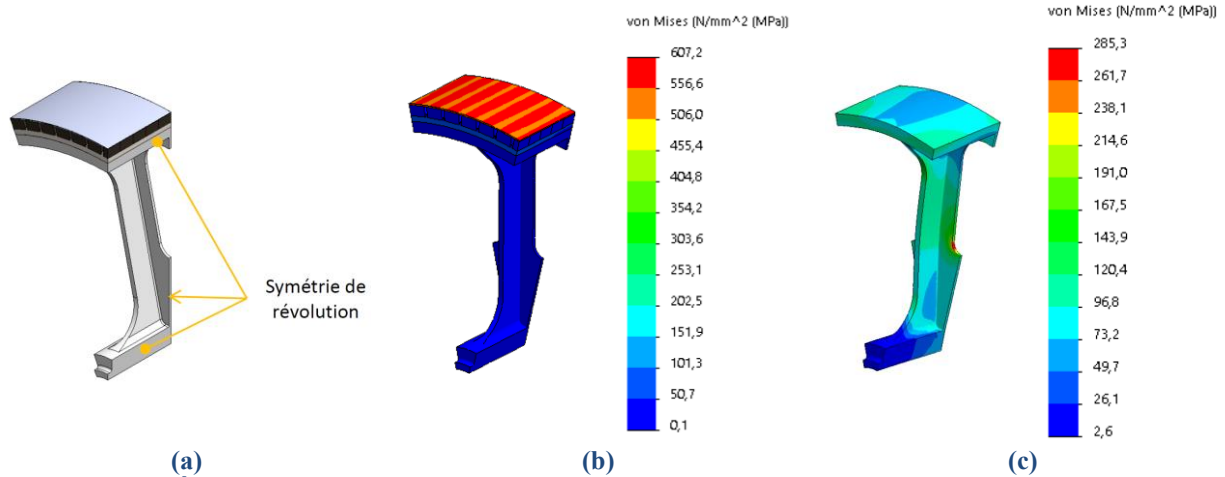


Figure 6-13 : Étude mécanique menée par [Erneo] : (a) Simplification du domaine d'étude exploitant les symétries périodiques et axiales du modèle, (b) contrainte mécanique au niveau de la frette, et de la jante (c) pour les cas de charge I et III respectivement.

L'étude est ci-après résumée :

Cas	I	II	III	IV	Unité
Épaisseur frette ^{II}	0.24	0.56	0.56	0.56	mm
Ajustage ΔD	-0.6	-0.77	-0.77	-0.77	mm
Température	20	120	120	80 ^I -120	°C
Vitesse	0	2500	2500	2500	tr/mn
Couple	0	0	269	0	Nm
Frottement	Contact avec frottement $\mu = 0.1$				
$\sigma_{VM, max}$	Frette	465.2	886 ^{II}		MPa
	Aimants		-17 ^{IV} - +64 ^{IV}		MPa
	Rotor		162.4		MPa
	Jante		285.3		MPa
Entrefer	0.2-0.14 ^{III}				mm

Tableau 6-1 : Frettage garantissant une pression de contact supérieure à 0.69 MPa (CS = 1.45, 245 N/aimant) I : T_{jante} , II : CS = 1.13, III : issues de la chaîne de cotes (avec $K_{dil,eq} = 9.72e-6 K^{-1}$), IV : Contrainte principale (CS > 1.9).

En particulier pour ce qui concerne les aimants, supposant chaque rangée segmentée solidaires sur l'axe (hypothèse conservatrice), nous illustrons la contrainte atteinte lors d'un cas de charge de type II (Tableau 6-1) :

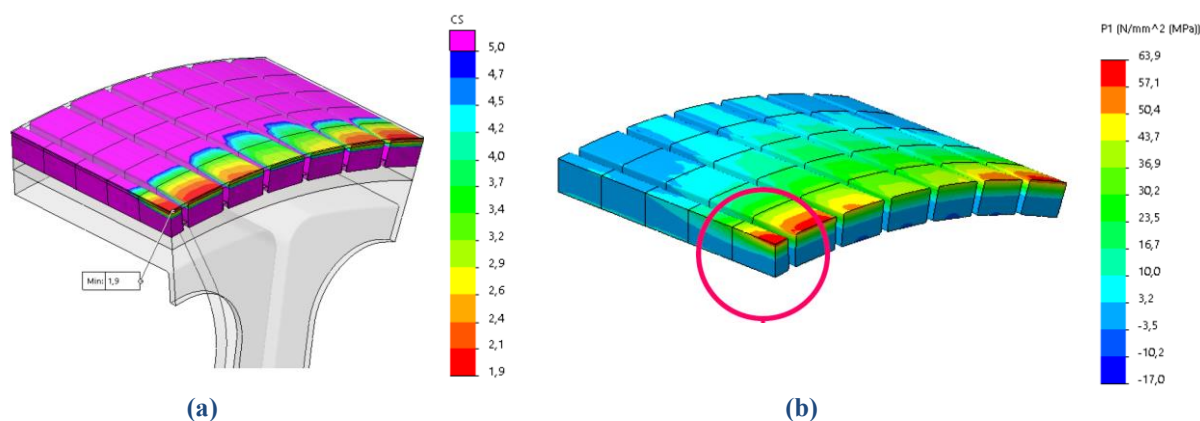


Figure 6-14 : (a) Coefficient de sécurité suivant le critère de Mohr-Coulomb $CS > 1.9$, (b) Contrainte principale (axe longitudinale - z) dans les aimants pour les cas de charge II [Erneo].

Cette étude confirme que la contrainte induite au rotor (frette, aimants et jante) ne le plastifie pas localement et qu'une pression de contact minimale, de 1 MPa, entre aimants et rotor est garantie lors du fonctionnement. Une étude similaire est menée de manière à vérifier la contrainte induite au niveau des clavettes entre rotor et jante et entre jante et arbre des coefficients de sécurité de 3.7 et 1.71 sont respectivement garantis pour un couple transmit de 229 Nm (60 kW @ 2500 tr/mn) à 20°C.

d. Production de la virole et des flasques :

La figure ci-dessous illustre la virole en aluminium (7075 T6), analysée au précédent chapitre, conçue (cf. optimisation du radiateur) et produite.

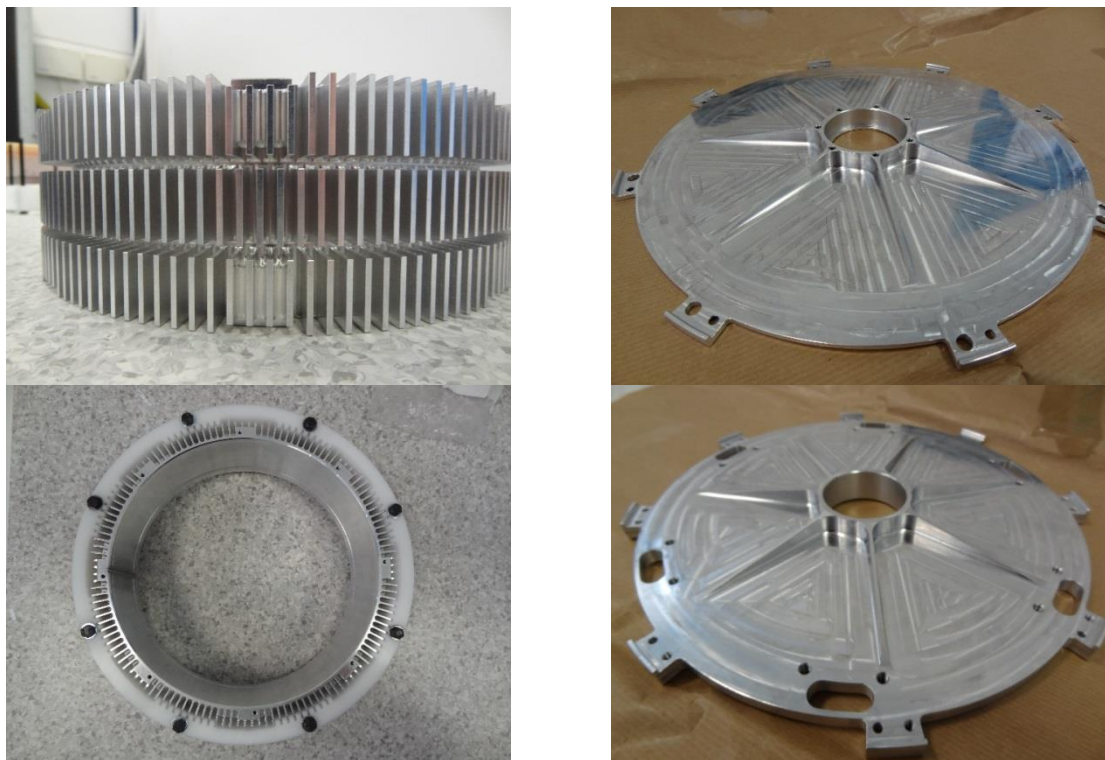


Figure 6-15 : Virole réalisée [Erneo] masse totale 2.3kg (0.6 kg flasque avant et 0.4 kg pour celui de derrier).

Enfin, la figure suivante illustre le moteur après l'assemblage.

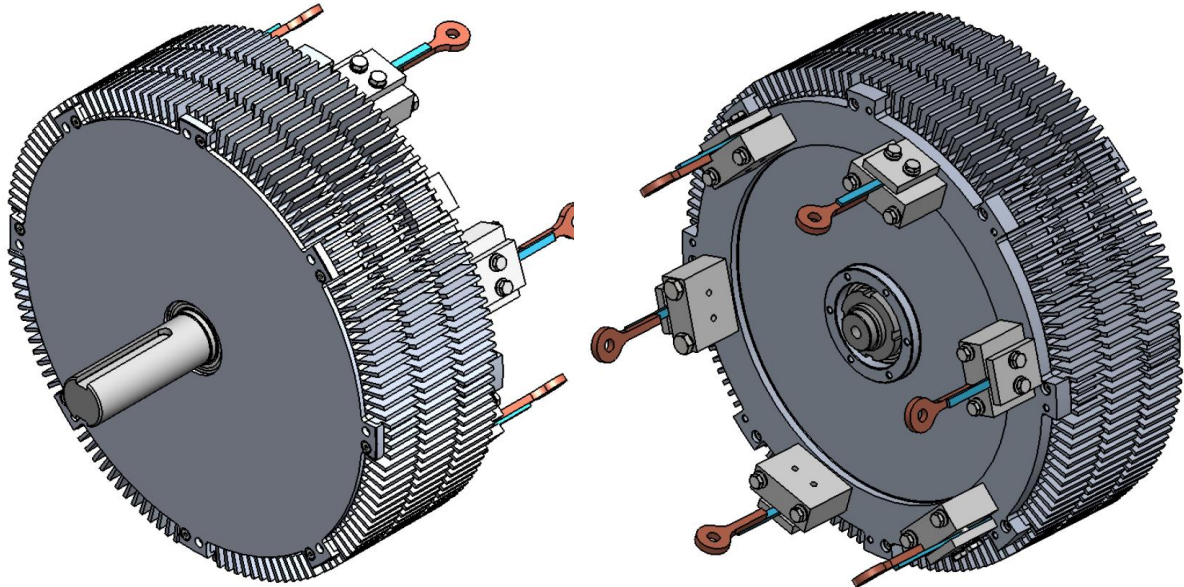


Figure 6-16 : La machine conçue une fois assemblée [Erneo] poid total 9.7 kg (active 5.7 kg) pour une puissance massique effective de 4.3 kW/kg (7.37 kW/kg).

Au moment de la rédaction de ce manuscrit, toutes les parties actives de la machine ont été réalisées. La masse totale des parties actives (i.e. stator, rotor et bobinage) est de 5.7 kg, et la masse effective du prototype est de 9.7 kg, pour un volume de 2.71 l. Ainsi, la machine possède une densité de couple de 28 Nm/kg (soit 60 Nm/l), qui est largement supérieure aux densités de couple des machines radiales conventionnelles Tableau 6-2 (le Yasa-400 est une machine discoïde). Il en est de même pour la puissance massique, égale à 7.37 kW/kg, si l'on considère les mêmes conditions de refroidissement (même coefficient d'échange convectif α_{rad} pour une technologie de refroidissement de type TEFC¹⁹).

[Réf.]	P [kW]	N _m [tr/mn]	U _{dc} [V]	I _{ph} [A]	Tech. Refr.	J [A/mm ²]	A _{load} [kA/m]	Vol [l]	m _{tot} [kg]	η [%]	P _{dm} [W/kg]	C _{dm} [Nm/kg]	C _{dv} [Nm/l]
MHF 1833 Hz	42	2500	300	185	TEFC	46	50	2.71	5.7	92	7.36	28 (16.5 ^{II})	60
Yasa-400 ^[3]	70	4500	800	450	OJC ²⁰			≈ 4 ^{III}	24	>95	6.9	10.4	≈54
Generator ^[2]	170	6250	580 ^I	131	WJC ²¹			11.18	24.4	>95	7	10.7	23
E-Motor ^[2]	264	2500	580	218	WJC			41.17	50 ^{II}	95	>5	20 ^{II}	24
MHF ^[1] 1666 Hz	26	5000	45	355	Non définit	24	36	1.42	4.5	94	4.46	10	33
MEMS ^[1]	42	8000	90	285	TEFC	6	18	4.43	29.63	97	1.4	1.7	11

Tableau 6-2 : Résumé des prestations des machines hautes performances recensées

[1] = [Boubaker-16], [2] = [Siemens] et [3] = [Yasa Motors]

(I : U_{ph}, II : masse comprenant la virole et III : estimé).

Il est à noter qu'un couple de 228Nm (85.5 Nm/l) peut être appliqué pendant 20-30s pendant les fonctionnements transitoires du VTOL comme pendant la phase de démarrage.

¹⁹ *Totally Encoled Fan Cooled (Machine)* : Machine complètement étanche refroidi par un ventilateur externe.

²⁰ *Oil Jacket Cooled (Machine)* : Machine refroidie par une chemise à huile autour de la virole.

²¹ *Water Jacket Cooled (Machine)* : Machine refroidie par une chemise à Eau/Glycole autour de la virole.

7. Conclusion générale et perspectives

Dans ces travaux, une étude multiphysique d'une machine très compacte a été effectuée. Une attention particulière est apportée à la minimisation des pertes HF dans le bobinage et dans les aimants. Cela a nécessité une étude de maximisation des échanges thermiques permettant d'évacuer des pertes spécifiques inhabituelles en lien avec le fonctionnement haute fréquence électrique de cette machine. Pour ce faire, des modèles électromagnétiques et thermiques EF ont été développés.

L'analyse des résultats ainsi obtenus a permis de mieux comprendre les phénomènes HF en identifiant les paramètres sensibles, utiles à la minimisation des pertes ainsi générées. Cela a mis en évidence les atouts d'une configuration combinant des barres massives avec la haute fréquence.

L'originalité de ces travaux est l'étude approfondie d'une configuration à barres massives distribuées en quartiers. Grâce à une telle répartition, un élevé nombre de pôles peut être placé au rotor et la taille des chignons réduite. Ceci permet d'atteindre des fréquences de l'ordre de 2 kHz et des couples massiques en rupture. Ces modèles ont été intégrés pour le pré dimensionnement d'une machine répondant à un cahier des charges défini par Safran.

Des études aux EF supplémentaires ont permis de répondre à des contraintes sévères pour une application de propulsion aéronautique. Ainsi, en prenant en compte les différentes contraintes de fonctionnement et de faisabilité, nous avons pu aboutir à une machine à forte compacité dont les performances ont été analysées numériquement. Pour conclure, les différentes étapes de réalisation du prototype, les difficultés rencontrées ainsi que les solutions proposées ont été décrites.

Le montage du prototype sur le banc d'essai n'étant pas encore finalisé, les résultats expérimentaux n'ont pas pu être obtenus. Cela représente la perspective principale afin de valider nos résultats. Ci-après le schéma pour les essais en charge envisagés :

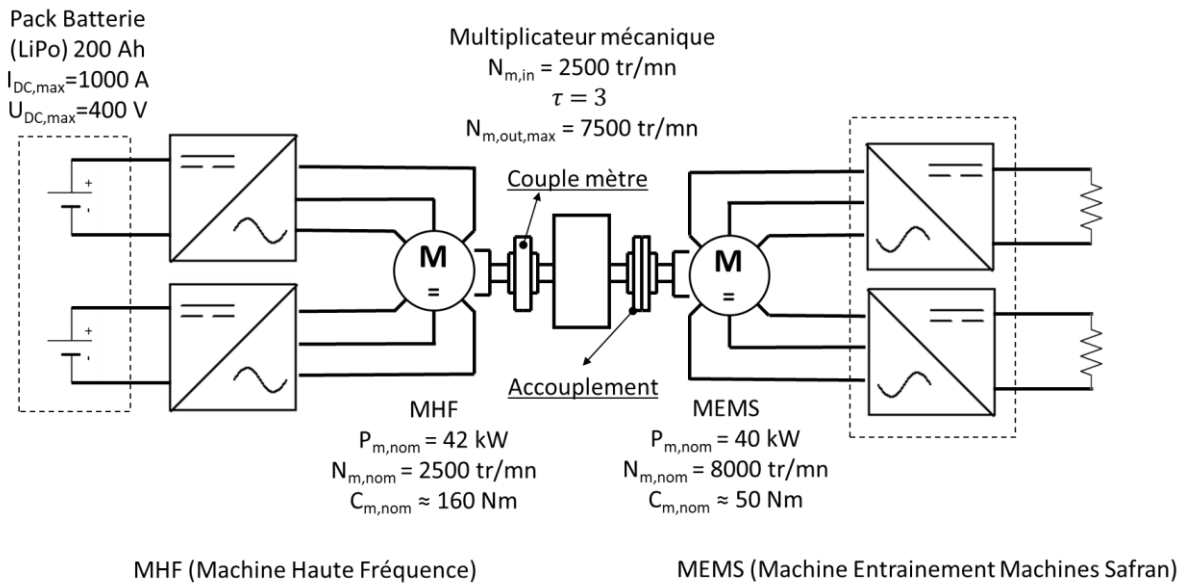


Figure 7-1 : Schéma du banc d'essais en charge.

Le banc d'essais est équipé de moyens de mesure directe du couple et d'une machine d'entraînement (MEMS : 8 ktr/min ; 42 kW) tarée dans [Boubaker-16]. Le moteur de test est équipé de 11 capteurs de température PT100 répartis sur les têtes des bobines (3 unités de chaque côté, espacées de 120 degrés), sur la virole (3 unités) et sur les roulements (2 unités de chaque côté). Ceci permettra de monitorer la température de fonctionnement lors d'un test pour un profil de couple donné. Un ventilateur externe alimenté indépendamment fournira le flux d'air défini par le cahier des charges. Afin d'évaluer la vitesse de l'air et sa distribution le long des ailettes, un anémomètre (type Testo 405i) sera utilisé. Une visualisation complémentaire de température pourra être effectuée via l'utilisation d'une caméra thermique utile à identifier des éventuels points chauds.

À la suite de l'étude de faisabilité et de la fabrication de ce prototype, différents points critiques ont été identifiés dont certains d'entre eux ont été complètement résolus. Le montage d'aimants sur une culasse magnétique ne pose pas de problème lors de l'assemblage, des arcs d'aimants réduits seraient envisageables, néanmoins la vraie limitation reste liée au pas d'encoche déjà très limité.

Enfin, des tests ultérieurs seraient nécessaires afin d'évaluer la faisabilité d'un bobinage en aluminium. Toutefois, à la suite des essais de soudure les hautes températures atteintes localement dans le cas du cuivre font douter de la possibilité d'un passage à un bobinage en aluminium suivant le procédé détaillé auparavant. Une des pistes identifiées, permettant d'accroître ultérieurement la puissance massique, de notre configuration à barre massives par quartiers et de simplifier le process de fabrication, est offerte par la fabrication additive.

Cela permettrait à la fois de simplifier le process de fabrication par suppression des soudures, améliorerait l'échange thermique par l'accroissement du coefficient de remplissage et/ou par l'ajout d'un refroidisseur intégré. D'autre part, l'isolation électrique serait plus simple à mettre en œuvre et à garantir. Une isolation à base de matériaux thermoconducteurs céramiques pourrait être mise en place selon le procédé détaillé

dans [Iosif-16] réduisant la résistance thermique équivalente. Ceci permettrait d'accroître ultérieurement la puissance massique. Nous introduisons donc brièvement cette perspective.

Les connexions au niveau des têtes de bobine du bobinage à barres envisagé sont, malgré tout, très complexes à effectuer. La technique de fabrication additive (FA) pourrait être une solution pour simplifier ce procédé et augmenter le taux de fiabilité et de répétabilité. Les procédés de fabrication additive permettraient, d'ailleurs, d'intégrer le refroidisseur à la pièce cf. §2.3.2.2. L'obtention de géométries d'échange complexes optimisées est donc envisageable et encouragée, ouvrant les portes à des configurations inimaginables avec des procédés conventionnels.

L'objectif est non seulement de rajouter le radiateur au bobinage mais aussi de simplifier le montage et d'augmenter la qualité de connexions en éliminant des points de fragilisation (brasage). Le passage vers un procédé FA permettrait donc :

- ✚ Un gain très important en masse → Aluminium Vs Cuivre ;
- ✚ Une suppression des soudures par brasage assurant une bonne tenue mécanique ;
- ✚ Une réduction du pas d'encoche (compacité) ;
- ✚ Une augmentation de la surface d'échange en rajoutant des ailettes optimisant l'échange thermique avec le carter ;
- ✚ Une possibilité d'ajuster l'épaisseur selon le besoin le long du profil ;
- ✚ Une évolution possible de la forme du profil en fonction des études électromagnétiques et thermiques → optimisation topologique.

Les fonctions objectives à minimiser sont la masse et les pertes Joule générées, tandis qu'un problème à résoudre est représenté par l'isolation entre bobine et la virole lorsque les surfaces en contact augmentent, comme dans le cas illustré en Figure 2-40-a.

Les matériaux et les procédés utilisés en fabrication additive

Les procédés FA envisageables sont multiples à ce jour les procédés par fusion sur lit de poudre semblent être les plus avantageux. Nous rappelons qu'ils peuvent être de type :

- ✚ Indirect : connue sous le sigle de SLS (« *Selective Laser Sintering* ») ou frittage indirect pour des pièces métalliques ferreuses ;
- ✚ Direct : connue sous le sigle de SLM (« *Selective Laser Melting* », pour frittage direct pour des pièces métalliques non ferreuses (e.g. : Aluminium) ;

Il existe bien sûr d'autres procédés, on peut citer la fabrication additive par fusion par faisceau d'électrons (EBM pour *Electron Beam Melting*), mais aussi l'impression 3D par jet de liant ou « *Binder Jetting* » (ou « Inkjet binder »). Cette dernière technique est un procédé d'impression 3D qui, contrairement aux autres, ne nécessite pas d'énergie thermique lors du process. Cela élimine toutes sources de contrainte résiduelle. Un agent liquide liant est déposé sur des fines couches de poudre (à base de céramiques, ou métalliques).

Dans le cas du procédé EBM, la pièce est obtenue sous vide et la source de chaleur est constituée par un faisceau d'électrons ayant une densité d'énergie beaucoup plus importante que celle employée dans le procédé SLM. Dans ces deux derniers cas, une solution consiste à réduire le gradient de température entre les couches déposées et la pièce en production en augmentant la température de cette dernière. L'EBM, contrairement aux procédés sur lit de poudre permettrait d'atteindre des vitesses de fabrication beaucoup plus élevées, mais avec des résolutions réduites [Vayre-14].

Quel que soit le procédé utilisé les paramètres tels que l'épaisseur de la couche, l'espacement des hachures, la puissance utilisée pour fondre le matériau et la vitesse d'avancement doivent être optimisés afin de réduire les porosités augmentant la densité de pièce.

L'étude des propriétés mécaniques des matériaux métalliques et non métalliques obtenues par FA a fait l'objet de différents articles et de journaux scientifiques. A contrario, les caractéristiques électriques (résistivité électrique) et thermique (c_p et λ) ont été moins investiguées et analysées [Tran et al.] - [Silbernagel-18]. Ces études montrent la difficulté à ce jour d'obtenir des pièces en cuivre par FA. Effectivement, comme expliqué dans [Tran et al.], en raison de la haute conductivité thermique du cuivre, la zone en fusion subit une dissipation rapide de la chaleur qui cause des gradients thermiques locaux élevés, entraînant un délaminage Figure 7-2. Dans le meilleur des cas, la densité relative maximale obtenue pour des alliages à base de cuivre est de l'ordre de 95% [Gu] contre 99.5 % [Buchbinder-01] dans le cas d'alliages à base d'aluminium. L'énergie élevée nécessaire à obtention de bonnes propriétés dans le cas du cuivre endommage les buses des imprimantes 3D [Tran et al.]. Des problèmes d'oxydation naissent à la surface des cordons en cuivre.

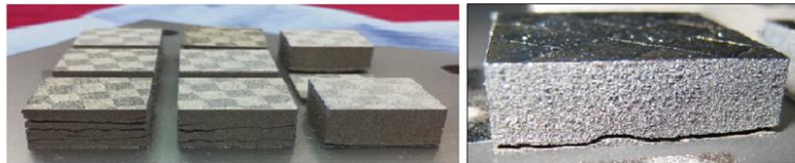


Figure 7-2 : Délamination de pièces obtenues par FA [K. Kempen et al.].

Pour ce qui concerne les alliages à base d'aluminium, dans [Silbernagel-18], un traitement thermique est utilisé pour améliorer les caractéristiques électriques des pièces obtenues en $\text{AlSi}_{10}\text{Mg}$ par FA. Les caractéristiques sont alors comparées relativement à celles du Cuivre obtenu par procédé conventionnel. On fait alors référence à l'index IACS (*International Annealed Copper Standard*), unité de mesure standardisée exprimant la conductivité de matériaux non magnétiques, par rapport à celle du cuivre ($1.7241 \mu\Omega \cdot \text{cm}$ à 20°C indiqué par la IACS) obtenu par procédé conventionnel, suivant des essais utilisant la méthode des courants de Foucault.



Figure 7-3: Pièces en cuivre obtenues par FA [Vialva-18].

Dans [Silbernagel-18] il a été constaté que les traitements thermiques ultérieurs entraînaient une résistivité de 33% inférieure à celle des pièces non traitées, rendent la microstructure homogène. Ensuite, un traitement de surface assure son isolation à la corrosion et sa finition. [Raab-16] montre pouvoir obtenir des pièces en cuivre de très haute densité (environ 99.95%), d'une résistivité de $1.791 \mu\Omega\cdot\text{cm}$ (96.24% IACS) à travers un procédé par fusion par faisceau d'électrons (EBM pour « *Electron Beam Melting* »). Cependant, il est intéressant de noter que les cuivres purs commerciaux ont souvent des valeurs de conductivité IACS supérieures à 100%, car les techniques de traitement se sont améliorées depuis l'adoption de la norme en 1913 et que d'avantage d'impuretés peuvent maintenant être éliminées du métal.

Nous avons vu au chapitre § 4.2.2.1 (Figure 4-22, Figure 4-30 et Figure 4-36) qu'il est possible de minimiser les pertes AC en augmentant, de manière appropriée, la résistivité des barres. Il est en effet possible par fabrication additive de modifier la résistivité de la pièce en fabrication. Le gradient réel dépendra de multiples paramètres tels que : l'épaisseur de la couche de matériau déposée, de la profondeur de la masse fondue etc...[Todd]

Pour résumer, les fonctions à assurer sont les suivantes :

- ✚ *Thermique* : Evacuation des calories générées par effet Joule ;
- ✚ *Aéraulique* : Si l'échange par convection est prédominant (virole non étanche) canalisation du flux d'air (perte de charge, surface d'échange, rugosité...) ;
- ✚ *Electrique* : Résistivité telle à minimiser les pertes HF.

Mais aussi :

- ✚ *Structurelle* : Tenue mécanique, interface de contact optimale, tenue à fatigue des jonctions avec les extrémités du bobinage (dilatation thermique différentielle) ;

La minimisation des pertes HF dans les conducteurs massifs nous a fait tendre vers des encoches semi fermées, qui nous empêchent, néanmoins, un préformage des bobines à l'extérieur de la machine, et augmente la difficulté de fabrication d'un bobinage à barres. Afin d'insérer chaque quartier dans le stator, il serait possible d'exploiter la technique plug-in, souvent utilisée dans les cas où on utilise un bobinage concentré sur dent. Dans notre cas, on propose la solution suivante :

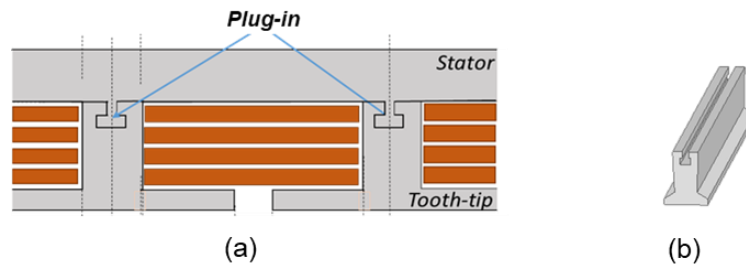


Figure 7-4 : La technique « plug-in » à queue d'aronde envisagée (a) détails de la dent (b).

L'ensemble des dents est monté à leurs places respectives entre chaque cavité de la bobine, et est maintenu en position par un masque préformé. Par la suite, la culasse magnétique, plus particulièrement ses extrémités à queue d'aronde, Figure 7-4 (a), est glissée à l'intérieur de chaque dent Figure 7-4-b. Le quartier obtenu par coulage sous pression ou par fabrication additive en une seule pièce est illustré en Figure 7-5.

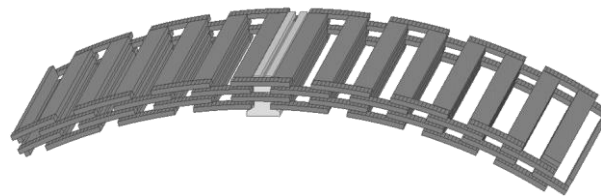


Figure 7-5 : La bobine (à 4 conducteurs en série) obtenue par FA en une pièce unique avec une des dents insérées.

La Figure 7-6 est une vue éclatée d'un stator d'une machine électrique synchrone ayant un bobinage concentré par quartiers en barre massives et comportant un stator feuilleté obtenu en pièces détachées comportant 90 dents, Figure 7-4 (b), et une culasse magnétique dans laquelle des clips à queue d'aronde émergent, Figure 7-4 (a). Ces parties émergentes de la culasse sont utilisées pour fixer les dents et assembler le bobinage au sein du stator.

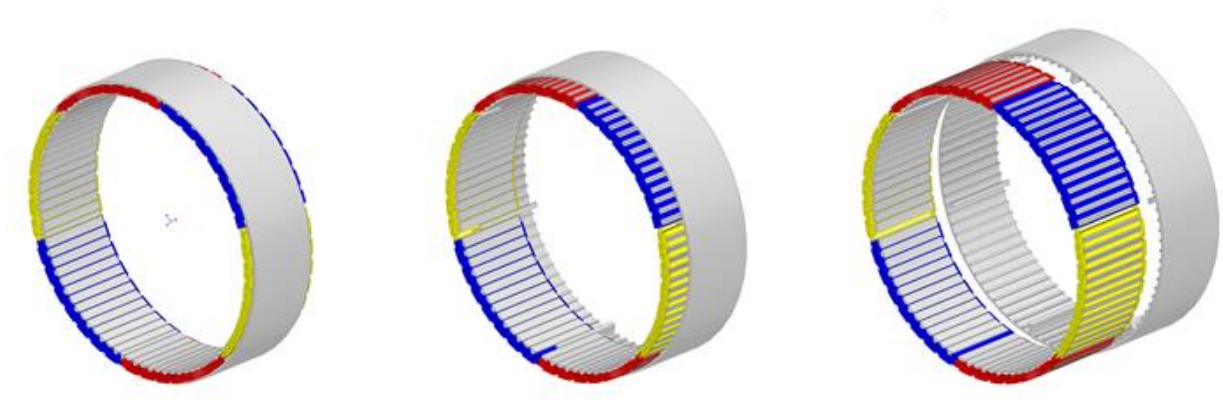


Figure 7-6 : Insertion de la culasse magnétique par glissement.

Dans ce cas les points chauds identifiés précédemment (Figure 6-4) sont éliminés, minimisant la résistance thermique à l'évacuation des calories générées, permettant d'augmenter les performances de la machine.

I. Annexe : Isolants

Ci-après la table résumant la classe d'isolation des matériaux isolants les plus répandues dans la construction des machines électriques :

Classe d'isolation IEC 60085	Intervalle de température permis (°C) ²²	Matériaux d'isolement typiques
Y	>90 - 105	Papier, soie, coton, caoutchouc naturel vulcanisé, thermoplastiques qui ramollissent au-dessus de 90 ° C
A	>105 - 120	Matériaux organiques tels que le coton, la soie, le papier, certaines fibres synthétiques
E	>120 - 130	Polyuréthane, résines époxy, polyéthylène téréphtalate et autres matériaux ayant une durée de vie utile à cette température
B	>130 - 155	Matériaux inorganiques tels que le mica, les fibres de verre
F	>155 - 180	Matériaux de classe IEC 130 avec des liants stables à la température la plus élevée
H	>180 - 200	Silicone à base d'élastomères et matériaux inorganiques de classe IEC 130 avec liants à haute température
N (Class NEMA/UL) ²³	>200 - 220	Comme pour la classe B, y compris le téflon
R (Class NEMA/UL)	>220 - 250	Comme pour la classe IEC 200 du téflon
S (Class NEMA/UL)	>250	Films en enamel polyimide (Pyre-ML), en polyimide (Kapton et Alconex GOLD) ou matériaux céramiques

Tableau I-1 : Classes d'isolation.

²² International Electrotechnical Commission Standard 60085 Electrical Insulation- Thermal Evaluation and Designation, 3rd edition, 2004 ,page 11 table 1

²³ NEMA National Electrical Manufacturer Association

II. Annexe : Indice de protection

Ci-après la table illustrant l'indice de protection, issu des normes IEC/EN60034-5 et EN60529, pour des systèmes électriques :

1 ^{er} chiffre Protection corps solides		2 ^{ème} chiffre Protection liquides	
Indice IP	Signification	Indice IP	Signification
0	Aucune protection	0	Protection contre la chute verticale de gouttes d'eau
1	Protection solide de > 50 mm de diamètre	1	Protection contre la chute des gouttes d'eau jusqu'à 15° de la verticale
2	Protection solide de > 12 mm de diamètre	2	Protection contre la pluie jusqu'à 60° de la verticale
3	Protection solide de > 2.5 mm de diamètre	3	Protection contre la projection d'eau provenant de toutes directions
4	Protection solide de > 1 mm de diamètre	4	Protection contre le jet d'eau provenant de toutes directions
5	Protection contre la poussière	5	Protection contre les paquets d'eau/de jets d'eau puissants
6	Hermétique à la poussière	6	Protection contre l'immersion provisoire dans l'eau jusqu'à 1 m
		7	Protection contre l'immersion prolongée dans l'eau au-delà de 1 m
		8	Protection contre l'immersion prolongée dans l'eau au-delà de 1 m
			Protection contre le nettoyage à grande pression
		9	Protection contre l'immersion prolongée dans l'eau au-delà de 1 m
			Protection contre le nettoyage à grande pression
			Norme alimentaire

III. Annexe : Modélisation thermique

Ci-après la modélisation des échanges par convection et rayonnement exploités pour le modèle nodal développé.

Le rayonnement thermique

Les phénomènes thermiques de radiation sont souvent négligés pour le dimensionnement de machines de puissance élevée, généralement refroidies par convection forcée ou directe. Cette hypothèse est encore plus vraie dans notre cas où un important flux d'air traverse le radiateur avec des différences de température entre virole et environnement qui s'affaiblissent.

La convection naturelle et forcée

Le flux thermique par convection est exprimé par la loi de Newton, qui peut être écrite de la manière suivante :

$$\varphi_{conv} = \alpha_{conv}(T_p - T_f) \quad (237)$$

Où T_p , représente la température de la paroi et T_f , la température moyenne du fluide. A la différence de ce qui se passe dans le phénomène de transmission de la chaleur par conduction, le coefficient α [W/m²K], n'est pas une caractéristique propre du moyen de transmission, elle dépend des caractéristiques du fluide, mais aussi de son champ de mouvement. C'est une fonction complexe des caractéristiques thermophysiques du fluide, du régime du fluide, de la géométrie de la surface, de la rugosité de la surface et d'autres caractéristiques connexes. Le nombre adimensionnel de Nusselt, mesure le gain en transfert thermique par rapport au cas où le fluide est à l'arrêt et où la conduction est le seul autre moyen d'échange thermique.

$$Nu = \frac{\varphi_{conv}}{\varphi_{cond}} = \frac{\alpha_{conv} D_h}{\lambda_{air}} \quad (238)$$

Il est donc défini comme le rapport entre le flux thermique en convection sur le flux de chaleur échangé par conduction, comme indiqué dans la formule reportée ci-dessus [Incropera 7th]. Dans laquelle D_h , représente le diamètre hydraulique, qui dans le cas d'un cylindre creux est égal à deux fois à la distance entre les deux parois cylindriques.

$$D_h = \frac{4S_{entrefer}}{P_{entrefer}} = \frac{4\pi \frac{(D_{ex}^2 - D_{in}^2)}{4}}{\pi(D_{ex} + D_{in})} = D_{ex} - D_{in} = 2g \quad (239)$$

La température T_f mérite un peu plus de réflexion. Dans le cas où le fluide se déplace dans une section délimitée par une surface fermée (écoulement interne) par température du fluide, on assume une température moyenne appropriée. Dans le cas, contraire, d'écoulement le long d'une surface ouverte, la température de la zone de fluide non perturbée, c'est-à-dire la zone dans laquelle l'effet de la présence de la paroi n'affecte pas le fluide, est assumée comme étant la température caractéristique T_f du fluide.

Le cas de la couche limite est particulier, en fait, le gradient de température dans cette zone n'est pas constant, comme il le serait dans le cas de la conduction, mais il est fonction de la distance y de la paroi et évolue le long de la paroi. Le nombre de Prandtl fait le lien entre couche limite thermique et la couche limite fluidodynamique, et dans le cas de l'eau et de l'air il est presque égal à 1. Dans cette condition la couche limite thermique et la couche limite de vitesse ont une allure similaire [Verda-15].

$$Pr = \frac{c_p \mu}{\lambda} = \frac{\nu}{a} = \frac{\text{diffusivité de la quantité de mouvement}}{\text{diffusivité de l'énergie thermique}} \quad (240)$$

Dans les phénomènes de convection forcée, on a donc que le nombre de Nusselt dépend du régime de mouvement du fluide (du nombre de Reynolds), et du nombre de Prandtl. Les propriétés du fluide sont souvent moyennées le long de la surface d'intérêt. Le nombre de Nusselt est donc fonction de :

$$Nu = f(Re, Pr, L) \quad (241)$$

L'expression du nombre adimensionnel de Nusselt est extraite de la théorie des couches limites et pour des géométries, qu'on pourrait appeler canoniques, des expressions spécifiques existent.

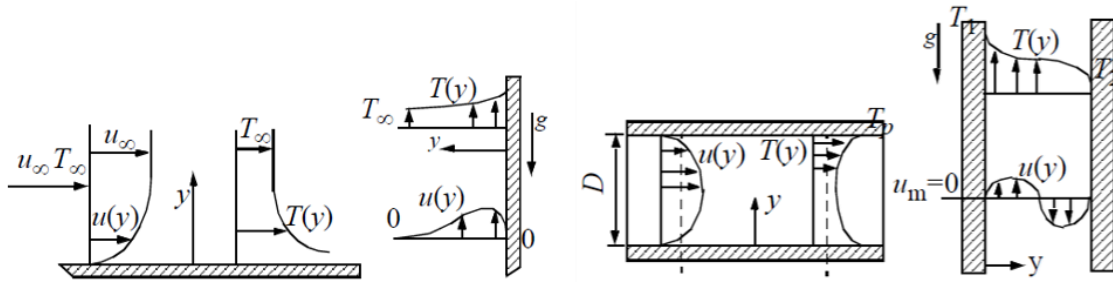


Figure III-1 : Profils de vitesse et de température en convection forcée et naturelle pour un écoulement externe et interne [Incropera 7th].

Le coefficient de transfert de chaleur par convection de l'air dans le cas d'un cylindre est alors égal à :

$$\alpha_{conv\ st/air} = \frac{\lambda_{air} Nu_{air}}{D_{cyl}} \quad (242)$$

Le phénomène de la convection naturelle est strictement lié à la force dite volumique et donc au champ gravitationnel et aux variations de densité du gaz en question. Le mouvement des particules de gaz est déterminé par des gradients locaux de densité volumique. En exploitant la théorie de Boussinesq, il est possible d'évaluer le coefficient d'échange thermique pour un cylindre horizontal, donnée par Churchill et Chu pour un cylindre horizontal [Churchil&Chu], de la suivante manière :

$$Nu_{cyl,hor} = \left\{ 0.60 + \frac{0.387 Ra_{air}^{1/6}}{\left[1 + \left(\frac{0.599}{Pr_{air}} \right)^{9/16} \right]^{8/27}} \right\}^2, \quad for\ Ra_{air} \leq 10^{12} \quad (243)$$

Où le numéro de Rayleigh est évalué de la suivante manière :

$$Ra_{air} = Gr_{air} Pr_{air} = \frac{g \beta_{air} D_{cyl}^3 (T_p - T_{air})}{\nu_{air} \lambda_{air}} \quad (244)$$

$$Pr_{air} = \frac{c_{p_{air}} \mu_{air}}{\lambda_{air}} \quad (245)$$

Le numéro de Grashof est

$$Gr_{air} = \frac{g \beta_{air} D_{cyl}^3 (T_p - T_{air})}{\nu_{air}^2} \quad (246)$$

Il représente le rapport entre les forces de flottabilité et les forces visqueuses. D_{cyl} est le diamètre du cylindre considéré.

La convection naturelle est souvent négligée dans les cas où le refroidissement est de type forcé. Cependant il faut faire la distinction entre convection interne et convection externe, en fait si on considère le cas auparavant considéré c.-à-d. d'un moteur électrique de classe IP55 (voire annexe II) le refroidissement forcé est extérieur et seulement à l'extérieur la convection naturelle peut être négligée. En fait, surtout à basse vitesse avec un rotor lisse le mouvement de l'air autour des têtes de bobines est quasi exclusivement dû à des variations locales de la densité du gaz piégé par l'enveloppe.

Dans le cas où les échanges par convection se font au travers d'un gaz les coefficients de transfert de chaleur sont souvent trop réduits par rapport au cas où le fluide de refroidissement est un liquide. Afin d'augmenter le transfert thermique, il est nécessaire augmenter la surface d'échange. Pour des questions d'encombrement, la solution consiste à opter pour des surfaces avec des ailettes. Le principe exploité dans le cas où le refroidissement est de type non forcé est celui des cheminées. En amplifiant les gradients de densité volumique on augmente la vitesse des particules de gaz en quittant les ailettes (ailettes circonférentielles). Afin d'augmenter encore plus le flux de chaleur, le gaz, habituellement de l'air, est brassé par une hélice (ventilateur) qui peut être directement montée sur l'arbre mécanique ou entraîné par un autre moteur électrique. Les ailettes sont alors longitudinales et parcourent la machine le long de la direction axiale. Dans ce cas, l'avantage est clairement celui de pouvoir régler la vitesse des pales de manière à garder constante la température de fonctionnement ce qui est particulièrement avantageux pendant les transitoires pendant lesquels des appels en courant de fortes amplitudes ont lieu.

Le problème de transfert de chaleur par des ailettes est assez complexe mais étudié de manière approfondie dans la littérature comme dans [Incropera 7th]. Pour ce faire, une simplification est effectuée en considérant l'ailette complètement adiabatique à son extrémité comme illustré en Figure III-4 [Karlsson-14].

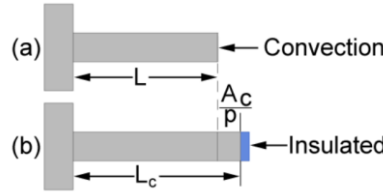


Figure III-2: Longueur d'ailette corrigée avec extrémité d'ailette isolée sur la (b) équivalente au cas réel d'ailette avec une extrémité soumise à convection (a) [Karlsson-14].

Avec S_t la surface transversale d'une ailette à son extrémité, S sa surface latérale et p_e le périmètre

$$H_{f,c} = H_f + \frac{S_c}{p_e}, \text{ avec } S_c = S + S_t \quad (247)$$

La hauteur de l'ailette est donc virtuellement allongée pour tenir compte de la simplification optée par le modèle analytique.

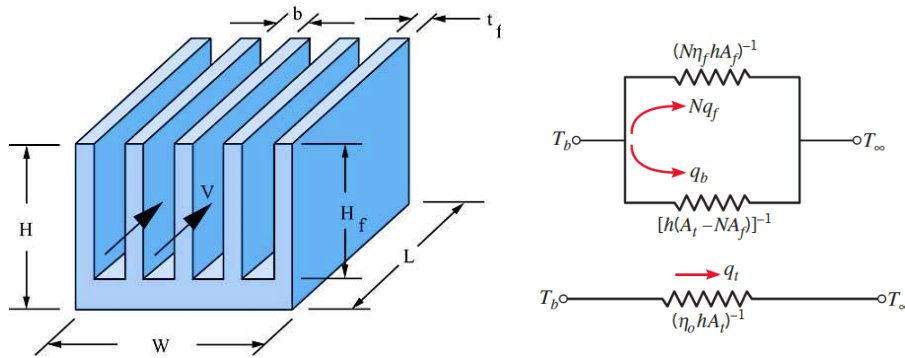


Figure III-3: Paramètres géométriques définissant la géométrie des ailettes [Incropera 7th].

En vertu du fait que la température varie le long de la dimension $H_{f,c}$, un coefficient correcteur, efficacité de l'ailette, déterminée de manière analytique, est introduit :

$$\eta_{s,f} = \frac{\text{Flux effectivement évacué par l'ailette}}{\text{Flux évacué par l'ailette si toute l'ailette était à la } T_{\text{base}}} = \frac{\tanh(\omega H_{f,c})}{\omega H_{f,c}} \quad (248)$$

Elle définit les performances d'une ailette en comparant le flux dissipé à celui qui serait dissipé dans une ailette de mêmes dimensions mais dont la température serait uniforme et égale à celle de la base (conductivité thermique $\lambda \rightarrow \infty$, pas de résistance thermique de conduction donc pas de chute de température dans l'ailette) [Jannot-2012]. Le coefficient ω , exprimé en pourcentage, ainsi introduit, représente la solution de l'équation caractéristique (homogène) telle que celle du problème d'ailette traité dans [Incropera 7th].

$$\omega = \sqrt{\frac{\alpha_{rad} p_e}{\lambda_{air} S_t}} \quad (249)$$

Le rendement total de la surface pourvue d'ailettes est égal à :

$$\eta_0 = \frac{\varphi_{totale}}{\varphi_{max}} = \frac{\alpha_{rad} (N_{ail} S_{ail} \eta_{s,f} + S_{sans ailet}) \Delta T}{\alpha_{rad} S_{tot} \Delta T} = 1 - \frac{N_{ail} S_{ail} (1 - \eta_{s,f})}{S_{tot}}$$

Où l'aillette est considérée isolée à son extrémité et rectangulaire. Alors, l'efficacité de la surface avec des ailettes est défini de la manière suivante :

$$\varepsilon_0 = \frac{\varphi_{totale}}{\varphi_{sans\ ailette}} = \frac{N_{ail} S_{aillet} \eta_{s,f} + S_{sans\ ailette}}{S_{sans\ ailette}} \quad (250)$$

Une efficacité unitaire signifie que les ailettes n'ont aucun apport dans la transmission de la chaleur. Tandis que des valeurs de $\varepsilon_0 < 1$ signifient qu'au contraire elles ont une action isolante, augmentant la résistance thermique au lieu que de la réduire. Lorsque $\varepsilon_0 > 1$ le transfert de chaleur est accru, mais η_0 doit être suffisamment élevé pour en justifier les coûts et les masses additionnelles associées. L'augmentation de la hauteur de l'aillette permet d'accroître l'efficacité de l'aillette, néanmoins, cela n'augmente pas indéfiniment. Une règle générale dans le dimensionnement de refroidisseurs à ailettes parallèles est représentée par la relation (248) comme détaillé dans le suivant tableau :

$\omega H_{f,c}$	$\tanh(\omega H_{f,c})$
0.1	0.1
0.2	0.197
0.5	0.462
1.0	0.762
1.5	0.905
2.0	0.964
2.5	0.984
3.0	0.995
4.0	0.999
5.0	1.000

Tableau III-1 : Variation du flux effectivement évacué en fonction de la hauteur de l'aillette [Karlsson-14].

Le débit d'air nécessaire pour évacuer la totalité des pertes est évalué de la manière suivante [Pyrhonen-2nd] :

$$F_{a,m} = \frac{P_{tot,loss}}{\rho_{air} c_{p,air} \Delta T_{in,out}} \quad (251)$$

Où $P_{tot,loss}$ est la somme des pertes dans la machine et $\Delta T_{in,out}$ l'échauffement admissible du fluide de refroidissement. A l'inverse, si le flux d'air est imposé, il est possible d'extraire l'élévation de température $\Delta T_{in,out}$. La manière la plus simple de modéliser le fluide est celle consistant à assumer une température moyenne constante à laquelle les propriétés du fluide sont évaluées. Plus le gradient de température entrée et sortie du fluide est petit, plus on suppose ces résultats proches de la réalité. Il serait pourtant plus précis, comme indiqué dans [Di Gerlando 93], de subdiviser, suivant la direction axiale, la machine en différents secteurs cylindriques adjacents, puisque les propriétés et la vitesse du fluide varient le long des ailettes.

$$v_{a,m} = \frac{F_{a,m}}{N_{ail} \left(\frac{\pi D_{hy,ail}^2}{4} \right)} \quad (252)$$

Où $D_{hy,fin}$ est le diamètre hydraulique, c'est-à-dire le diamètre effectivement « baigné » par le fluide.

$$D_{hy,ail} = \frac{4bH_{f,c}}{b + 2H_{f,c}} \quad (253)$$

De cette manière, il est possible de définir le nombre de Reynolds comme suit :

$$Re_y = \frac{v_{a,m} D_{hy,ail} \rho_{air}}{\mu_{air}} \quad (254)$$

Alors le coefficient de Nusselt, moyenné le long de la surface considérée (qui exprime le rapport entre le flux de chaleur extrait par convection et celui qui serait extrait par l'air par conduction) est donnée par la relation suivante :

$$Nu_{ail} = \left\{ \frac{1}{(Re_y Pr_{air}/2)^3} + \frac{1}{\left[(0.664 \sqrt{Re_y})^3 \sqrt{Pr_{air}} \sqrt{1 + 3.65/\sqrt{Re_y}} \right]^3} \right\}^{-1/3} \quad (255)$$

$$\alpha_{rad} = \frac{Nu_{ail} \lambda_{air}}{D_{H,ail}} \quad (256)$$

Pour une convection forcée à air, le coefficient d'échange par convection est généralement compris entre 30-300 W/(Km²). D'autres formulations existent [Incropera 7th]-[Assaad-15]. La résistance thermique équivalente est donnée par :

$$R_{th,ailette} = \frac{1}{\alpha_{rad} \eta_0 S_{tot}} \quad (257)$$

Enfin, la résistance thermique du refroidisseur est donnée par la résistance équivalente des ailettes en série avec celle de la virole [Castelan-15] :

$$R_{th,tot} = R_{th,0} + R_{th,1} = \frac{R_{th,radiateur}}{2} + \frac{R_{th,ailettes}}{2} \leq \frac{(T_{virole} - T_{air,in})}{P_{pertes,tot}} \quad (258)$$

Convection dans l'entrefer

Dans les cas de refroidissement indirect, le transfert de chaleur aux interfaces d'entrefer du rotor et du stator est dominé par la rotation du rotor qui génère le flux d'air. Le régime de l'écoulement d'air est souvent défini en exprimant nombre de Taylor

$$Ta = \frac{\rho_{air}^2 \omega_m^2 r_m g^3}{\mu_{air}^2} \quad (259)$$

Où r_m est la moyenne logarithmique des rayons du stator et du rotor. La longueur d'entrefer radiale g relativement petite est prise en compte par un nombre de Taylor modifié

$$Ta_m = \frac{Ta}{F_g} \quad (260)$$

Où F_g est le facteur géométrique défini par [Pyrhonen-2nd]

$$F_g = \frac{\pi^4 \left(\frac{2r_m - 2.304g}{2r_m - g} \right)}{1697 \left[0.0056 + 0.0571 \left(\frac{2r_m - 2.304g}{2r_m - g} \right)^2 \right] \left(1 - \frac{g}{2r_m} \right)^2} \quad (261)$$

En fluidodynamique, on distingue souvent trois différents régimes d'écoulement :

- 1- L'écoulement laminaire ou stable, dans lequel les forces visqueuses sont supérieures aux forces d'inertie et l'énergie de perturbation est complètement dissipée.
- 2- L'écoulement turbulent, les perturbations ne sont plus dissipées et les phénomènes de verticités dans la direction azimutale ne sont plus négligeables.
- 3- Entre ces deux régimes d'écoulement on est en transitoire. Selon [Becker et Kaye-62], la valeur du nombre de Nusselt pour ces différents trois cas d'écoulement est :

$$\begin{cases} Nu = 2 & T_{a_m} < T_{a_c} = 1700 \\ Nu = 0.128 T_{a_m}^{0.367} & T_{a_c} < T_{a_m} < 10^4 \\ Nu = 0.409 T_{a_m}^{0.241} & 10^4 < T_{a_m} < 10^7 \end{cases} \quad (262)$$

Le coefficient de transfert de chaleur entre le rotor et l'entrefer peut s'écrire

$$\alpha_{entr} = \frac{\lambda_{air_g} Nu_{entr}}{2g} \quad (263)$$

Il est alors possible de définir une résistance équivalente associée à l'entrefer comme étant :

$$R_{th,entr} = \frac{1}{2\pi(R_{er} + l_{pm} + g)L_s \alpha_{entr}} \quad (264)$$

Ecoulement à l'intérieur de la virole

La modélisation des échanges par convection entre l'air, délimité par la virole, qui entoure le rotor, les têtes de bobines et l'arbre est très complexe à modéliser, car les conditions d'écoulement sont souvent méconnues. C'est pour cela que pour des vitesses de rotation réduites, il est usuel de négliger certains échanges par convection. Par exemple, celui entre la surface latérale des aimants et l'air, en vertu du fait que la surface d'échange est très réduite par rapport au cas déjà examiné et que la vitesse de l'air en ces points est souvent limitée.

- Ecoulement autour des têtes de bobines :

Dans [Assaad-15] un tableau récapitulatif est fourni, ici mis à jour, afin de résumer les différentes formules empiriques utilisées pour calculer le coefficient de transfert thermique par convection entre les têtes de bobines et l'air qui les entoure

$$\alpha_{conv_{tete-air}} = \begin{cases} 15(1 + 0.4v_p^{0.9}), & [\text{Schubert} - 68] \\ 20(1 + 0.425v_p^{0.7}), & [\text{Schubert} - 68] \\ 40(1 + 0.1v_p), & [\text{Di Gerlando} - 93] \\ 15.5(1 + 0.39)v_p, & [\text{Mellor} - 07] \\ 33.2(1 + 0.0445)v_p, & [\text{Stokum} - 69] \\ 41.4(1 + 0.15)v_p, & [\text{Boglietti} - 06] \\ 6.5 + (5.25^{0.65})v_p^{0.6}, & [\text{Kotrba} - 93] \end{cases} \quad (265)$$

Le terme constant dans ces expressions représente le transfert de chaleur par convection naturelle et est donc la valeur du coefficient de film à l'arrêt. La principale difficulté de ces modèles, est l'évaluation de la vitesse périphérique de l'air à considérer, car elle dépend fortement de la géométrie considérée et pour une estimation correcte, nécessiterait une modélisation CFD. Cependant, selon [Mellor-91], la vitesse de l'air, peut être estimée à partir du produit de la vitesse angulaire du rotor et du rayon logarithmique r_m des ailettes d'extrémité. Ces ailettes se trouvent sur la surface latérale du rotor avec un paramètre définissant l'efficacité ($\approx 50\%$ pour les surfaces internes des têtes de bobines et $\approx 20\%$ pour la surface externe) avec laquelle l'air intérieur est mis en mouvement.

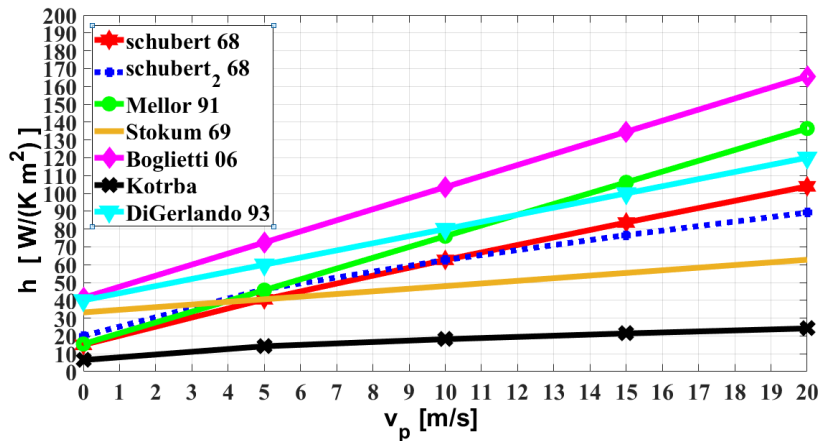


Figure III-4: Corrélations coefficients convectifs autour de têtes des bobines pour TEFC.

Une comparaison entre les différentes corrélations du coefficient convectif est donnée en Figure III-4.

L'expression fournie par [Kotrba-93] est ici utilisée par la simple raison qu'elle considère le pire cas possible, sachant que le rotor, dans notre cas, n'est pas muni d'ailettes latérales.

$$R_{III} = \frac{1}{\alpha_{conv_{tete-air}} A_3} \quad (266)$$

Dans cette relation (267), $A_3 = A_{tb}$, représente la surface des têtes de bobines [Luke-23].

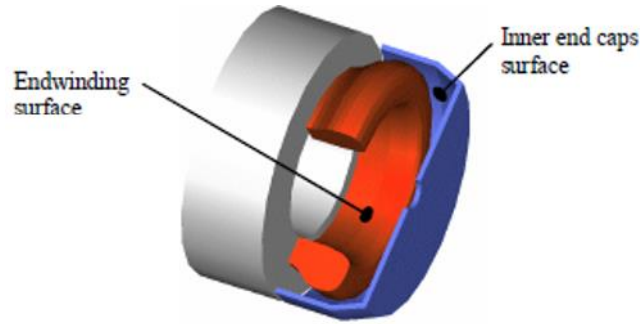


Figure III-5: Têtes des bobines, géométrie simplifiée [Boglietti]

Dans notre cas (bobinage massif), la surface des chignons est calculable analytiquement

$$A_3 = A_{tb} = \pi[(R_{es} - h_{cs}) + (R_{is} + d_1 + d_2)](d_{sd} + d_{fd} + t_{end}) \quad (268)$$

- Ecoulement de l'air interne avec la virole :

De la même manière [Kotrba-93] fournit des formulations empiriques afin d'évaluer le coefficient d'échange par convection entre l'air interne et la virole

$$\alpha_{conv_{air-hous}} = 15 + 6.75^{0.65} + v_{p,air}^{0.65} \quad (269)$$

A priori, la vitesse de l'air à l'intérieur de la virole n'est pas connue :

$$R_I = \frac{1}{\alpha_{conv_{air-hous}} A_1} \quad (270)$$

$$A_1 = 2A_{es} + A_{if} \quad (271)$$

- Ecoulement autour du rotor

Pour le transfert de chaleur aux interfaces entre le rotor et les flasques, l'écoulement est dominé par la rotation du disque du rotor qui génère le flux d'air. Le régime d'écoulement peut être défini en exprimant le nombre de Reynolds :

$$Re_y = \frac{\omega_{air} R_{rotor}^2}{\nu_{air}} \quad (272)$$

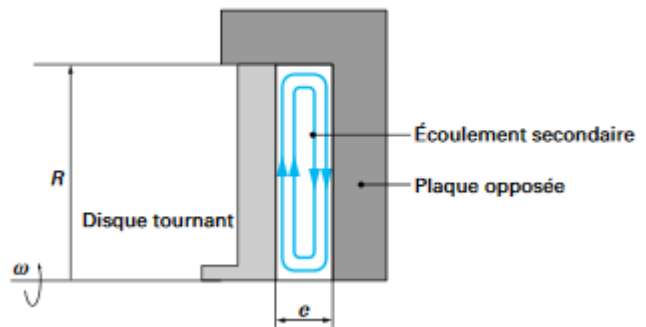
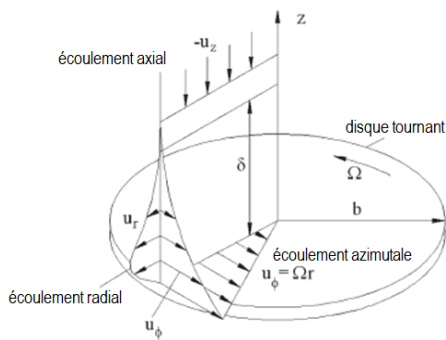


Figure III-6: Disque tournant en espace libre [Howey-12].**Figure III-7: Disque tournant en espace clos [Bertin-99].**

Dans le cas où la cavité est caractérisée par un facteur de forme e/R inférieure à 0.2 [Bertin-99] nous fournit une formulation exprimée par les travaux de [Kreith-11] pour évaluer le nombre de Nusselt en fonction du nombre de Reynolds et de Prandtl.

$$Nu_{\infty} = \frac{4a_1}{2b_1 + 1} Re_y^{b_1} a_1^{b_2} \quad (273)$$

Où les paramètres a_1 et b_1 sont donnés par le tableau suivant :

Domaine de validité	Condition de la paroi	a	b_1	b_2	Régime d'écoulement
$Re_y < 1.8 \cdot 10^5$		22	0.5	0.44	Laminaire
$Re_y > 2.5 \cdot 10^5$	Température uniforme	0.024	0.8	0.6	Turbulent
	Flux uniforme	0.031	0.8	0.6	

Tableau III-2: Paramètres caractéristiques pour l'évaluation du coefficient de Nusselt selon la relation ci-dessus [Assaad-15].

Comme reporté dans [Assaad-15], dans le cas contraire où e/R supérieure à 0.2, une autre relation est à utiliser, fournie par [Kreith-11] :

$$Nu_{\infty} = 0.36 \sqrt{Re_y} \left(\frac{r_c}{R_{rotor}} \right)^2 + 0.015 Re_y^{0.8} \left[1 - \left(\frac{r_c}{R_{rotor}} \right)^{2.6} \right] \quad (274)$$

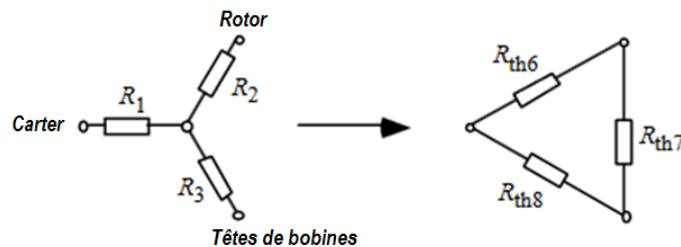
$$r_c = \frac{R_{arbre}}{2} \quad (275)$$

Dans les deux cas, le coefficient d'échange convectif est fonction de la distance e , espace entre le rotor et le flasque.

$$\alpha_{conv_{rot-air}} = \frac{\lambda_{air_rotor} Nu_{\infty}}{e} \quad (276)$$

$$R_{II} = \frac{1}{\alpha_{conv_{rot-air}} \pi (R_{er}^2 - R_{arbre}^2)} \quad (277)$$

Enfin, afin de simplifier le réseau nodale thermique [Lindström-99] propose la transformation suivante :

**Figure III-8 : Transformation étoile triangle pour simplifier le schéma thermique au niveau de l'air interne [Kylander-95]- [Lindström-99].**

A basse vitesse de rotation, si les têtes de bobine sont en contact avec les flasques via la résine de surmoulage, cf. §2.3.2.2, le transfert de chaleur se fait prioritairement par conduction.

Ecoulement externe à la virole

- Ecoulement autour de l'arbre :

Dans [Etemad], on retrouve une méthode d'identification apte à la mesure du nombre de Nusselt pour un intervalle de Reynolds de 0 à 65400. La corrélation empirique suggérée est

$$Nu_{arbre} = 0.076 Re_y^{0.7} \quad (278)$$

Où

$$Re_y = \frac{v_{p,arbre} D_{arbre} \rho_{air}}{\mu_{air}} \quad (279)$$

Dans notre modélisation, nous négligerons la convection entre les surfaces de l'arbre et l'air contenue dans les cavités internes, en raison d'une faible différence de température, et d'une surface d'échange réduite.

La variation des coefficients d'échange avec la température dépend du type d'échange : cette variation est tout à fait négligeable en cas de conduction thermique dans un domaine solide, ainsi que dans un fluide en cas de convection forcée (en prenant la température moyenne comme température de référence). Au contraire, la dépendance de la température de surface et du fluide en cas d'échange par convection naturelle est très marquée [Di Gerlando 93] ; néanmoins, compte tenu de la contribution limitée du dernier type d'échange dans cette application, tous les coefficients sont supposés indépendants de la température.

IV. Annexe : Données matériaux

Ci-après les données caractéristiques des matériaux fournis par VACUUMSCHMELZE :

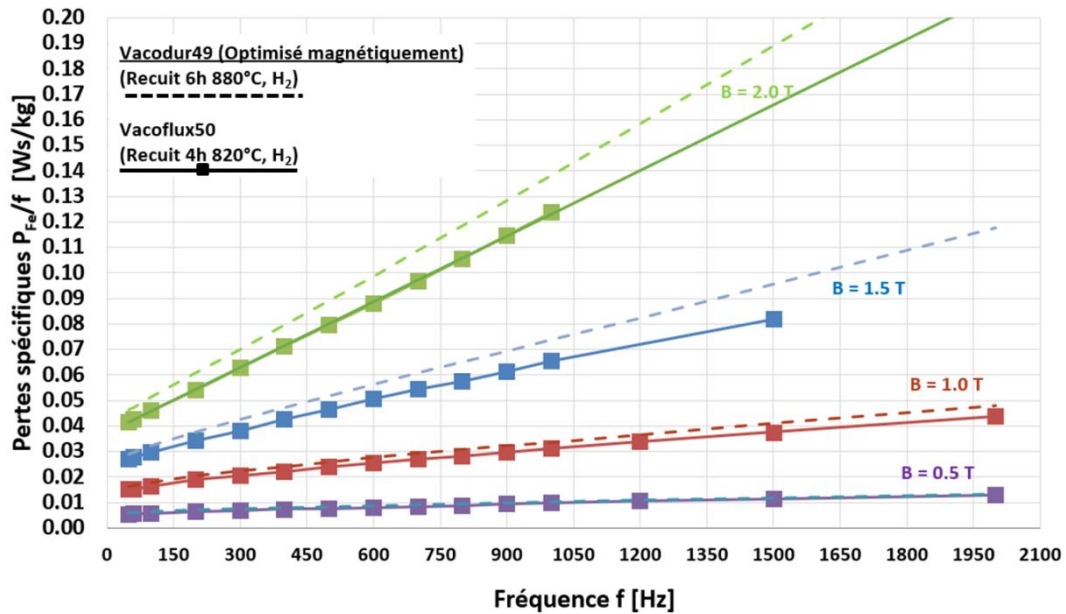


Figure IV-1 : Comparaison en pertes spécifiques en fonction de la fréquence pour des toles FeCo nuance Vacoflux50 avec une Vacodur49.

Une comparaison ultérieure entre les nuances Vacodur49 traitées afin d'atteindre des meilleures caractéristiques magnétiquement ou mécaniquement est donnée ci-après :

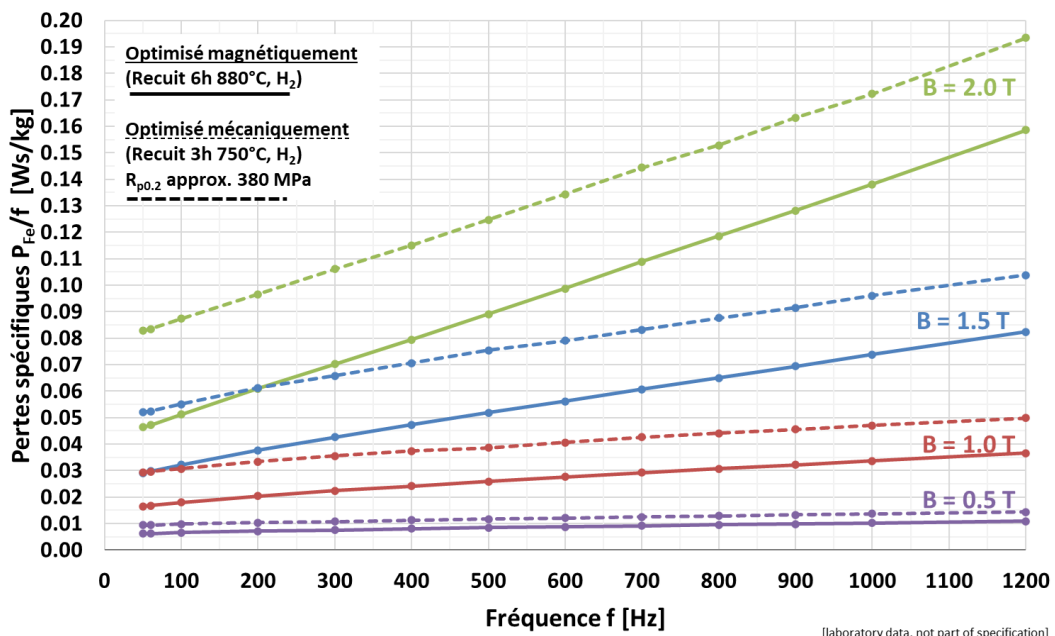


Figure IV-2 : Pertes spécifiques en fonction de la fréquence pour des toles FeCo d'épaisseur respectif de 0.2mm et 0.35mm.

Table des symboles et acronyme :

Acronyme	Description
DP	<i>Distributed Propulsion</i>
CFD	<i>Computational Fluid Dynamics</i>
MFN	Mécanique des Fluides Numérique
EF	Eléments finis
FEM	<i>Finite Element Modelling</i>
EDF	<i>Edge Force Density</i>
MHF	Machine Haute Fréquence
LPM	<i>Lumped Parameter Modelling</i>
SRM	<i>Synchro-reluctant Motor</i>
SPMSM	<i>Synchronous Permanent Magnets Surface Mounted</i>
IPM	<i>Internal Permanent Magnets</i>
AFPM	<i>Axial Flux Permanent Magnet (Machine)</i>
TORUS	<i>Axial Flux Permanent Magnet (Machine) N-S bobinage toroidale</i>

Paramètres	Description
P_{em}	Puissance électromagnétique
T_{em}	Couple électromagnétique
U_{dc}	Tension continue du bus
$V_{ph,rms}$	Tension efficace entre phase et neutre
N_m	Vitesse de rotation mécanique en tr/mn
f_e	Fréquence électrique
l_{pm}	Epaisseur des aimants
g	Longueur d'entrefer
e	Epaisseur frette
λ_L	Facteur de forme
D_{er}	Diamètre d'alésage du rotor
D_e	Diamètre à la surface des aimants
D_{es}	Diamètre externe du stator
τ_p	Pas polaire
τ_s	Pas d'encoche
τ_c	Pas de bobinage entre une allée et son retour
τ_m	Arc couvert par l'aimant
τ_h	Arc couvert par l'aimant magnétisé en direction azimutale
τ_f	Largeur des picots
α_u	Angle entre deux encoches successives (pas d'encoche)
α_p	Angle entre deux aimants successives (pas d'encoche)
$\alpha_c = \tau_c / \tau_p$	Rapport d'arc bobine sur pole
$\alpha_m = \tau_m / \tau_p$	Rapport d'arc aimant sur pole
w_s	Ouverture d'encoche

Paramètres	Description
w_{sb}	Largeur d'encoche
J_{max}	Densité de courant (encoche)
A_{load}	Charge linéique de courant
σ_T	Pression magnétique tangentielle
p	Nombre de paires de pôles
Q	Nombre d'encoches
m	Nombre de phases
z_s	Nombre de spires en série
z_p	Nombre de spires en parallèle
z_t	Nombre de conducteurs dans l'encoche
N_{ph}	Nombre de spires par phase
L_r	Longueur du rotor
L_s	Longueur du stator
w_{tb}	Largeur dent à l'entrefer
w_{ti}	Largeur dent à l'attachement du pied de la dent
h_{cs}	Hauteur de la culasse statorique
h_{cr}	Hauteur de la culasse rotorique
α_{sd}	Rapport hauteur isthme, hauteur dent
d_1 (ou h_1)	Hauteur base de la dent
d_{pos} (ou h_{pos})	Distance entre les conducteur et l'isthme
d_2 (ou h_2)	Hauteur raccord isthme
d_3 (ou h_3)	Hauteur d'encoche
d_s (ou h_s)	Hauteur dent
k_{fe}	Coefficient de foisonnement
K_{ac}	Coefficient multiplicateur des pertes Joule
K_{add}	Coefficient multiplicateur des pertes fer
ξ	Hauteur réduite
Re_y	Numéro de Reynolhs
Ray	Numéro de Rayleigh
Pr	Numéro de Prandtl
β_{air}	Coefficient d'expansion de l'air
g_r	Constante de gravitation
Gr	Nombre de Grashof
Nu	Numéro de Nusselt
λ	Conductivité thermique
P_c	Coefficient de perméance
μ_r	Perméabilité relative
μ_0	Perméabilité du vide
k_{ml}	Facteur de fuite à l'entrefer
δ	Espacement aimants adimensionné
γ	Epaisseur d'aimants adimensionné
ε	Epaisseur d'entrefer adimensionné

Paramètres	Description
R_{mp}	Arc d'aimants relatif (configuration Semi-Halbach)
α	Coefficient de convection thermique
$B_{r,20^\circ}$	Induction résiduelle à 20°C
C_p	Chaleur spécifique au gaz à pression constante
D_{h_sink}	Diamètre hydraulique baigné par le fluide
ε_{thr}	Emissivité relative
σ_{SB}	Constant de Stefan-Boltzmann
P_{vent} ou P_{fan}	Puissance de pompage
Δp_{max}	Perte de charge
L_w	Epaisseur ailette
$L_{f,d}$	Distance rangées
H_h	Hauteur ou épaisseur virole
L_{hous}	Longueur virole
H_f	Hauteur ailette
N_{ail}	Nombre d'ailettes
F_{am}	Débit air
T_{aim}	Température des aimants
T_{rot}	Température du rotor
T_{dent}	Température des dents
T_{stat}	Température culasse statorique
T_{be}	Température des conducteurs dans l'encoche
T_{tb}	Température des chignons
$T_{be,tb}$	Température du bobinage entier
T_{roul}	Température des roulements
T_{vir}	Température de la virole

Tableau S 1 : Liste des symboles utilisés.

Table des figures

Figure 0-1 : Évolution du trafic aérien mondial par pays depuis 1975 jusqu'au 2017 [Chiambaretto].	2
Figure 0-2 : Émissions spécifiques de CO ₂ en gramme par passager-per km et par mode de transport.	2
Figure 1-1 : E-Fan prototype d'avion à propulsion électrique conçu par Airbus Group Innovations, vitesse max de croisière 220km/h [Robinson].	5
Figure 1-2 : E-Fan x prototype d'avion à propulsion électrique [Airbus].	5
Figure 1-3 : La propulsion distribuée (Turboelectric Distributed Propulsion -TeDP) comme solution d'hybridation.	5
Figure 1-4 : X-57 Maxwell développé dans le cadre du projet LEAPTech [Nasa].	6
Figure 1-5 : Un moteur développé par Joby (doté d'hélices de 44.6 cm de longueur) lors d'un test LEAPTech effectué par [Stoll].	6
Figure 1-6 : Avion et son système de contrôle du vol [Wikipedia].	6
Figure 1-7 : Un moteur à pales contrarotatives à technologie axiale YASA 750R (750Nm@2750rpm) à haute densité de puissance, pesant seulement 37kg, motorise le P1e [Robinson], à gauche, et le P1e mock-up, à droite.	7
Figure 1-8 : Vu en détail d'un turboréacteur conventionnel à kérosène.	8
Figure 1-9 : Turbo propulseur open-rotor à pales contre-rotatives [Talasco & All].	9
Figure 1-10 : Densité d'énergie nécessaire d'un avion électrique (projection) [Viswanathan].	9
Figure 1-11 : Evolution de la puissance électrique installé à bord d'un avion.	10
Figure 1-12 : Concept de taxi VTOL totalement électrique présenté par Bell Helicopter Textron au <i>Consumer Electronics Show</i> (CES 2019) en 2019 nommé Nexus [Uber].	12
Figure 1-13 : Le bobinage statorique multiphase proposé par [Dajaku-Gerling].	13
Figure 1-14 : (a) Le stator proposé par [Dajaku-Gerling], (b) et son bobinage à cage d'écureuil.	14
Figure 1-15 : Système électrique d'un avion bimoteur (APU remplacé par une pile à combustible) [Nya].	15
Figure 1-16 : Schéma constitutif d'une machine électrique à aimants permanent surfaciques.	18
Figure 1-17: Courbes caractéristiques B-H en fonction de la température (à gauche) et pour différentes nuances (à droite) d'aimants NdFeB.	21
Figure 1-18 : Courbe de saturation magnétique et de pertes caractéristiques d'un alliage FeSi (GO – Grain Oriented) fonction de la température [Takahashi-10].	22

Figure 1-19 : Caractéristiques expérimentales du fabricant des tôles ($P_v = f(B, f)$) [Boubaker-16].	24
Figure 1-20 : Modélisation analytique de la contrainte appliquée à la frette.	27
Figure 1-21 : Pression de contact agissant respectivement (de la gauche vers la droite) : sur la frette, les aimants et le rotor [Qui-16].	28
Figure 1-22 : Forces magnétiques appliquées aux contours d'un aimant dans le cas (a) de rotor amagnétique et (b) d'un rotor magnétique.	30
Figure 1-23 : Modes de vibration caractéristiques du rotor.	31
Figure 1-24 : Modèle de De Laval-Jeffcott [Fasana-06].	32
Figure 1-25 : Modes cylindrique et conique d'un rotor rigide sur des roulements flexibles isotropes (égales rigidités dans le plan x-y) [Genta-05].	32
Figure 1-26 : Effet gyroscopique sur la vitesse critique évaluée par rapport au modèle De Laval-Jeffcott [Genta-05].	32
Figure 1-27 : Diagramme de Campbell identifiant les fréquences critiques.	33
Figure 1-28 : Effet de l'augmentation du nombre de paires de pôles sur le volume de la machine. [Boubaker-16].	34
Figure 1-29 : Composantes radiale et azimutale de l'induction magnétique dans les différentes zones du stator du moteur suite à une contrainte de $h_{cs} \geq 3 \text{ mm}$ [Boubaker-16].	35
Figure 1-30 : Schéma d'un onduleur à trois cellules de commutation avec driver de ponts associés [Kolli].	36
Figure 1-31 : Forme d'onde de tension d'une technique de modulation à six impulsions (pleine onde) utilisant une conduction de commutation de 180° .	36
Figure 1-32 : Qualité des formes d'onde issue d'une alimentation par MLI à porteuse en <i>dents de scie</i> pour $f_c = 875 \text{ Hz}$ (a) et par alimentation pleine onde (103° angle de commutation) (b) [Golovanov].	37
Figure 1-33 : Contenu harmonique pour différentes stratégies de modulation [Golovanov].	37
Figure 1-34 : Domaines d'utilisation en tension, fréquence et courant pour les transistors les plus répandus dans des applications industrielles (non exhaustif).	39
Figure 2-1 : Illustration des types de machines indiquées dans la Tableau 2-1.	41
Figure 2-2 : Machine à flux axiale dans sa configuration à deux stators et une machine à flux transverse.	42
Figure 2-3 : Evolution des lignes de flux dans un alternateur à griffes [Bouarroudj-05].	43
Figure 2-4 : Principe de fonctionnement de la machine à flux transverse [Mitcham-97].	43

Figure 2-5 : Principales configurations de machine à flux axiale à un seul étage (a) Double rotor NN, (b) Double rotor NS (sans culasse statorique) et (c) Double stator NS [Aydin]-[Piscini-16].....	44
Figure 2-6 : Données constructeur en puissance massique (masse active) [Piscini-16].....	45
Figure 2-7 : Machine Siemens à motif Halbach 170 kW @ 6250 rpm (vitesse max 6500 rpm), atteignant une puissance massique à régime de 7kW/kg (masse active) et un couple massique de 11 Nm/kg [Siemens].	46
Figure 2-8 : Machine axiale EMRAX 268, 100kW @ 2000 tr/mn (vitesse max 5000 tr/mn), atteignant une puissance massique à régime d'environ 5 kW/kg (masse active) et un couple massique de 12 Nm/kg (a) [Emrax] (b) EMRAX 228 LV, 28kW @ 3000 tr/mn (basse tension) vue en détail.	46
Figure 2-9 : Machine Magnax (AXF225) sans culasse statorique de 200 kW @ 7650 rpm (puissance max transitoire), atteignant une puissance massique pique de 12.5kW/kg (masse active) [Magnax].....	47
Figure 2-10 : Détail d'une bobine d'une machine axiale Magnax [Magnax].....	47
Figure 2-11 : Bobinage concentré sur dent (autour de chaque dent) avec $Q = 12$, $p = 8$ et $q = \frac{1}{2}$	48
Figure 2-12 : Configuration de bobinage [Martinez-12].	49
Figure 2-13 : a) Machine à aimants permanent, b) Section axial [Burress-11] d'une Toyota Prius 2010.	49
Figure 2-14 : Configuration de bobinage : a) Diagramme d'un bobinage concentré sur dent monocouche avec $Q = 12$, $p = 4$ et $q = \frac{1}{2}$; b) Bobinage concentré sur dent (autour de chaque dent) avec $Q = 12$, $p = 4$ et $q = \frac{1}{2}$ [Ishak].	50
Figure 2-15 : (a) Bobinage à pas diamétrale [Albert-04], (b) Bobinage concentré à double couche avec 12 encoches / 10 pôles [El-Refaie].	51
Figure 2-16 : Induction spatiale d'un motif à une paire de pôles et son spectre dans le domaine fréquentiel en fonction de l'ouverture d'encoche [Boubaker-16].....	53
Figure 2-17 : Schéma du bobinage et MMF correspondantes aux extrêmes du domaine des solutions du front de Pareto obtenu par [Bekka-15] a) $k_{w,ht} = 1$, TDH = 170 et $q = \frac{1}{3}$ et b) $k_{w,ht} = 0.58$, TDH = 34 et $q = \frac{2}{3}$ (en rouge l'harmonique de travail).	54
Figure 2-18 : Illustration d'un bobinage distribué massif disposé en quartiers (double triphasé) à un seul conducteur par encoche ($p = 20$, $Q = 36$, $m = 3$ et $n = 6$).	55
Figure 2-19 : (a) Bobinage par pôles où une bobine constitue un pôle, (b) bobinage à pôles consécutifs où l'association de deux bobines consécutives de la même phase génèrent deux pôles magnétiques.	55
Figure 2-20 : Bobinage par quartiers.	56
Figure 2-21 : Etoile des encoches pour une configuration triphasée avec $n = 6$ et $p = 44$ ($Q = 14 \times 6$).	57

Figure 2-22 : Allure de la FEM à vide pour une configuration avec $p = 40$, $n = 6$ et $Q = 36$ [Boubaker-16].	57
Figure 2-23 : Schéma et matrice de bobinage	58
Figure 2-24 : Fonctions de bobinage et f.m.m. résultante.	58
Figure 2-25 : FFT de l'induction magnétique (a) tangentielle et (b) radiale normalisées générées à l'entrefer pour une configuration triphasée avec $n = 6$ et $p = 44$ ($Q = 14 \times 6$, PGCD = 2) ou $n = 24$, $p = 40$ ($Q = 3 \times 24$, PGCD = 8) lorsque $I_{ph,A} = -I_{ph}$, $I_{ph,B} = I_{ph}/2$, $I_{ph,C} = -I_{ph}/2$ (en rouge et en vert l'harmonique de travail).	59
Figure 2-26 : Décomposition de la Fs en contribution sinusoïdales d'ordre spatiales $r_9 = 0, 2$ et 4 , etc [Le Besnerais – 10] et m_9 ordre spatial de la déformée modale d'un tube.	60
Figure 2-27 : Contenu harmonique de la f.m.m. (a) alimentation sinusoïdale pure, (b) alimentation MLI [Henke].....	60
Figure 2-28 : Répartition des forces radiales dans le cas d'un bobinage symétrique et asymétrique [Libert]	61
Figure 2-29 : Bobinage par quartiers pour n égale à 3, 6 et 24 groupes.....	61
Figure 2-30 : Amplitude relative des déplacements en fonction du rapport de forme.	61
Figure 2-31 : Contenu harmonique du champ magnétique à l'entrefer (sous une paire de pôles) issues du modèle analytique pour une configuration par quartiers : (a) à la surface des aimants à vide, (b) en absence d'aimants en charge (matériaux idéaux et rotor lisse).....	62
Figure 2-32 : Distribution de l'induction magnétique radiale normalisées à l'entrefer pour une configuration triphasée avec $n = 6$ et $p = 44$ ($Q = 14 \times 6$) ou $n = 24$, $p = 40$ ($Q = 3 \times 24$) avec des encoches complètement ouvertes, un entrefer lisse et un circuit magnétique en matériau ferromagnétique idéal lorsque $I_{ph,A} = -I_{ph}$, $I_{ph,B} = I_{ph}/2$, $I_{ph,C} = I_{ph}/2$	63
Figure 2-33: Configurations des techniques de refroidissement les plus répandues [MotorCAD].	65
Figure 2-34 : Refroidissement directe de l'encoche.....	67
Figure 2-35 : Illustration d'un concept innovant de refroidissement des têtes de bobines [Madonna-18].	67
Figure 2-36: Vue en section du système de refroidissement du prototype développé par [Reinap 15], avec vue détaillée les canaux de refroidissement entre spires du bobinage.....	68
Figure 2-37 : Résultats FEA de la conductivité thermique équivalente en fonction du facteur de remplissage pour un bobinage composé de fil conducteur rond en cuivre de 1 mm de diamètre enrobé de résine époxy en fonction de la conductivité thermique de la résine [Siesing et All].....	69

Figure 2-38 : Bobinage (a) filaire classique (b) barre massive [Boubaker-16].	70
Figure 2-39: Surmoulage permettant d'améliorer l'échange thermique via la virole [MotorCad].	72
Figure 2-40: Vue de principe du haut.	72
Figure 2-41: Schéma illustrant la géométrie des bobines sans ailettes (à gauche) et avec ailettes (droite).	73
Figure 3-1 : Comparaison des configuration (a) 12 groupes, (b) 6 groupes, (c) 5 groupes et (d) 3 groupes.	75
Figure 3-2 : Alimentation par deux onduleurs, structure série [JAC-07].	75
Figure 3-3 : Alimentation par deux onduleurs, structure parallèle [JAC-07].	76
Figure 3-4 : Machines synchrones à aimants permanents.	77
Figure 3-5 : Caractéristique de fonctionnement du moteur de traction.	77
Figure 3-6 : Principe de la structure Semi-Halbach.	78
Figure 3-7 : Champs magnétique dans l'air d'un array d'aimants à structure Semi-Halbach.	78
Figure 3-8 : Méthode « In situ » pour magnétiser les aimants d'un motif Halbach proposée par [GENERAL ELECTRIC].	79
Figure 3-9 : Motif Halbach avec porte-aimant intégré [Kim].	79
Figure 3-10 : Le brevet proposé pour un motif Halbach à un segment par pôle [Duncan].	80
Figure 3-11 : Les quatre motifs d'aimantation ici analysés : (a) Pôles conséquent, (b) Aimantation parallèle classique, (c) Semi-Halbach, (d) Pôles contraposés.	81
Figure 3-12 : Fondamental de l'induction (relatif) dans l'entrefer en fonction du paramètre ε pour $\gamma = 2.82$	
Figure 3-13 : Fondamental de l'induction (relatif) dans l'entrefer en fonction du paramètre γ pour $\varepsilon = 0.125$.	82
Figure 3-14 : Fondamental de l'induction (relatif) dans l'entrefer en fonction du paramètre R_{mp} pour différents γ et ε avec $\delta = 0$.	82
Figure 3-15 : Fondamental de l'induction (relatif) dans l'entrefer en fonction du paramètre R_{mp} pour différents γ et ε avec $\delta = 0.4$.	82
Figure 3-16 : Taux de distorsion harmonique de l'induction (relatif) dans l'entrefer en fonction du paramètre γ pour $\tau_f = 0$ mm (ou $\delta = 0$).	82
Figure 3-17 : Taux de distorsion harmonique de l'induction dans l'entrefer en fonction du paramètre γ avec $\varepsilon = 0.125$ pour différentes valeurs de δ .	82
Figure 3-18 : MSAPs à aimantation radiale à rotor amagnétique étudiée dans [Boubaker-16].	84

Figure 3-19 : Représentation par réseaux de réluctances de la machine à vide, négligeant les fuites aux dents ;	85
Figure 3-20 : Parcours des flux des fuites principaux ici considérés [Tsai]-[Qu-Lipo]-[Gong-Xu-Xin]... 85	85
Figure 3-21 : Circuit électromagnétique équivalent à vide [Tsai]-[Qu-Lipo]-[Gong-Xu-Xin]-[Strous] et ses respective simplifications de (a) à (c).....	87
Figure 3-22 : Comparaison en distribution de la densité de flux à la surface de l'aimant avec celle issue du modèle éléments finis pour $w_s = 1\text{ mm}$ et $\tau_f = 1\text{ mm}$	89
Figure 3-23 : Circuit électromagnétique équivalent à vide d'une configuration Halbach exploitant le principe de superposition.....	90
Figure 3-24 : Simplification du modèle.....	90
Figure 3-25 : Fondamental de l'induction (relatif) dans l'entrefer en fonction du paramètre γ pour $\varepsilon = 0.125$ dans le cas d'un rotor amagnétique.	92
Figure 3-26 : Fondamental de l'induction dans l'entrefer en fonction du paramètre γ pour $\varepsilon = 0.125$ pour une culasse non magnétique par rapport à une magnétique.	92
Figure 4-1 : Modélisation paramétrique à partir de Matlab.....	96
Figure 4-2: Schéma synoptique de dimensionnement.....	98
Figure 4-3 : Courant de Foucault dans les aimants [Huang-10].....	99
Figure 4-4 : Effet de peau classique dans un conducteur rond dans l'air [Wikipedia-3].	101
Figure 4-5 : Simulation éléments finis simplifiée pour la prévision de perte Joule AC.....	102
Figure 4-6: Transposition des conducteurs : (a) Fils transposés de type Litz (plusieurs brins assemblés en torons) (b) Barres transposées de type Roebel (c) Barres transposées au niveau des têtes de bobine (d) Barres transposées par cavaliers.....	103
Figure 4-7 : Décomposition des pertes totales en pertes par effet de peau et par proximité à d'autres conducteurs [Nan-04] -[Ferreira-94].	105
Figure 4-8 : - Variation du champ magnétique le long de l'encoche lorsqu'un seul conducteur rectangulaire occupe l'encoche [Foggia-99] ($H(y = h_1) = 0\text{ A/m}$ supposé la permeabilité du fer infinie).	106
Figure 4-9 : Section transversale (plan y-z) d'un conducteur plan illustran la distribution du courant électrique sous les hypothèses de Dowell [Carsten-86].	106
Figure 4-10 : Bobinage dentaire simple-couche en connexion série à barre pour $z_t = z_s = 2$ [Boubaker-16].	107

Figure 4-11 : Bobinage simple-couche à conducteur méplat avec $z_s=2$ fils en série composés respectivement de $z_p=6$ conducteurs en parallèle ($z_t=12$) [Pyrhonen-2nd].	107
Figure 4-12 : Comparaison entre le modèle FEM et le modèle de Dowell en fonction de la perméabilité du matériau du circuit magnétique.	108
Figure 4-13 : Comparaison entre résultats FEM et modèle analytique pour une barre rectangulaire et une barre ronde.	109
Figure 4-14 : Correction du modèle de Dowell pour $z_t = 2$ avec $r_{ac} = 0.7$ (123) et $\eta = 0.95$ pour un matériau ferromagnétique linéaire idéal et $w_s/w_{sb} = 0.23$.	109
Figure 4-15 : Équivalence entre une plaque complète et une couche de conducteurs distincts (cylindriques et rectangulaire) [Belkaid-16].	110
Figure 4-16: Hauteur critique minimisant les pertes AC en fonction du nombre de conducteurs connectés en série pour une fréquence d'alimentation de 1 kHz et $I_{s,rms} = 400A$ (issues du modèle de Dowell) [Piscini-19] (a) -[Belkaid-16] (b).	111
Figure 4-17 : Remplacement des parties actives de la machine électrique par des réluctance magnétiques équivalentes [Piscini-19].	112
Figure 4-18 : Illustration de différentes formes de conducteurs [Piscini-19].	112
Figure 4-19 : Pertes Joule supplémentaires en fonction de la largeur inférieure de la barre trapézoïdale pour une hauteur de barre de 12 mm ($P_{CC} = 29W/m$ pour une barre 4x12) [Boubakher-16].	114
Figure 4-20: Hauteur critique fonction de la fréquence électrique [Boubaker-16].	115
Figure 4-21 : Abaque pour la détermination graphique du coefficient de pertes K_{Renc} (K_{AC}) dans le cas de plusieurs conducteurs en série par encoche [Boubaker-16]- [Piscini-19] (à iso pertes P_{dc}).	115
Figure 4-22: (a) Pertes Ohmiques en fonction de la fréquence pour du cuivre et de l'aluminium ($z_t = 2$) obtenues par modèle semi-numérique (123) (pour $\mu_{r,iron} = 6e^6$, $\eta = 0.95$ et $w_{sb}/w_s = 4.25$) [Piscini-19] pour $h_{bar} = 6$ mm (b) Coefficient de pertes AC à égales pertes CC.	116
Figure 4-23 : Distribution du courant dans l'encoche pour les différentes configurations ici étudiées ($I_{ph,rms} = 400/2$ A $f_e = 1833Hz$) [Piscini-19].	117
Figure 4-24: Pertes ohmiques pour (a) Barre ronde, (b) Barre rectangulaire, (c) Deux barres rectangulaires, $z_t = 2$ (d1) Deux barres rectangulaires de différente hauteur en cuivre et aluminium (d2).	117
Figure 4-25 : Hauteur de barre critique pour une configuration à deux barres par encoche connectées en série $z_t = 2$ at $f_e = 1833$ Hz.	118

Figure 4-26: Pertes Ohmiques en fonction de la fréquence pour du cuivre, de l'aluminium et d'autres matériaux fictifs obtenues par le modèle de Dowell et modèle aux éléments finis pour de circuits idéaux linéaires $\mu_{r,Fe} = 6e^6$ (pour $z_t = 4$, $t_{bar} = 4$ mm, $h_{bar} = 2.75$ mm et $d_{is} = 0.125$ mm).....	119
Figure 4-27 : Pertes Ohmiques en fonction de la fréquence.....	119
Figure 4-28 : Hauteur critique au varier de la résistivité.....	119
Figure 4-29 : Systèmes de coordonnées pour définir la résistivité électrique.	120
Figure 4-30: Densité de courant pour $m_{tang} = 0$ propriétés isotropes (a), pour $m_{tang} = 3$ (b) et pour $m_{tang} = 20$ (c) dans le cas d'un matériau anisotrope (Figure 4-29-a).....	120
Figure 4-31 : Pertes AC en fonction du paramètre m_{tang} pour une fréquence d'alimentation de 1833Hz (Figure 4-29-a).	120
Figure 4-32 : Effet de la forme de l'isthme sur la réaction d'induit, réhomogénéisant la densité de courant au plus près de l'ouverture d'encoche (Résultats FEM, sans aimants, pour un matériau ferromagnétique idéale linéaire): (a) Isthme parallèle $d_1 = 1$ mm $d_2 = 0$ mm and (b) Isthme trapézoïdale $d_1 = 0.5$ mm $d_2 = 0.5$ mm.....	121
Figure 4-33 : Terme d'inductance d'encoche Figure 4-18 associé à l'isthme en fonction de la largeur d'encoche normalisé par rapport à l'ouverture d'encoche (a) hauteur d'isthme variable et (b) hauteur d'isthme fixe.....	122
Figure 4-34 : Variation des pertes Ohmiques en fonction de la forme de l'isthme avec comme paramètre l'ouverture d'encoche normalisée (Résultats FEM pour un matériau ferromagnétique linéaire).	122
Figure 4-35 : Evolution des pertes Ohmiques en fonction de l'ouverture d'encoche normalisée en fonction de R_c (Résultats FEM pour un matériau ferromagnétique idéale linéaire) (a) isthme trapézoïdale d'hauteur fixe et (b) isthme rectangulaire.....	123
Figure 4-36 : Modèle simplifié comprenant la commande en tension en boucle ouverte.	124
Figure 4-37 : Comparaison modèle analytique et modèle éléments finis pour un isthme rectangulaire. .	125
Figure 4-38 : Courants d'alimentation et contenu harmonique en fonction du rapport f_d/f_m pour $L_{ph}=21.9\mu H$, $R_{ph}= 17.64m\Omega$ et $f_m= 1kHz$ pour $K_m = 1$	125
Figure 4-39 : Géométries du stator à bobinage par quartiers (a) à un seul conducteur (b) à deux conducteurs.	126
Figure 4-40 : Bobinage à barre par quartiers à un conducteur par encoche.	127
Figure 4-41 : Bobinage à barre par quartiers à deux conducteurs par encoche.....	128
Figure 4-42 : Bobinage à barre par quartiers (a) à un conducteur par encoche (b) à deux conducteurs en série par encoche.	130

Figure 4-43 : Pré-découpage du domaine afin d'atteindre un maillage structuré dans Ansys Maxwell..	130
Figure 4-44 : Distribution du courant dans l'encoche et au niveau des chignons pour $f_e = 1833$ Hz et $I_{rms,ph} = 200$ A $z_t = 1$ (la densité atteint $6 \times J_{dc}$ au raccordement au plus proche du stator pour $d_{sd} = 0.5$ mm)....	130
Figure 4-45 : Evolution des pertes avec la distance des chignons du stator (avec une erreur relative allant de 6 à 22%).....	131
Figure 4-46 : Maillage, distribution du flux magnétique et du courant au niveau chignons pour $f_e = 1833$ Hz, $I_{rms,ph} = 250$ A.	132
Figure 4-47 : Effet de la température sur le coefficient de pertes AC.....	134
Figure 4-48 : Modes de transfert de chaleur dans la machine. C : pour conduction et V : pour convection.	134
Figure 4-49: Machine asynchrone IP55 TEFC (<i>Totally Enclosed, Fan-Cooled</i>) [Biedinger-10].	136
Figure 4-50 : Réseau thermique nodale.....	137
Figure 4-51 : Schéma thermique dans l'environnement de simulation de LTSpice : a-) pas de surmoulage et b-) avec surmoulage.	138
Figure 4-52 : Modélisation par réseau nodale d'un élément d'un secteur d'un cylindre creux en coordonnées cylindriques.	139
Figure 4-53 : Approche (a) classique (b) « T-equivalent network » [Kuehbachner-13].	139
Figure 4-54: Conductance thermique équivalente entre deux blocs en acier en fonction de la pression de contact (x) [Brunot-50] – (*) [Shlykov-64] et (l) [Mellor-91].	140
Figure 4-55: Sous-division de la dent en trois régions [Anderson-13].	141
Figure 4-56: Illustration de l'homogénéisation [Khanchoul].	142
Figure 4-57: Effet de la variation de la résistance de contact équivalente dans l'encoche pour la configuration étudiée.	144
Figure 4-58: Discrétisation de l'encoche [Idoughi 11].	144
Figure 4-59 : Comparaison modèle nodale avec le modèle éléments finis pour un facteur de forme d'encoche $\alpha_{sb} (= w_{sb}/h_3) = 2$ (a) et pour un facteur $\alpha_{sb} (= w_{sb}/h_3) = 0.5$ (b) avec $d_{is} = 0.254$ mm.	145
Figure 4-60 : Comparaison carte température pour une distribution des pertes réelle (a) et pour une distribution homogène pour un facteur de forme $\alpha_{sb} (= w_{sb}/h_3) = 0.5$ (b).	146
Figure 4-61 : Lien série, modèle thermique d'une bobine [Lindström-99].	146
Figure 4-62 : Lien parallèle, modèle thermique du bobinage [Lindström-99].	146
Figure 4-63: Modèle aux éléments finis 3D thermique et modèle nodale simplifié.	148

Figure 4-64: Modèle thermique simplifié aux éléments finis 3D d'une bobine massive.	148
Figure 4-65 : Comparaison modèle nodale avec le modèle éléments finis pour un facteur de forme d'encoche $\alpha_{sb} (= w_{sb}/h_3) = 2$ avec $d_{is} = 0.254\text{mm}$	149
Figure 4-66: Exemple d'un surmoulage à base de SbTCM (en rose) entre la virole (non illustrée) et les têtes de bobines ($\lambda = 3.2 \text{ W K}^{-1}\text{m}^{-1}$) [Huang-13].	149
Figure 4-67 : Apport thermique pour un anneau à très haute conductivité (voir Tableau $\lambda = 100 \text{ W m}^{-1} \text{ K}^{-1}$) et pour un anneau adiabatique.	150
Figure 4-68 : Etude paramétrique de sensibilité du transfert thermique au niveau des encoches d'une configuration à barre.	150
Figure 4-69 : Etude paramétrique de sensibilité du transfert thermique au niveau des chignons d'une configuration à barre pour $\lambda_{is, e} = 0.3 \text{ W/ (K m}^2\text{)}$	151
Figure 4-70 : Modèle nodale des roulements [Kylander-95]	152
Figure 4-71 : Description des différents régimes fluides impliqués [Insert-11]-[Lindström-99].....	152
Figure 4-72 : Domaines d'étude. I et III : Régions d'entrée et sortie, II : Région d'intérêt 1, 2 : Entrée et sortie 3 : Parois externes adiabatiques 5 : Parois abrévies adiabatiques 4 : Application des pertes ($P_{pertes} = 2 \text{ kW}$) à la surface de la virole.....	155
Figure 4-73: Degrade du coefficient d'échange thermique par convection le long de la virole issues de l'analyse CFD ($\alpha_{moy} = 120 \text{ W m}^{-2}\text{K}^{-1}$).	156
Figure 4-74: Degrade de la vitesse de l'air le long de la virole (coupe transversale) issues de l'analyse CFD.	156
Figure 4-75: Maillage couche limite grossier (a) fin avec l'option inflation appliquée aux parois [Fluent].	157
Figure 4-76: (a) Fonction de parois logarithmiques et (b) résolution de la région visqueuse [Fluent]. ...	157
Figure 4-77: Approches utilisées par Fluent pour la modélisation au plus près des parois [Fluent].....	157
Figure 4-78: Simplification de têtes de bobines.	158
Figure 4-79: Domaine fluide simplifié à l'intérieur de la virole.	159
Figure 4-80: Vecteurs de vitesse (@ 5000 tr/mn) fluide à l'intérieure de la virole, obtenu par axis-symétrie de la résolution du domaine fluide en Figure 4-79.	159
Figure 4-81: Régime d'écoulement à l'entrefer en fonction du nombre de Taylor [Hosain-17]- [Hosain-17-B].....	159
Figure 4-82 : Vue de l'interface graphique du programme de calcul.....	161

Figure 4-83: 2 ^{ème} vue de l'interface graphique du programme de calcul.	161
Figure 4-84: Solution transitoire pour des pertes appliquées sous forme d'échelon aux nœuds correspondants.....	162
Figure 4-85: Organigramme convergence modèles couplés	163
Figure 4-86: Schéma du banc de mesure [Boubaker-16] exploité pour le test.....	166
Figure 4-87: Evolution de la température au point de fonctionnement nominale.	167
Figure 5-1 : Dimensions virole.....	168
Figure 5-2 : Schéma vectoriel des tensions ou schéma de Behn-Eschenbourg en mode moteur (inductif-1 ^{er} quadrant).....	169
Figure 5-3 : Solutions technologiques proposées, faisant l'objet d'une demande de brevet de la part de la société Safran Electrical and Power UK. Par ordre de proposition : (a) solution à un seul conducteur par encoche proposée par [Boubaker-16], (b) Ancienne solution à deux conducteurs par encoche, (c) Solution finale à deux conducteurs par encoche.	170
Figure 5-4 : Comparaison en termes de taux d'utilisation par visualisation de l'état de saturation en charge ($I_{ph,A} = 0A$, $I_{ph,B} = I_{ph}$ et $I_{ph,C} = -I_{ph}$) pour une configuration 6 groupes avec $p = 44$ ($t_{bar} = 4.5mm$) : (a) solution sans conducteur de retour positionné dans la dent de déphasage, (c) Solution finale à deux conducteurs par encoche avec conducteur de retour.....	171
Figure 5-5 : Paramètres géométriques définissant l'encoche.	172
Figure 5-6 : Pertes Joule en fonction de la position des conducteurs dans l'encoche (a), de la hauteur de l'isthme h_1 (b), de la hauteur de l'isthme d_2 (c), de la hauteur de la barre externe (d), de l'épaisseur d'aimant (e), de l'ouverture d'encoche (f) et de l'épaisseur des barres (g).	173
Figure 5-7 : Puissance massique (masse active + masse têtes de bobine) en fonction de la position des conducteurs dans l'encoche (a), de la hauteur de l'isthme h_1 (b), de la hauteur de l'isthme h_2 (c), de la hauteur de la barre externe (d), de l'épaisseur d'aimant (e), de l'ouverture d'encoche (f) et de l'épaisseur des barres (g).	174
Figure 5-8 : Pertes spécifiques en fonction de la fréquence pour des toles FeCo d'épaisseur respectif de 0.2mm et 0.35mm.....	176
Figure 5-9 : Comparatif en température atteintes au niveau du bobinage dans le cas où on modifie : (a) la hauteur des barres ou (b) la conductivité thermique des barres.	178
Figure 5-10 : Illustration de la configuration étudiée : bobinage massif par épingles découpées par jet d'eau.	180

Figure 5-11 : Evolution du cycle de vie d'une machine électrique en fonction de la température d'exercice.	180
Figure 5-12 : Simplification des chemins de transfert de chaleur dans la machine (C : est pour conduction et V : pour convection).....	184
Figure 5-13 : Résultats modèle thermique aux éléments finis configuration (III) au point nominale.....	185
Figure 5-14 : Evolution des pertes aimants en fonction de l'ouverture d'encoche adimensionnées par rapport à la largeur d'encoche pour la configuration (I).	186
Figure 5-15: Chemin des courants de Foucault en 3D.	188
Figure 5-16 : Segmentation des aimants.	188
Figure 5-17 : Densité des courants induits dans les aimants avec segmentation axiale et sans pour un cas simplifié (stator et rotor non représentés).....	188
Figure 5-18 : Modèle équivalent.	188
Figure 5-19 : Comparaison modèle 2D aux éléments finis avec le modèle analytique en fonction de la fréquence (vitesse de rotation mécanique allant de 200 tr/m à 3000tr/mn) : (a) configuration (III) et (b) configuration (II) avec $d\theta_e = 6^\circ$	190
Figure 5-20 : Comparaison : (a) pertes aimants et (b) largeur réduite pour NdFeB Vs SmCo (FEM) en fonction de la fréquence (vitesse de rotation mécanique allant de 200 tr/m à 3000tr/mn), et (c) modèle représentatif issu de [Bettayeb-10].	190
Figure 5-21 : (a) Pertes par CI dans les aimants évaluées FEM 3D Vs analytique en fonction du nombre de segments pour les configurations (II) et (III) (b) Ecart entre modèle analytique et simulation EF.	191
Figure 5-22 : Pertes par CI dans les aimants évaluées FEM 3D Vs analytique (corrigé) en fonction du nombre de segments pour la configuration (II).	192
Figure 5-23 : Type d'excentricité possibles statique (a), conique (b) et enfin dynamique (c).	194
Figure 5-24 : Evolution des forces magnétiques en fonction de l'excentricité statique (a) amplitude max et (b-c) distribution temporelle, pour la configuration à rotor ferromagnétique (I) et pour une amagnétique (II) Tableau 5-10.....	194
Figure 5-25 : Evolution des composantes moyennées cartésiennes appliquées à l'arbre pour une configuration de type : (I) à rotor ferromagnétique et (III) à rotor en aluminium.....	195
Figure 5-26 : Transfert des forces magnétiques évaluées dans Ansys Maxwell vers Ansys Mechanical via l'interface Ansys Workbench.	195
Figure 5-27 : Modèle mécanique simplifié 2D-axisymétrique (a), 3D-axisymétrique (b) (1 mm d'épaisseur) et 3D-axisymétrique réduit (c) (2 cylindres : aimants et frette) avec rotor rigide.....	196

Figure 5-28 : Résultats analytiques pour $\Delta D = -0.35$ mm et -0.40 mm (a) Contrainte mécanique à $T = 120^{\circ}\text{C}$, 3500 tr/mn (b) pression de contact à la frette pour une frette Inconel 718 d'épaisseur égal à $400\mu\text{m}$ pour une configuration (III) à $T = 20^{\circ}\text{C}$ et 3500 tr/mn.	197
Figure 5-29 : Evolution de l'entrefer mécanique en fonction de la température pour une frette Inconel 718 de l'épaisseur de 0.4 mm (excentricité du 75%).	198
Figure 5-30 : Analyse du risque de démagnétisation pour la configuration retenue (I) pour (a) $I_{ph} = 185A_{rms}$ et $T_{aim}=76^{\circ}\text{C}$ et (b) $I_{ph} = 253A_{rms}$ et $T_{aim}=108^{\circ}\text{C}$	199
Figure 5-31 : Avion à décollage vertical multi-rotor électrique (eVTOL) destiné au transport de personnes (janvier 2019 à Manassas, en Virginie aux Etats-Unis) [helicomicro].	200
Figure 5-32 : Configurations d'ailettes les plus récurrentes [Bulliard-Sauret-16].	200
Figure 5-33 : Enveloppe de la machine.	201
Figure 5-34 : Modèle simplifié sur Ansys mechanical.	202
Figure 5-35 : Circuit hydraulique équivalent pour l'évaluation des pertes de charge [Huang-13].	203
Figure 5-36 : Etude paramétrique en fonction du nombre d'ailettes N_f pour une hauteur d'ailettes H_f de 16.5 mm ($D_{f,OD} = 275$ mm).	203
Figure 5-37 : Coefficient d'échange α évalué analytiquement à la surface de la virole en fonction du nombre d'ailettes N_f pour une hauteur d'ailettes H_f de 16.5 mm ($D_{f,OD} = 275$ mm) pour la configuration (I).	204
Figure 5-38 : Etude paramétrique en fonction du nombre d'ailettes N_f pour une hauteur d'ailettes H_f de 16.5 mm ($D_{f,OD} = 275$ mm) pour la configuration (I).	204
Figure 5-39 : Etude paramétrique en fonction du nombre d'ailettes N_f et de la hauteur d'ailettes H_f ($D_{f,OD} = 270-290$ mm) pour la configuration (I).	205
Figure 5-40 : Cartographie des coefficients de convections (a) et évolution du coefficient d'échange par convection le long de la virole (b) pour $P_{ertes,tot} = 2.9\text{kW}$, $q_{pertes} = 47.4 \text{ kW/m}^2$ $V_{air,entrée} = 24$ m/s.	205
Figure 5-41 : Comparaison solution modèle FEM avec évaluation empirique du coefficient de convection (a) et modèle CFD (b).	206
Figure 5-42 : Cartographie des pertes de charge dans le cas des ailettes parallèles (a) et des ailettes décallées (b), pour $P_{tot} = 2.9\text{kW}$, $q_{pertes} = 47.4 \text{ kW/m}^2$ $V_{air,entrée} = 24$ m/s.	207
Figure 5-43 : Cartographie du coefficient d'échange et allure le long d'une ligne placée au milieu de l'ailette dans le cas des ailettes parallèles (a) et des ailettes décallées (b), pour $P_{tot} = 2.9\text{kW}$, $q_{pertes} = 47.4 \text{ kW/m}^2$ $V_{air,entrée} = 24$ m/s.	208
Figure 5-44 : Comparaison cartographie des températures atteintes dans le cas d'ailettes : parallèles (a) et décallées (b).	208

Figure 6-1 : Procédé de fabrication des barres du bobinage massif par découpage laser (a) ou encore par jet d'eau (b).	210
Figure 6-2 : Modification de la forme des dents (a) forme originale, (b) forme actuelle [Erneo].....	210
Figure 6-3 : Modification des connexions (a) configuration initiale, (b) configuration non symétrique intermédiaire (avec barre neutre par dessous).	211
Figure 6-4 : Résultats modèle thermique aux éléments finis configuration : (a) Initiale pour un bobinage 3 groupes (stator non illustré) (b) Configuration III-6 groupes au point nominal avec prise en compte des modifications aux chignons Figure 6-3-(b).	211
Figure 6-5 : Stator pourvu du bobinage avec connexion de neutre unique (a) et successive insertion dans la virole et surmoulage (b) vues de section [Erneo].	212
Figure 6-6 : Modification des raccords (a) solution intermédiaire, (b) solution finale [Erneo].	212
Figure 6-7 : Phases d'assemblage du bobinage massif actuel (deux conducteurs par encoche) : (a) insertion des épingles et positionnement des isolant (b) Positionnement des connexions et (c) soudure [Erneo]..	213
Figure 6-8 : Illustration Dummy pour les essais de brasure [Erneo].	214
Figure 6-9 : Premiers essais de brasure [Erneo].	215
Figure 6-10 : Etude mécanique de l'assemblage par ajustement serré [Erneo] : Domaine d'étude simplifié par symétries de révolution (b) Localisation de la contrainte mécanique équivalente de Von Mises maximale à 20°C pour $\Delta D = 113\mu\text{m}$ (Tableau 1-9).	216
Figure 6-11 : Phases d'assemblage du rotor [Erneo] : Fixation de la culasse rotorique à la jante, (b) collage des aimants.	217
Figure 6-12 : Phases de frettage: (a) enroulement filamenteux des fibres de carbone [Artois] ; (b) le rotor une fois terminée l'opération de frettage (avec polymérisation de la résine associée) [Erneo].	217
Figure 6-13 : Étude mécanique menée par [Erneo] : (a) Simplification du domaine d'étude exploitant les symétries périodiques et axiales du modèle, (b) contrainte mécanique au niveau de la frette, et de la jante (c) pour les cas de charge I et III respectivement.	218
Figure 6-14 : (a) Coefficient de sécurité suivant le critère de Mohr-Coulomb $CS > 1.9$, (b) Contrainte principale (axe longitudinale - z) dans les aimants pour les cas de charge II [Erneo].	219
Figure 6-15 : Virole réalisée [Erneo] masse totale 2.3kg (0.6 kg flasque avant et 0.4 kg pour celui de derrier).	219
Figure 6-16 : La machine conçue une fois assemblée [Erneo] poids totale 9.7 kg (active 5.7 kg) pour une puissance massique effective de 4.3 kW/kg (7.37 kW/kg).....	220
Figure 7-1 : Schéma du banc d'essais en charge.	222

Figure 7-2 : Délamination de pièces obtenues par FA [K. Kempen et al.].....	224
Figure 7-3: Pièces en cuivre obtenues par FA [Vialva-18].	225
Figure 7-4 : La technique « plug-in » à queue d’aronde envisagée (a) détails de la dent (b).....	226
Figure 7-5 : La bobine (à 4 conducteurs en série) obtenue par FA en une pièce unique avec une des dents insérées.	226
Figure 7-6 : Insertion de la culasse magnétique par glissement.	226
Figure III-1 : Profils de vitesse et de température en convection forcé et naturelle pour un écoulement externe et interne [Incropera 7th].	230
Figure III-2: Longueur d'aillette corrigée avec extrémité d'aillette isolée sur la (b) équivalente au cas réel d'aillette avec une extrémité soumise à convection (a) [Karlsson-14].	232
Figure III-3: Paramètres géométriques définissant la géométrie des ailettes [Incropera 7th].	232
Figure III-4: Corrélations coefficients convectifs autour de têtes des bobines pour TEFC.	236
Figure III-5: Têtes des bobines, géométrie simplifiée [Boglietti]	237
Figure III-6: Disque tournant en espace libre [Howey-12].	238
Figure III-7: Disque tournant en espace clos [Bertin-99].....	238
Figure III-8 : Transformation étoile triangle pour simplifier le schéma thermique au niveau de l’air interne [Kylander-95]- [Lindström-99].	238
Figure IV-1 : Comparaison en pertes spécifiques en fonction de la fréquence pour des toles FeCo nuance Vacoflux50 avec une Vacodur49.	240
Figure IV-2 : Pertes spécifiques en fonction de la fréquence pour des toles FeCo d’épaisseur respectif de 0.2mm et 0.35mm.....	240

Références bibliographiques

- [2EWinding] 2E WINDINGS RUE DES CAILLOTES 89000 AUXERRE – FRANCE. Siteweb société [en ligne] (Page consultée le 03/03/2019). <http://2e-windings.fr/>
- [ABB] Chin Robert, “Stator winding scheme of a permanent magnet machine” EP 2 224 578 A1 Patent Application Publication. Applicant : ABB Research Ltd.8050 Zürich (CH) Date: Feb. 27, 2010.
- [Ahn-18] J. Ahn, C. Han, C. Kim and J. Choi, "Rotor Design of High-Speed Permanent Magnet Synchronous Motors Considering Rotor Magnet and Sleeve Materials," in *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 28, no. 3, pp. 1-4, April 2018, Art no. 5201504, doi: 10.1109/TASC.2017.2786690.
- [Airbus] E-Fan X A Giant leap towards zero-emission flight [en ligne] (Page consultée le 31/10/19). <https://www.airbus.com/innovation/future-technology/electric-flight/e-fan-x.html>
- [Albert-04] L. ALBERT : Modélisation et optimisation des alternateurs à griffes. Application au domaine automobile. Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, Juillet 2004.
- [Alexandrova-14] Alexandrova, Yulia & Semken, R. & Pyrhönen, J.. (2014). Permanent magnet synchronous generator design solution for large direct-drive wind turbines: Thermal behavior of the LC DD-PMSG. *Applied Thermal Engineering*. 65. 554-563. 10.1016/j.applthermaleng.2014.01.054.
- [Anderson-13] Bjorn Anderson, “Lumped Parameter Thermal Modelling of Electric Machines Analysis of an Interior Permanent Magnet Synchronous Machine for Vehicle Applications” (2013) Master of Science Thesis in Chalmers University of Technology.
- [Ansys-2] Ansys site web support informatique clients [en ligne] (visionné le 3 Avril 2018) <https://support.ansys.com/staticassets/ANSYS/staticassets/resourcelibrary/confpaper/2008-Int-ANSYS-Conf-guidelines-contact-convergence.pdf>
- [Aremco] Aremco, “High Temperature Potting and Casting Materials,” Visité au : <https://www.aremco.com/potting-casting-materials/> le 31/11/20.
- [Arie-14] M. A. Arie, A. Shooshtari, S. Dessiatoun and M. Ohadi, "Thermal optimization of an air-cooling heat exchanger utilizing manifold-microchannels," *Fourteenth Intersociety Conference on Thermal and Thermomechanical Phenomena in Electronic Systems (ITherm)*, Orlando, FL, 2014, pp. 807-815.
- [Arnold Magnetics] <http://www.arnoldmagnetics.com/products/neodymium-iron-boron-magnets/> consulté le 3 Avril 2018
- [Artois] Artois. Siteweb de la société Artois. [en ligne] (Page consultée le 08/05/2020). <https://www.artoiscomposites.com/frettes/>
- [Aslan-13] Bassel Aslan, « Conception de Machines Polyphasées à Pas Fractionnaire » Thèse de doctorat de l'École Nationale Supérieure d'Arts et Métiers, 29 Octobre 2013
- [Assaad-15] B. Assaad, « Contribution à la prise en compte des aspects thermiques des machines électriques dans un environnement mécatronique », thèse soutenue à l'Université de Technologie de Compiègne en 2015.
- [Atallah et Howe] K. Atallah and D. Howe, "The application of Halbach cylinders to brushless AC servo motors," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 34, pp. 2060-2062, 1998
- [Aydin] M. Aydin, S. Huang, and T. A. Lipo, “Axial Flux Permanent Magnet Disc Machines: a Review”. *Proc. of SPEEDAM*, pp. 61-71, Jun. 2004.
- [Azzouzi] Jaouad Azzouzi. Contribution à la modélisation et à l'optimisation des machines synchrones à aimants permanents à flux axial. Application au cas de l'aérogénérateur. *Energie électrique*. Université du Havre, 2007. Français. tel-00634713.
- [Basso-17] Basso, Gabriele & Goss, James & Chong, Yew Chuan & Staton, Dave. (2017). Improved thermal model for predicting end-windings heat transfer. 4650-4657. 10.1109/ECCE.2017.8096794.

- [Becker et Kaye-2-62] Becker, K.M. and Kaye, J. (1962) "Measurements of diabatic flow in an annulus with an inner rotating cylinder," *Journal of Heat Transfer*, 1962
- [Becker et Kaye-62] Becker, K.M. and Kaye, J. (1962) "The Influence of a Radial Temperature Gradient on the Instability of Fluid Flow in an Annulus with an Inner Rotating Cylinder". *Transaction of ASME Journal of Heat Transfer*, 82 106-110.
- [Bekka-15] Nassim, Bekka & zaïm, el & Bernard, Nicolas & Trichet, Didier & matt, daniel & Espanet, Christophe & Amara, Yacine & michel, jacques. (2015). Nassim BEKKA : Modélisation et optimisation d'actionneurs rotatifs fort couple pour systèmes embarqués. 10.13140/RG.2.2.15451.62246.
- [Belkaid-16] Zahir Belkaid. Modèles et outils pour la conception de composants magnétiques HF dédiés à l'électronique de puissance. Electronique. Université Montpellier, 2016. Français. (NNT : 2016MONT016). (tel-01724711)
- [Benlamine] Raouf Benlamine. Etude et réalisation d'une machine électrique à forte densité de couple et fort rapport de sur-couple pour des applications de traction automobile. Energie électrique. Université de Franche-Comté, 2015. Français. (NNT : 2015BESA2014). (tel-01508637).
- [Bersch-17] K. Bersch, P. H. Connor, C. N. Eastwick, M. Galea and R. Rolston, "CFD optimisation of the thermal design for a vented electrical machine," *2017 IEEE Workshop on Electrical Machines Design, Control and Diagnosis (WEMDCD)*, Nottingham, 2017, pp. 39-44. doi: 10.1109/WEMDCD.2017.7947721
- [Bertin-99] Y. Bertin, Réfrigérissement des machines électriques tournantes. Techniques de l'ingénieur, traité de génie électrique H3460, 1999.
- [Bertin-Periaux] John J. Bertin, Jacques Periaux, Josef Ballmann "Advances in Hypersonics: Modeling Hypersonic Flows", volume 2.
- [Besri-11] Abdelhadi Besri. Modélisation analytique et outils pour l'optimisation des transformateurs de puissance haute fréquence planars. Autre. Université de Grenoble, 2011. Français. (NNT : 2011GRENT119). (tel-00612344v2).
- [Bettayeb-10] Adel Azzedine Bettayeb. Pertes à haute fréquence dans les rotors des machines synchrones à aimants alimentées par onduleur de tension. Autre. Supélec, 2010. Français.
- [Bianchi-07] N. Bianchi and M. Dai Pre, "Use of the star of slots in designing fractional-slot single-layer synchronous motors," in *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, vol. 153, no. 3, pp. 459-466, 1 May 2006.
- [Bianchi-07] N. Bianchi, S. Bolognani, E. Fomasiero, "A General Approach to Determine the Rotor Losses in Three-phases Fractional-Slot PM Machines", *Proc of IEMDC 07, IEEE International Electrical Machines and Drives Conference*, Turkey, 2007.
- [Biedinger-10] J-M. Biedinger. « Entraînements électriques à vitesse variable », Tome 1 : Conception – Cours à l'Université des Technologies de Compiègne 2010.
- [Binder-05] A. Binder, T. Schneider and M. Klotz, "Fixation of buried and surface mounted magnets in high-speed permanent magnet synchronous motors," *Fourtieth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2005 Industry Applications Conference*, 2005., Kowloon, Hong Kong, 2005, pp. 2843-2848 Vol. 4.
- [Boglietti-06] Aldo Boglietti, Andrea Cavagnino, Marco Parvis et Alberto Vallan, "Evaluation of Radiation Thermal Resistances in Industrial Motors". *IEEE transactions on industry applications*, vol. 42, no. 3, may/june 2006.
- [Boglietti-07] A. Boglietti-07, "Analysis of the Endwinding Cooling Effects in TEFC Induction Motors," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 43, no. 5, pp. 1214-1222, Sept.-oct. 2007, doi: 10.1109/TIA.2007.904399.
- [Boglietti-07] A. Boglietti-07, "Analysis of the Endwinding Cooling Effects in TEFC Induction Motors," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 43, no. 5, pp. 1214-1222, Sept.-oct. 2007.

- [Boglietti-09] Aldo Boglietti, Andrea Cavagnino, David Staton, Martin Shanel, Markus Mueller, and Carlos Mejuto. "Evolution and Modern Approaches for Thermal Analysis of Electrical Machines". *IEEE transactions on industrial electronics*, vol. 56, no. 3, march 2009.
- [Bolam] R. C. Bolam, Y. Vagapov and A. Anuchin, "Review of Electrically Powered Propulsion for Aircraft," *2018 53rd International Universities Power Engineering Conference (UPEC)*, Glasgow, 2018, pp. 1-6.
- [Boldea&Nasar] Boldea and S. Nasar, *The Induction Machines Design Handbook*, 2nd ed. Boca Raton, FL, USA: CRC Press, 2009.
- [Bouarroudj-05] Bouarroudj, L. (2005). Contribution à l'étude de l'alternateur à griffes. Application au domaine de l'automobile. PhD thesis, Laboratoire Electrotechnique de Grenoble.
- [Boubaker-16] Nadhem BOUBAKER, « Étude des pertes atypiques dans les machines synchrones à aimants à hautes performances pour applications aéronautiques » Thèse de doctorat de l'Université de Montpellier, 21 Juillet 2016. Document non publié.
- [Boubaker-19] N. Boubaker, D. Matt, P. Enrici, F. Nierlich and G. Durand, "Measurements of Iron Loss in PMSM Stator Cores Based on CoFe and SiFe Lamination Sheets and Stemmed From Different Manufacturing Processes," in *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 55, no. 1, pp. 1-9, Jan. 2019, Art no. 8100309.
- [Bourgeois] Siteweb du Fabricant le Bourgeois, « Fabricant Textiles hautes performances », [en ligne] (Page consultée le 06/05/2020). <http://www.wes.uk.com/files/118.pdf>
<https://www.e-bourgeois.com/fr/>
- [Boussinesq] J. Boussinesq, « Essai sur la théorie des eaux courantes », *Comptes rendus de l'Académie des Sciences*, vol. 23, 1877, p. 1-680
- [Brandt-07] Brandt, Rochelle & Neuer, G.. (2007). Electrical Resistivity and Thermal Conductivity of Pure Aluminum and Aluminum Alloys up to and above the Melting Temperature. *International Journal of Thermophysics*. 28. 1429-1446. 10.1007/s10765-006-0144-0.
- [Brunot-50] BRUNOT, I.W., and BUCKLAND, F.F.: "Thermal contact resistance of laminated and machined joints", *Trans. ASME*, April 1950, pp. 253-257.
- [Buchbinder-01] D. Buchbinder, H. Schleifenbaum, S. Heidrich, W. Meiners, and J. Bultmann, in *Lasers in Manufacturing 2011: Proceedings of the Sixth International Wlt Conference on Lasers in Manufacturing* (Elsevier, 2011), Vol. 12, Pt. A, pp. 271–278.
- [Bulliard-Sauret-16] Bulliard-Sauret, Odin. (2016). Étude expérimentale de l'Intensification des transferts thermiques par les ultrasons en convection forcée.
- [Burrell-11] T.A. Burrell, et Al., "Evaluation of the 2010 Toyota Prius Hybrid Synergy Drive System", U.S. Department of Energy Vehicle Technology, March 2011.
- [Caltagirone] Jean-Paul Caltagirone. « Physique des Ecoulements Continus », UNIVERSITE BORDEAUX I, Janvier 2005 pag. 173.
- [Carsten-86] Carsten, Bruce. (1986). HIGH FREQUENCY CONDUCTOR LOSSES IN SWITCHMODE MAGNETICS. 12. 34-40, 43.
- [Cassoret] B. Cassoret, "Réduction active du bruit magnétique des machines asynchrones directement connectées au réseau," 2009.
- [Castelan-15] Anne Castelan, Bernardo Cougo, Julio Brandelero, Didier Flumian, Thierry Meynard. Optimization of forced-air cooling system for accurate design of power converters. *ISIE 2015 (24th IEEE International Symposium on Industrial Electronics)*, Jun 2015, Buzios, Brazil. pp.367 - 372, 10.1109/ISIE.2015.7281496. hal-01533073:
- [Cavagnino-01] A. Cavagnino, M. Lazzari, F. Profumo and A. Tenconi, "A comparison between the axial flux and the radial flux structures for PM synchronous motors," *Conference Record of the 2001 IEEE*

Industry Applications Conference. 36th IAS Annual Meeting (Cat. No.01CH37248), Chicago, IL, USA, 2001, pp. 1611-1618 vol.3.

[CEL] BUTTAY, C. Électronique de puissance embarquée et packaging, Master M2 [en ligne] (page consultée le 30/08/17)

https://cel.archives-ouvertes.fr/cel-01539759/file/cours_141116_avec_animations.pdf

[Chemours] Chemours Teflon® PTFE Grade K-10 Fluoropolymer Resin, [en ligne] (Page consultée le 03/10/2019).

http://www.matweb.com/search/datasheet_print.aspx?matguid=3f58327d0dc14a19a011b8eab05384b5

[Chiambaretto] Chiambaretto, P. Trafic aérien mondial, une croissance fulgurante pas prête de s'arrêter [en ligne] (Page consultée le 02/09/2019) <http://theconversation.com/trafic-aerien-mondial-une-croissance-fulgurante-pas-prete-de-sarreter-116107>

[Cho-06] H.W. Cho, S. M. Jang, and S. K. Choi, "A design approach to reduce rotor losses in high-speed permanent magnet machine for turbo-compressor," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 42, no. 10, pp. 3521–3523, Oct. 2006.

[Churchil&Chu] S. W. Churchill and H. H. Chu, "Correlating equations for laminar and turbulent free convection from a horizontal cylinder", *International Journal of Heat and Mass Transfer*, vol. 18, no. 9, pp. 1049–1053, 1975

[Cogent] Cogent Power's non-oriented fully processed electrical steels [en ligne] (visionné en Mars 2017) <http://www.polarislaserlaminations.com/Cogent.pdf>, <https://cogent-power.com/downloads>

[Connor]. CFD modelling of an entire synchronous generator for improved thermal management P.H. Connor, S.J. Pickering, C. Gerada, C.N. Eastwick*, C. Micallef

[Culham-01] Culham, J.R., and Muzychka, Y.S. "Optimization of Plate Fin Heat Sinks Using Entropy Generation Minimization," *IEEE Trans. Components and Packaging Technologies*, Vol. 24, No. 2, pp. 159-165, 2001.

[Dajaku-12] G. Dajaku et D. Gerling, « A novel 12-teeth/10-poles PM machine with flux barriers in stator yoke », in 2012 XXth International Conference on Electrical Machines (ICEM), 2012, p. 36-40.

[Dajaku-Gerling], Low Costs and High Efficiency Asynchronous Machine with Stator Cage Winding. Gurakuq Dajaku (FEAAM GmbH) et Dieter Gerling (Institute of Electrical Drives).

[Davin-15] Davin, Tanguy & Harmand, Souad & Pellé, Julien & Yu, Robert. (2015). Experimental study of oil cooling systems for electric motors. *Applied Thermal Engineering*. 75. 1-13. 10.1016/j.applthermaleng.2014.10.060.

[Davis-61] J. H. Davis, D. W. Rees, and I. H. Riley, "Silicone encapsulating and potting materials," *Proc. IEE -Part B Electron. Commun. Eng.*, vol. 109, no. 21S, pp. 266–270, 1962.

[Deeb-13] Ramia Deeb (2013) "Thermal calculations of permanent magnet motors in high current technology". PhD thesis, Brno university of technology, Faculty of Electrical Engineering and Communication Department of Power Electrical and Electronic Engineering Centre for Research and Utilization of Renewable Energy.

[Delphin-14] Delphin, Thomas & Lefevre, Yvan & Biais, François & Tunzini, Marc & Henaux, Carole. (2014). Analytical Calculation of Equivalent Circuit Parameters Accounting for Deep Bar Effect in Multiple-Cage Squirrel Cage Rotor. *Proceedings - 2014 International Conference on Electrical Machines, ICEM 2014*. 10.1109/ICELMACH.2014.6960160.

[Despret-18] Ghislain Noël Henri Despret, « Impact du vrillage sur les forces électromagnétiques dans l'entrefer : Applications aux machines asynchrones ». Thèse de doctorat en Génie électrique Soutenue le 18-04-2018 à l'Ecole centrale de Lille.

[Devillers-17] E. Devillers, M. Hecquet, J. Le Besnerais and M. Régniez, "Tangential effects on magnetic vibrations and acoustic noise of induction machines using subdomain method and electromagnetic vibration synthesis," *2017 IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC)*, Miami, FL, 2017, pp. 1-8. doi: 10.1109/IEMDC.2017.8002072

- [Di Gerlando-93] A.Di Gerlando I.Viatoli, "Improved thermal modelling of induction motors for design purposes", 1993 Sixth International Conference on Electrical Machines and Drives (Conf. Publ. No. 376).
- [Dowell-66] P.L. Dowell, "Effects of eddy currents in transformer windings", *Proceedings of the IEE*, vol. 113, no. 8, pp. 1387–1394, Aug. 1966.
- [Dubas] Frédéric Dubas, Christophe Espanet, A. Miraoui, « Modélisation analytique et maximisation de l'induction magnétique à vide d'un moteur à aimants permanents montés en surface », *Électrotechnique du Futur (EF)*, Dec 2003, Paris, France. pp.01-10, 2003.
- [Duncan] Duncan Gerald David, Gianni Christian John Wade, Williams John Julian Aubrey, Burnnand Kerrin Edmund, Hill Gregory Paul, FISHER & PAYKEL APPLIANCES, WO200917430 A1 "Appliance, rotor and magnet element".
- [DuPont] DuPont™ Kapton® HN Polyimide film, [en ligne] (page consultée le 03/10/2019) <https://www.dupont.com/content/dam/dupont/amer/us/en/products/ei-transformation/documents/DEC-Kapton-HN-datasheet.pdf>
- [eclipsemagnetics]
https://www.eclipsemagnetics.com/media/wysiwyg/datasheets/magnet_materials_and_assemblies/samari_um_cobalt_magnets_datasheet.pdf consulté le 3 Avril 2018.
- [Eclipsemagnetics] SmCo Magnets Datasheet [en ligne] (visionné le 10/08/2019) https://www.eclipsemagnetics.com/media/wysiwyg/datasheets/magnet_materials_and_assemblies/samari_um_cobalt_magnets_datasheet.pdf
- [Elantas] Elan-tron® "Systems for Casting and Potting" [en ligne] (Page consultée le 03/10/2019). <http://www.wes.uk.com/files/118.pdf>
- [Ellis-05] Ellis, David. (2005). GRCop-84: A High-Temperature Copper Alloy for High-Heat-Flux Applications. <https://ntrs.nasa.gov/archive/nasa/casi.ntrs.nasa.gov/20050123582.pdf>
- [El-Refaie] A.M. El-Refaie, M.R. Shah, J.P. Alexander, S. Galioto, Kum-Kang Huh, W.D. Gerstler, "Rotor end losses in multi-phases fractional-slot concentrated-winding permanent magnet synchronous machines", *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2010 IEEE, vol., no., pp.1312- 1320, 12-16 Sept. 2010
- [Emrax] Emrax motor, siteweb constructeur [en ligne] (Page consultée le 05/05/2020). <https://emrax.com/>
- [Erneo] ERNEO SAS, 505 rue Louis Lépine 34000 Montpellier France. Magnetic Gear [en ligne] (Page consultée le 02/03/2019) <http://www.erneo.fr>
- [Espanet-99] Christophe Espanet, "Modélisation et conception optimale de moteurs sans balais à structure inverse application au moteur-roue" Thèse de doctorat de l'Université de Franche-Comté, 20 Janvier 1999.
- [Fakam-15] M. Fakam, M. Hecquet, V. Lanfranchi and A. Randria, "Design and Magnetic Noise Reduction of the Surface Permanent Magnet Synchronous Machine Using Complex Air-Gap Permeance," in *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 51, no. 4, pp. 1-9, April 2015, Art no. 8103809. doi: 10.1109/TMAG.2014.2360315.
- [Fasana-06] A. Fasana et S.Marchesiello, « Meccanica delle vibrazioni », livre, CLUT, 2006.
- [Fawzal-17] A. S. Fawzal, R. M. Cirstea, K. N. Gyftakis, T. J. Woolmer, M. Dickison and M. Blundell, "Fan Performance Analysis for Rotor Cooling of Axial Flux Permanent Magnet Machines," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 53, no. 4, pp. 3295-3304, July-Aug. 2017. doi: 10.1109/TIA.2017.2675986
- [Felder-09] Felder J, Kim H, and Brown G. "Turboelectric distributed propulsion engine cycle analysis for hybrid-wing-body aircraft. AIAA-2009-1132, 2009.
- [Fernández-11] "Dynamic Evaluation of the Overloading Potential of a Convection Cooled Permanent Magnet Synchronous Motor. F. Márquez-Fernández", A. Reinap, Z. Huang, M. Alaküla. 2011 IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC).

- [Ferraris] L. Ferraris, P. Ferraris, E. Pošković, A. Tenconi, "Comparison between Parallel and Radial Magnetization in PM Fractional Machines". Politecnico di Torino, IECON'11 - 37th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society.
- [Ferreira-94] J. A. Ferreira, "Improved analytical modeling of conductive losses in magnetic components," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 9, no. 1, pp. 127-131, Jan. 1994.
- [Ferrieux-Forest-99] J.-P. FERRIEUX, F. FOREST, Alimentations à découpage - Convertisseurs à résonance, DUNOD, 3e édition revue et augmentée, 1999.
- [Fluent] Fluent™ 6.2 Users Guide.
- [Foggia-99] A. Foggia, "Méthodes de calcul des inductances de fuite," *Traité Génie Electrique*, vol. D6, H3440, 1999.
- [Gai et al.] Y. Gai *et al.*, "Cooling of Automotive Traction Motors: Schemes, Examples, and Computation Methods," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, no. 3, pp. 1681-1692, March 2019. doi: 10.1109/TIE.2018.2835397
- [GENERAL ELECTRIC] Stephens Charles Michael, Weeber Konrad Roman, Galioto Steven Joseph, Carl JR Ralph James. "Magnetization of non-magnetized permanent magnet segments in electrical machines" EP2312732 Patent Application Publication. Date: Oct. 10, 2019.
- [Genta-05] G. Genta: "Dynamics of Rotating Systems", book, Springer, 2005
- [Gerada-14] Gerada, David, Mebarki, Abdelslam, Brown, Neil, Gerada, C., Cavagnino, Andrea, and Boglietti, Aldo (2014) High-speed electrical machines: technologies, trends and developments. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 61 (6). pp. 2946- 2959. ISSN 0278-0046
- [GFP] Groupe français des polymères « Les Polymères organiques utilisables à températures élevées : Applications, durabilité, environnement » Publications de l'Institut français du pétrole.
- [Gieras-08] J. F. Gieras, A. C. Koenig and L. D. Vanek, "Calculation of eddy current losses in conductive sleeves of synchronous machines," *2008 18th International Conference on Electrical Machines*, Vilamoura, 2008, pp. 1-4.
- [Gillon-09] Frédéric Gillon. *Méthodologies de Conception Optimale des Composants Electromagnétiques*. Energieélectrique. Université des Sciences et Technologie de Lille - Lille I, 2009. tel-00734814
- [Gimeno-11] A. GIMENO, « Contribution à l'étude d'alternateurs automobiles : caractérisation des pertes n vue d'un dimensionnement optimal » Thèse de doctorat soutenue le 11 Février 2011 au Laboratoire Electrotechnique de Compiègne.
- [Golovanov] D. Golovanov, D. Gerada, G. Mirzaeva and C. Gerada, "The impact of modulation technique on high power density synchronous machine characteristics," *2018 25th International Workshop on Electric Drives: Optimization in Control of Electric Drives (IWED)*, Moscow, 2018, pp. 1-6. doi: 10.1109/IWED.2018.8321370
- [Gong-Xu-Xin] Xiao Gong, Yanliang Xu, Feng Xin. « Formula Expression of Airgap Leakage flux Coefficient of Axial-Flux Permanent Magnet Motor". *TELKOMNIKA*, Vol.11, No.2, June 2013, pp. 241~248 ISSN: 1693-6930
- [Goodfellow] Goodfellow. Datasheet [en ligne] (Page consultée en Mars 2019) <http://www.goodfellow.com/PDF/TAB011X.pdf>
- [Grellet-89] G. GRELLET : Pertes dans les machines tournantes. *Techniques de l'ingénieur*, D3450, Décembre 1989.
- [Gu] D. Gu and Y. Shen, *J. Mater. Process. Technol.* 182, 564–573 (2007). W. H. Wu, Y. Q. Yang, and Y. L. Huang, *Chin. Opt. Lett.* 5, 37–40 (2007).
- [Hallal-14] Jaafar HALLAL, « Études des vibrations d'origine électromagnétique d'une machine électrique : conception optimisée et variabilité du comportement vibratoire » Thèse de doctorat de l'Université de Technologie de Compiègne, 24 juin 2014.

- [Hämäläinen] H. Hämäläinen, J. Pyrhönen and J. Nerg, "AC Resistance Factor in One-Layer Form-Wound Winding Used in Rotating Electrical Machines," in *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 49, no. 6, pp. 2967-2973, June 2013.
- [Hangzhou] <http://www.chinahpmpg.com/product-5880-17712.html> consulté le 3 Avril 2018
- [Hanselman] Dr. Duane Hanselman, "Brushless Permanent Magnet Motor Design" McGraw-Hill Second Edition.
- [Hashin 62] Z. Hashin and S. Shtrikman, "A variational approach to the theory of the effective magnetic permeability of multiphase materials," *J. Appl. Phys.*, vol. 33, no. 10, p. 3125, 1962.
- [helicomicro] Boeing et le multirotor pour le transport de personnes [en ligne] (visionné le 20/05/2020) <https://www.helicomicro.com/2019/01/29/boeing-multirotor-personnes-transport/>
- [helicomicro] <https://www.helicomicro.com/2019/01/29/boeing-multirotor-personnes-transport/> visité le 15/01/2020.
- [Henke] Challenges and Opportunities of Very Light High-Performance Electric Drives for Aviation Engines, journal-article DOI: 10.3390/en11020344
- [Hoganas] Hoganas, siteweb société [en ligne] (visionné le 3 Avril 2018) <http://www.hoganas.com>
- [Hosain-17] Hosain, Lokman & Bel Fdhila, Rebei & Rönnerberg, Kristian. (2017). Air-gap Flow and Thermal Analysis of Rotating Machines using CFD. *Energy Procedia*. 105. 5153-5159. 10.1016/j.egypro.2017.03.1045.
- [Hosain-17-B] Hosain, Lokman & Bel Fdhila, Rebei. (2017). Air-Gap Heat Transfer in Rotating Electrical Machines: A Parametric Study. *Energy Procedia*. 142. 4176-4181. 10.1016/j.egypro.2017.12.343.
- [Howey-12] David A. Howey, Peter R. N. Childs, et Andrew S. Holmes, "Air-Gap Convection in Rotating Electrical Machines". *IEEE Transactions on industrial electronics*, vol. 59, no. 3, march 2012 1367.
- [Huang 13] Zhe Huang, "Thermal Design of Electrical Machines: Investigation and Evaluation of Cooling Performances" Thèse de doctorat, à l'université de Lund, "Department of Measurement Technology and Industrial Electrical Engineering", 2013.
- [Huang-10] W.-Y. Huang, A. Huang, R. Kaczmarek et J.-C. Vannier, « Optimization of Magnet Segmentation for Reduction of Eddy-Current Losses in Permanent Magnet Synchronous Machine », *IEEE Transactions on energy conversion*, vol. 25, no. 2, p. 381–387, 2010.
- [Huang-13] Huang, Zhe. "Thermal Design of Electrical Machines - Investigation and Evaluation of Cooling Performances." (2013).
- [Huang-16] Z. Huang and J. Fang, "Multiphysics Design and Optimization of High-Speed Permanent-Magnet Electrical Machines for Air Blower Applications," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 5, pp. 2766-2774, May 2016.
- [Huntsmann] Huntsmann. Araldite® 2014-2 [en ligne] (Page consultée le 07/05/2020). https://docpublic.gaches.com/data/DOC_PUBLIC/FT-CIP20142-EN.pdf
- [IATA] IATA Forecast Predicts 8.2 billion Air Travelers in 2037 [en ligne] (Page consultée le 02/09/2019) <https://www.iata.org/pressroom/pr/Pages/2018-10-24-02.aspx> [en ligne] (Page consultée le 02/09/2019).
- [ICAO-10] ICAO, I. (2010). Environmental report 2010. Aviation and climate change, 2010.
- [ICAO-16] ICAO, I. (2016). Environmental report 2016. Aviation and climate change, 2016.
- [Idoughi 09] L. Idoughi, X. Mininger, F. Bouillault, E. Hoang, "Reduced Thermal Model for Stator Slot", *COMPUMAG*, pp. 1058-1059, June 2009.
- [Idoughi 11] Mohand Laïd Idoughi, « Extraction de modèles thermiques simplifiés des machines à partir d'un calcul du champ de températures » Thèse de doctorat de l'université Paris-Sud, 09 Septembre 2011.

- [Idoughi 11b] L. Idoughi, X. Mininger, F. Bouillault, L. Bernard and E. Hoang, "Thermal Model With Winding Homogenization and FIT Discretization for Stator Slot," in *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 47, no. 12, pp. 4822-4826, Dec. 2011. doi: 10.1109/TMAG.2011.2159013
- [IEC] High-Voltage Test Techniques Partial Discharge Measurements, IEC 60270, 2000.
- [Incropera 7th] Franck P. Incropera, David P. Dewit, "Fundamentals Of Heat And Mass Transfer Incropera".
- [Insert-11] Isert, Sarah, "Heat Transfer Through A Rotating Ball Bearing at Low Angular Velocities" (2011). All Graduate Plan B and other Reports.90.
- [Iosif-16] Vadim Iosif, Nouredine Takorabet, Daniel Roger, Stéphane Duchesne, Farid Meibody-Tabar. Concep-tion d'un prototype de machine Ultra-Haute Température (500°C). Symposium de Genie Electrique, Jun 2016, Grenoble, France. hal-01361648.
- [Ishak] D. Ishak, Z. Q. Zhu and D. Howe, "Permanent-magnet brushless machines with unequal tooth widths and similar slot and pole numbers," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, no. 2, pp. 584-590, March-April 2005. doi: 10.1109/TIA.2005.844380
- [Iwami] Iwami Taizo, Kawasaki Sachiko, Fukuzumi Hiroe, Miyamoto Yoshinori. MITSUBISHI ELECTRIC. "Permanent magnet type electric rotating machine having main magnets and auxiliary magnets, and manufacturing method thereof". WO201308284 A1. Date 17/01/2013.
- [JAC-04] J. JAC, Fiabilité des associations convertisseur-machine. Application au domaine de l'aéronautique. Rapport de DEA, Institut National Polytechnique de Toulouse, juillet 2004.
- [JAC-07] J. JAC, T. MARTIRE, P. ENRICI, D. MATT, Architecture convertisseur machine à haute sécurité de fonctionnement et hautes performances massiques. Application au domaine de l'aéronautique. EF 2007, 6-7 septembre 2007. Actes du congrès sur CD ROM (pas d'ISBN).
- [JAC-08] J. JAC, Actionneur électromagnétique à entraînement direct à hautes performances spécifiques. Applications au domaine aéronautiques. Soutenue le 26 février 2008, Université Montpellier 2.
- [Jack et All] Jack, A.G., Mecrow, B.C., and Haylock, J.A: 'A comparative study of permanent magnet and switched reluctance motors for high-performance fault-tolerant applications', IEEE Trans. Ind. Appl., 1996, IA-32, (4), pp. 889-895
- [Jannot-2012] Ecole des Mines Nancy 2ème année « Transferts thermiques ». Auteur Yves JANNOT Ed. année 2012
- [Jin 13] Jin, Ping & Yuan, Yue & Lin, Heyun & Fang, Shuhua & Ho, S.L. (2013). General Analytical Method for Magnetic Field Analysis of Halbach Magnet Arrays Based on Magnetic Scalar Potential. *Journal of Magnetics*. 18. 10.4283/JMAG.2013.18.2.095.
- [Jordan-50] H. Jordan, Electric Motor Silencer—Formation and Elimination of the Noises in the Electric Motors, W. Giradet-Essen, Ed., 1950
- [K. Kempen et al.] K. Kempen, B. Vrancken, L. Thijs, S. Bults, J. Van Humbeeck, and J.-P. Kruth, in Solid Freeform Fabrication Symposium Proceedings, 2013, Austin, TX, USA (The University of Texas at Austin).
- [K.Halbach 1] Design of permanent multipole magnets with oriented rare earth cobalt material," *Nuclear Instruments and Methods*, Vol. 169, pp. 1-10.
- [K.Halbach 2] Physical and Optical Properties of Rare Earth Cobalt Magnets By Klaus Halbach, Lawrence Berkeley, UC Berkeley, Berkeley AC 94720.
- [Kantal] 1350 ALUMINUM Datasheet [en ligne] (Page consultée en Mars 2019) <https://www.kanthal.com/en/products/material-datasheets/wire/conductive-wire/1350-aluminum/>
- [Karlsson-14] A. Karlsson, 'Cooling methods for electrical machines: Simulation based evaluation of cooling fins found on low voltage general purpose machines', Dissertation, 2014.

- [Khanchoul] Mohamed Khanchoul. Contribution au développement de la partie électromécanique d'un compresseur pour climatisation de véhicule électrique. Autre [cond-mat.other]. Université Paris Sud - Paris XI, 2012. Français.
- [Kim] Kim Michael, Bender Donald. "Permanent magnet array and magnet holder for flywheel". US20040046471 Patent Application Publication. Date : Mar. 11, 2004.
- [Kinjo] Hideki Kinjo, Development trends and prospects for evtol: a new mode of air mobility, Industry Innovation Dept., Technology & Innovation Studies Div. Mitsui & Co. Global Strategic Studies Institute
- [Klötzl] Permanent Magnet Loss Reduction in PM-Machines using Analytical and FEM Calculation J. Klötzl, M. Pyc, and D. Gerling.
- [Kolli] Analyse d'une architecture de puissance dédiée aux modes traction-recharge dans un véhicule électrique. Optimisation de la commande et fonctionnement en mode dégrade. Abdelfatah Kolli.
- [Kotrba-93] V.Kotrba, "Cooling and ventilation of electrical machines," Laboratory of Electromechanics, Helsinki University of Technology, Espoo, Finland, 1993, Postgraduate seminar on electromechanics (S-17.202).
- [Kreith 11] Principles of heat transfer, 7th edition, si Frank Kreith, Raj M. Manglik, Mark S. Bohn. Si edition prepared by: Shaligram Tiwari
- [Kreith-11] Frank Kreith, Raj M. Manglik, Mark S. Bohn, "Principles of Heat Transfer", Seventh Edition. Cengage Learning, In, 2011.
- [Kucera-Ahrens-96] A model for axial magnetic bearings including eddy currents L Kucera, M Ahrens - 1996 - ntrs.nasa.gov.
- [Kuehbacher-13] D. Kuehbacher, A. Kelleter and D. Gerling, "An improved approach for transient thermal modeling using lumped parameter networks," 2013 International Electric Machines & Drives Conference, Chicago, IL, 2013, pp. 824-831. doi: 10.1109/IEMDC.2013.6556188.
- [Kylander-95] Kylander, Gunnar. (1995). Thermal modelling of small cage induction motors.
- [L'USINE NOUVELLE] AOUDJHANE, S. Cinq technologies pour réinventer le moteur électrique [en ligne] (Page consultée le 03/09/2019) <https://www.usinenouvelle.com/article/cinq-technologies-pour-reinventer-le-moteur-electrique.N875920>
- [Langlois-06] Olivier Langlois, « Conception d'un réseau de secours électrique pour l'aéronautique », Thèse de doctorat de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, 22 juin 2006.
- [Launder&Spalding-72] Launder, B. E., & Spalding, D. B. (1972). Lectures in mathematical models of turbulence.
- [Launder&Spalding-74] Launder, B. E., & Spalding, D. B. (1974), "The numerical computation of turbulent flows. Computer methods in applied mechanics and engineering, 3(2), 269-289.
- [Le Besnerais-08] J. Le Besnerais, "Reduction of magnetic noise in PWM-supplied induction machines - low-noise design rules and multi-objective optimisation," 2008.
- [Le Besnerais-10-A] J. Le Besnerais, V. Lanfranchi, M. Hecquet and P. Brochet, "Characterization and Reduction of Audible Magnetic Noise Due to PWM Supply in Induction Machines," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 4, pp. 1288-1295, April 2010. doi: 10.1109/TIE.2009.2029529
- [Le Besnerais-10-J] J. Le Besnerais, V. Lanfranchi, M. Hecquet, P. Brochet and G. Friedrich, "Prediction of Audible Magnetic Noise Radiated by Adjustable-Speed Drive Induction Machines," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 46, no. 4, pp. 1367-1373, July-Aug. 2010. doi: 10.1109/TIA.2010.2049624.
- [Leap] ANSYS Computational Fluid Dynamics - LEAP Australia Support Team (en ligne).
- [Levasseur] A. LEVASSEUR : Nouvelles formules, valables à toutes les fréquences, pour le calcul rapide de l'effet Kelvin. Journal de Physique et le Radium, Janvier 1930.

- [Libert-04] « Design, Optimization and Comparison of Permanent Magnet Motors for a Low-Speed Direct-Driven Mixer », Electrical Engineering and Engineering Physics, KTH, in partial fulfilment of the requirements for the degree of Technical Licentiate, Sweden, 2004.
- [Lienhard IV,V] A heat transfer textbook / John H. Lienhard IV and. John H. Lienhard V — 3rd ed. — Cambridge, MA : J.H. Lienhard V, c2000
- [Lindström-99] Joachim Lindström, “Development of an Experimental Permanent-Magnet Motor Drive”, Technical Report No. 312L Department of Electric Power Engineering, Goteborg, Sweden 1999.
- [Lipo 04] TA Lipo, SM Madani, RJ White & W Ouyang. Soft Magnetic Composites for AC Machines—A Fresh Perspective. In 11th International Power Electronics and Motion Control Conference, EPE-PEMC, pages 2–4, 2004
- [Liu 14] G. Liu, M. Shao, W. Zhao, Q. Chen and L. Mo, "Cost Reduction of a New Fault-Tolerant Halbach Permanent Magnet Machine Using Ferrite Magnet," in IEEE Transactions on Magnetics, vol. 50, no. 11, pp. 1-4, Nov. 2014, Art no. 8102904.
- [Liu 15] Liu, Guohai, Mingming Shao, Wenxiang Zhao, Jinghua Ji, Qian Chen and Qian Feng. “Modeling and Analysis of Halbach Magnetized Permanent-Magnets Machine by Using Lumped Parameter Magnetic Circuit Method.” (2015).
- [Liwschitz-67] M. LIWSCHITZ : Calcul des machines électriques - Tome I. Éditions SPES Lausanne,
- [Lola] Green Car Congress, Energy, technologies, issues and policies for sustainable mobility [en ligne] (Page consultée le 04/09/2019). <https://www.greencarcongress.com/2012/01/drayson-20120113.html>
- [Ludois-17] D. C. Ludois and I. Brown, "Brushless and Permanent Magnet Free Wound Field Synchronous Motors for EV Traction,"; Univ. of Wisconsin-Madison, Madison, WI (United States) DOE- Wisconsin-6849 United States 10.2172/1349258 NETL English, 2017.
- [Luke-23] Luke, G.E., "The cooling of electric machines". Transactions of the AIEE 42 (1923), p. 636-652.
- [Macheto] Macheto, D. Aerospace Valley, Présentation du dispositif de l'Appel à Etude de Faisabilité "Avion plus électrique et technologies duales aux véhicules électriques".
- [Madina-11] P. Madina, J. Poza, G. Ugalde and G. Almandoz, "Magnet eddy current loss calculation method for segmentation analysis on permanent magnet machines," *Proceedings of the 2011 14th European Conference on Power Electronics and Applications*, Birmingham, 2011, pp. 1-9.
- [Madonna-18] Madonna, Vincenzo & Walker, Adam & Giangrande, Paolo & Gerada, Chris & Serra, Giovanni & Galea, Mikiel. (2018). Improved thermal management and analysis for stator end-windings of electrical machines. IEEE Transactions on Industrial Electronics. 66. 5057-5069. 10.1109/TIE.2018.2868288.
- [Magnax] Magnax Motors, siteweb constructeur [en ligne] (Page consultée le 05/05/2020). <https://www.magnax.com/>
- [MAI-CHARIH] Hoang Cong Minh Mai, Fouad Charih, Frédéric Dubas, Didier Chamagne, Christophe Espanet, « Comparaison de deux bobinages pour la propulsion d'un véhicule hybride urbain. » Laboratoire FEMTO-ST, Département ENISCS, Université de Franche-Comté Parc Technologique, 2 avenue Jean Moulin, F-90010 Belfort, France
- [Markatos] N. C. Markatos, “The mathematical modelling of turbulent flows”. Centre for Numerical Modelling and Process Analysis, School of Mathematics, Statistics and Computing, Thames Polytechnic, Wellington Street, London SE18 6PF, UK.
- [Marquez-14] Marquez, F. (2014). Electric Traction Machine Design for an E-RWD Unit.
- [Martinez-12] Martínez, D. (2012). Design of a Permanent-Magnet Synchronous Machine with Non-Overlapping Concentrated Windings for the Shell Eco Marathon Urban Prototype.
- [MAT-12] MATT, D. « Conversion électromécanique - Principes généraux et approfondis », Cours

- [McDonough] J. M. McDonough, "Introductory lectures on turbulence" Physics, Mathematics and Modeling Departments of Mechanical Engineering and Mathematics University of Kentucky
- [Mellor-05] Mellor, P.H. & Wrobel, Rafal. (2005). Optimisation of a brushless motor excited by multipolar permanent magnet array. 649 - 654. 10.1109/IEMDC.2005.195792.
- [Mellor-07] Phil H. Mellor and Rafal Wrobel, "Optimization of a Multipolar Permanent-Magnet Rotor Comprising Two Arc Segments per Pole". IEEE Trans. On industry applications, vol. 43, no. 4, pp. 942–951, Publication Year: 2007.
- [Mellor-91] P. H. Mellor, D. Roberts and D. R. Turner, "Lumped parameter thermal model for electrical machines of TEFC design," in IEE Proceedings B - Electric Power Applications, vol. 138, no. 5, pp. 205-218, Sept. 1991.doi: 10.1049/ip-b.1991.0025.
- [Micallef-06] Micallef, Christopher (2006) *End winding cooling in electric machines*. PhD thesis, University of Nottingham.
- [Milton 81] G. W. Milton, "Bounds on the transport and optical properties of a two-component composite material," J. Appl. Phys., vol. 52, pp. 5294–5304,1981.
- [Mitcham-97] A. J. Mitcham, "Transverse flux motors for electric propulsion of ships," IEE Colloquium on New Topologies for Permanent Magnet Machines (Digest No: 1997/090), London, UK, 1997, pp. 3/1-3/6. doi: 10.1049/ic:19970520.
- [Mlot-15] A. Mlot, M. Lukaniszyn and M. Korkosz, "Influence of an end-winding size on proximity losses in a high-speed PM synchronous motor," *2015 Selected Problems of Electrical Engineering and Electronics (WZEE)*, Kielce, 2015, pp. 1-6.
- [Multon-15] Bernard Multon, « Application des aimants aux machines électriques » HAL Id: cel-01246816 <https://cel.archives-ouvertes.fr/cel-01246816>. Submitted on 19 Dec 2015
- [Nachouane-17] A. B. Nachouane, A. Abdelli, G. Friedrich and S. Vivier, "Numerical Study of Convective Heat Transfer in the End Regions of a Totally Enclosed Permanent Magnet Synchronous Machine," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 53, no. 4, pp. 3538-3547, July-Aug. 2017. doi: 10.1109/TIA.2017.2691731
- [Nan-03] Xi Nan and C. R. Sullivan, "An improved calculation of proximity-effect loss in high-frequency windings of round conductors," *IEEE 34th Annual Conference on Power Electronics Specialist, 2003. PESC '03.*, Acapulco, Mexico, 2003, pp. 853-860 vol.2.
- [Nan-04] X. Nan and C.R. Sullivan, "Simplified high-accuracy calculation of eddy-current loss in round-wire windings," in *Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual*, 2004, pp. 873-879 Vol. 2.
- [Nasa] NASA Armstrong Fact Sheet: NASA X-57 Maxwell [en ligne] (Page consultée le 15/11/2019). <https://www.nasa.gov/centers/armstrong/news/FactSheets/FS-109.html>
- [Nategh-12] Shafigh Nategh, Student Member, IEEE, Oskar Wallmark, Member, IEEE, Mats Leksell, Member, IEEE, and Shuang Zhao, Student Member, IEEE, "Thermal Analysis of a PMaSRM Using Partial FEA and Lumped Parameter Modeling", *IEEE Transactions on energy conversion*, VOL. 27, NO. 2, June2012.
- [Ngotta-16] Patrick N'Gotta. « Développement d'un quadripôle à aimant permanent à usage des accélérateurs de particules » HAL Id : tel-01259040 <https://tel.archives-ouvertes.fr/tel-01259040> Submitted on 19 Jan 2016
- [Nya] B. H. Nya, J. Brombach et D. Schulz. Helmut Schmidt. "Benefits of Higher Voltage Levels in Aircraft Electrical Power Systems." University Hamburg Holstenhofweg 85, 22043 Hamburg Germany.
- [Ouyang-11] Ouyang, Ziwei & Andersen, Michael & Thomsen, O.C.. (2011). *Advances in Planar and Integrated Magnetics*.
- [Paradkar] M. Paradkar and J. Böcker, "Analysis of eddy current losses in the stator windings of IPM machines in electric and hybrid electric vehicle applications," *8th IET International Conference on Power*

Electronics, Machines and Drives (PEMD 2016), Glasgow, 2016, pp. 1-5. doi: 10.1049/cp.2016.0320.

[ParvezIqbal-16] A.K.M. ParvezIqbal, F.A.M Mokhtar, K.S.M. Sahari and Ishak Aris, 2016. A Review of Permanent Magnet Linear Motor with Halbach Array. *Journal of Engineering and Applied Sciences*, 11: 1752-1761.

[Patterson] Dean J Patterson, Jessica L Colton¹, Brad Mularcik, Byron J Kennedy, Steven Camilleri, Rafal Rohoza "A Comparison of Radial and Axial Flux Structures in Electrical Machines".

[Pechanek-Bouzek-12] Pechanek, Roman & Bouzek, Lukas. (2012). Analyzing of two types water cooling electric motors using computational fluid dynamics. 15th International Power Electronics and Motion Control Conference and Exposition, EPE-PEMC 2012 ECCE Europe. LS2e.4-1. 10.1109/EPEPEMC.2012.6397424.

[Perry-79] M.P. Perry, "Multiple layer series connected winding design for minimum losses", *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-98, pp. 116–123, Jan./Feb. 1979.

[Piscini-16] Piscini L. (2016). Design of an axial flux machine-Multi-Physic analysis (mémoire de stage non publié). Université des Technologie de Compiègne, Compiègne, France et Politecnico di Torino, Torino, Italie.

[Piscini-19] L.Piscini, D.Matt, A.Gimeno et N.Boubaker, « Contribution on AC bar windings losses reduction for a high frequency and high performance machine for aeronautical application,” 2019 19th International Symposium on Electromagnetic Fields in Mechatronics, Electrical and Electronic Engineering (ISEF), 29-31 Aout 2019, Nancy, France (Article présenté, mais non publié sous IEEE).

[Polikarpova-14] M. Polikarpova, P. M. Lindh, J. A. Tapia, and J. J. Pyrhonen, "Application of potting material for a 100-kW radial flux PMSM," in 2014 International Conference on Electrical Machines (ICEM), 2014, pp. 2146–2151

[Polikarpova-15-A] M. Polikarpova, P. Ponomarev, P. R  ytt  , S. Semken, Y. Alexandrova and J. Pyrhönen, "Direct liquid cooling for an outer-rotor direct-drive permanent-magnet synchronous generator for wind farm applications," in *IET Electric Power Applications*, vol. 9, no. 8, pp. 523-532, 9 2015. doi: 10.1049/iet-epa.2014.0342

[Polikarpova-15-B] Polikarpova, Mariia & Lindh, Pia & Gerada, Chris & Rilla, Marko & Naumanen, Ville & Pyrhönen, J.. (2015). Thermal effects of stator potting in an axial-flux permanent magnet synchronous generator. *Applied Thermal Engineering*. 75. 421-429. 10.1016/j.applthermaleng.2014.09.044.

[Polinder-99] H. Polinder and M. J. Hoeijmakers, "Eddy-current losses in the segmented surface-mounted magnets of a PM machine," in *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, vol. 146, no. 3, pp. 261-266, May 1999.

[Ponomarev-15] P. Ponomarev, I. Petrov, J. Pyrhonen, and N. Bianchi, "Additional losses in stator slot windings of permanent magnet synchronous machines". DOI: 10.13140/RG.2.1.2081.9368, 2015.

[Popescu] M. Popescu, D. A. Staton, A. Boglietti, A. Cavagnino, D. Hawkins and J. Goss, "Modern Heat Extraction Systems for Power Traction Machines—A Review," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 52, no. 3, pp. 2167-2175, May-June 2016. doi: 10.1109/TIA.2016.2518132.

[Pyrhonen-2nd] Pyrhonen, J., Jokinen, T., Hrabovcova, V. (December 2013). Design of Rotating Electrical Machines, 2nd Edition

[Qui-16] Qiu, Jun & Zhou, Ming. (2016). Analytical Solution for Interference Fit for Multi-Layer Thick-Walled Cylinders and the Application in Crankshaft Bearing Design. *Applied Sciences*. 6. 167. 10.3390/app606167.

[Qu-Lipo] Ronghai Qu and T. A. Lipo, "Analysis and modeling of air-gap and zigzag leakage fluxes in a surface-mounted permanent-magnet Machine," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 40, no. 1, pp. 121-127, Jan.-Feb. 2004.

- [Raab-16] Raab, S.J.; Guschlbauer, R.; Lodes, M.A.; Körner, C. Thermal and Electrical Conductivity of 99.9% Pure Copper Processed via Selective Electron Beam Melting. *Adv. Eng. Mater.* 2016, 18, 1661–1666.
- [Rahman] Application of Direct-Drive Wheel Motor for Fuel Cell Electric and Hybrid Electric Vehicle Propulsion System Khwaja M. Rahman, Member, IEEE, Nitin R. Patel, Member, IEEE, Terence G. Ward, James M. Nagashima, Member, IEEE, Federico Caricchi, Member, IEEE, and Fabio Crescimbin, Member, IEEE
- [Rahman-06] K. M. Rahman, N. R. Patel, T. G. Ward, J. M. Nagashima, F. Caricchi and F. Crescimbin, "Application of Direct-Drive Wheel Motor for Fuel Cell Electric and Hybrid Electric Vehicle Propulsion System," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 42, no. 5, pp. 1185-1192, Sept.-Oct. 2006.
- [RAK] "Numerical modelling and design of electrical devices", Project 1.0101-0278, Application of interdisciplinary and international team and project-based learning in Master Studies.
- [Reatti-02] Reatti and M. Kazimierzuk, "Comparison of various methods for calculating the ac resistance of inductors," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 38, no. 3, pp. 1512–1518, May 2002.
- [Reinap 15] Avo Reinap, "Direct Cooled Laminated Windings, Radially Displaced Laminated Winding Segments", Division of Industrial Electrical Engineering and Automation Faculty of Engineering, Lund University CODEN: LUTEDX/(TEIE-7261)/1-70/ (2015).
- [Reinap-14] A. Reinap, F. J. Márquez-Fernández, R. Andersson, C. Högmark, M. Alaküla and A. Göransson, "Heat transfer analysis of a traction machine with directly cooled laminated windings," 2014 4th International Electric Drives Production Conference (EDPC), Nuremberg, 2014, pp. 1-7. doi: 10.1109/EDPC.2014.6984395
- [Resbond] Consulté sur <https://www.final-materials.com/fr/57-adhesif-haute-temperature-alumine> [en ligne] (Page consultée le 03/10/2019).
- [Rezzoug-13] Abderrezak Rezzoug, Mohammed El-Hadi Zaim "Non-conventional Electrical Machines" 1st Edition, Wiley-ISTE; 1 edition (4 Feb. 2013).
- [Riba] Jordi-Roger Riba, « Analysis of formulas to calculate the AC resistance of different conductors configurations ». Escola d'Enginyeria d'Igualada, Universitat Politècnica de Catalunya, Pla de la Massa 8, 08700 Igualada, Spain
- [Richter] R. Richter, *Elektrische Maschinen*, Verlag Birkhäuser, Band I, p. 239-251, Basel, 1951.
- [Richter-67] Richter, R. (1967) *Electrical Machines: General Calculation Elements. DC Machines (Elektrische Maschinen: Allgemeine Berechnungselemente. Die Gleichstrommaschinen)*, Vol. I, 3rd edn, Birkhaeuser Verlag, Basle and Stuttgart.
- [Robinson] T. Robinson. Bright sparks -The quest for electric speed [en ligne] (Page consultée le 31/10/19). <https://www.aerosociety.com/news/bright-sparks-the-quest-for-electric-speed> visité
- [Saari-94] Saari, J & Arkkio, A 1994, Losses in high-speed asynchronous motors. in *International Conference on Electrical Machines, Paris, France, 5.-8.9.1994*. La Societe des Electriciens et des Electroniciens (SEE), L'Ecole Supérieure d'Electricite (SUPELEC), Paris, pp. Vol. 3, s. 704-708.
- [Safran] Safran. Siteweb officiel du groupe Safran [en ligne] (Page consultée le 05/05/2020). <https://www.safran-group.com/fr>
- [Sarriegui] Performance Comparison of Different SiC-MOSFETs for High-Frequency High-Power DC-DC Converters. Garikoitz Sarriegui, Steffen Beushausen, Rik W. De Doncker Institute for Power Electronics and Electrical Drives (ISEA) RWTH Aachen University Aachen, Germany
- [Sawada] Reduction in Eddy current loss on rotor of SPMSM driven by inverter. Masashi Sawada, Koji Hashimoto, Yurji Kinoshita, Masanori Kuroda, Tomoaki Tamiya, Yuji Shindo et Yoshiro Kawase.
- [Schubert-68] E. Schubert, "Heat transfer coefficients at end-winding and bearing covers of enclosed asynchronous machines," *Elektrie*, vol. 22, Apr. 1968.

- [Segur-90] Pierre SEGUR ; article : Gaz isolants ; Techniques de l'Ingénieur, traité Génie électrique, dossier D 2 530, juin 1990.
- [Semidey-Mayor-14] S. A. Semidey and J. R. Mayor, "Experimentation of an Electric Machine Technology Demonstrator Incorporating Direct Winding Heat Exchangers," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 10, pp. 5771-5778, Oct. 2014. doi: 10.1109/TIE.2014.2303779
- [Sergeant-08] Sergeant and A. Van den Bossche, "Segmentation of Magnets to Reduce Losses in Permanent-Magnet Synchronous Machines," in *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 44, no. 11, pp. 4409-4412, Nov. 2008. doi: 10.1109/TMAG.2008.2001347
- [Seun] Seun Guy Min and B. Sarlioglu, "Investigation of electromagnetic noise on pole and slot number combinations with possible fractional-slot concentrated windings," *2017 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*, Chicago, IL, 2017, pp. 241-246. doi: 10.1109/ITEC.2017.7993278
- [Shah-London 78] Shah, R. K., and London, A. L., 1978, Laminar flow forced convection in ducts: a source book for compact heat exchanger analytical data, Academic press New York.
- [Shao] Mingming Shao, Guohai Liu, Qian Chen, Wenxiang Zhao and Duo Zhang, "A lumped parameter magnetic circuit model for fault-tolerant machine with Halbach magnetized permanent-magnet," 2013 International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), Busan, 2013, pp. 1174-1178.
- [Shigley] Shigley. Shigley's Mechanical Engineering Design. New York: McGraw-Hill, 2011. Print.
- [Shlykov-64] SHLYKOV, Y.P., and GANIN, Y.A.: "Thermal resistance of metallic contacts", Int. J. Heat Mass Transf., 1964,7, pp. 921-929.
- [Siemens] Siemens, « Electric propulsion components with high power densities for aviation », [en ligne] (Page consultée le 20/05/2020). <https://nari.arc.nasa.gov/sites/default/files/attachments/Korbinian-TVFW-Aug2015.pdf> visité en Septembre 2019.
- [Siesing et All] Siesing, L & Reinap, A & Andersson, Mats. (2014). Thermal properties on high fill factor electrical windings - Infiltrated vs non infiltrated. Proceedings - 2014 International Conference on Electrical Machines, ICEM 2014. 10.1109/ICELMACH.2014.6960492.
- [Silbernagel-18] Silbernagel, Cassidy & Ashcroft, Ian & Dickens, Philip & Galea, Mikiel. (2018). Electrical resistivity of additively manufactured AlSi10Mg for use in electric motors. Additive Manufacturing. 21. 395-403. 10.1016/j.addma.2018.03.027.
- [Simons-03] Simons, R.E., "Estimating Parallel Plate-Fin Heat Sink Thermal Resistance," *Electronics Cooling*, Vol. 9, No. 1, pp. 8-9, 2003.
- [Simons-97] Simons, R.E., and Schmidt, R.R., "A Simple Method to Estimate Heat Sink Air Flow Bypass," *Electronics Cooling*, Vol. 3, No. 2, pp. 36-37, 1997.
- [Simpson-18] Simpson, N., & Mellor, P. (2018). Additive Manufacturing of Shaped Profile Windings for Minimal AC Loss in Electrical Machines. In 2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE 2018) (pp. 5765-5772). Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE). <https://doi.org/10.1109/ECCE.2018.8557999>
- [Soderberg-31] Soderberg, C.R., "Steady flow of heat in large turbine-generators". Transactions of the AIEE 50 (1931), p. 782-802.
- [Spreen-90] J. H. Spreen, "Electrical terminal representation of conductor loss in transformers", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 5, no. 4, pp. 424-9, 1990.
- [Staton-05] D. Staton, A. Boglietti, and A. Cavagnino, "Solving the more difficult aspects of electric motor thermal analysis in small and medium size industrial induction motors," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 20, no. 3, pp. 620-628, Sep. 2005.

- [Stephens & All] Stephens Charles Michael, Weeber Konrad Roman, Galioto Steven Joseph, Carl JR Ralph James, "Magnetization of non-magnetized permanent magnet segments in electrical machines", EP2312732, General Electric Co.
- [Stokum-69] G. Stokum, "Use of the results of the four-heat run method of induction motors for determining thermal resistance," *Elektrotechnika*, vol. 62, no. 6, pp. 219–232, 1969.
- [Stoll] Stoll, Alex & Bevirt, Joeben & Moore, Mark & Fredericks, William & Borer, Nicholas. (2014). Drag Reduction Through Distributed Electric Propulsion. 10.2514/6.2014-2851.
- [Strous] Design of a permanent magnet radial flux concentrated coil generator for a range extender application, MSc. Thesis Report in Delft University of Technology August 2010.
- [Takahashi-10] N. Takahashi, M. Morishita, D. Miyagi, and M. Nakano, "Examination of magnetic properties of magnetic materials at high temperature using a ring specimen," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 46, pp. 548–551, Feb 2010
- [Talasco & All] Eric J. Talasco (North Granby, CT, US) Paul A. Carvalho (Hadley, MA, US) Paul A. Carvalho (Hadley, MA, US) David R. Danielson (Suffield, CT, US) Robert H. Perkinson (Somers, CT, US) Robert H. Perkinson (Somers, CT, US) IPC8 Class: AB64C1148FI USPC Class: 416 1 Class name: Fluid reaction surfaces (i.e., impellers) method of operation Publication date: 2011-11-24 Patent application number: 20110286841
- [Thyssenkrupp] Thyssenkrupp, "Steel. General product range," Thyssenkrupp, Mars 2017. https://www.thyssenkrupp-steel.com/media/content_1/publikationen/thyssenkrupp_general_product_range_steel_2015_1.pdf. Visité le 08/03/2017.
- [Tighe-16] C. Tighe, C. Gerada and S. Pickering, "Assessment of cooling methods for increased power density in electrical machines," 2016 XXII International Conference on Electrical Machines (ICEM), Lausanne, 2016, pp. 2626-2632. doi: 10.1109/ICELMACH.2016.7732892
- [Todd] S. Tamas-Williams, I. Todd, "Design for additive manufacturing with site-specific properties in metals and alloys", Department of Materials Science and Engineering, University of Sheffield, Sheffield, S1 3JD, UK.
- [Torquato] S. Torquato and F. Lado, "Bounds on the conductivity of a random array of cylinders," *Proc. R. Soc. Lond A*, vol. 417, pp. 59–80, 1988.
- [Toyota et All.] Toyota Akihito, Shikayama Toru, Kakiyama Masanobu. YASKAWA ELECTRIC. "Periodic magnetic field generation device, and linear motor and rotary motor using the same". EP2276148 Patent Application Publication. Date: 19.01.2011.
- [Tran et al.] Tran, Thang & Chinnappan, Amutha & Lee, Jeremy & Loc, Nguyen & Tran, Long & Wang, Gengjie & Vijay kumar, Vishnu & Jayathilaka, W. A. D. M. & Ji, Dongxiao & Doddamani, Mrityunjay & Ramakrishna, Seeram. (2019). 3D Printing of Highly Pure Copper. *Metals*. 9. 756. 10.3390/met9070756.
- [Tsai] Wen-Bin Tsai and Ting-Yu Chang, "Analysis of flux leakage in a brushless permanent-magnet motor with embedded magnets," in *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 35, no. 1, pp. 543-547, Jan. 1999.
- [Uber] Uber. Fast-Forwarding to a Future of On-Demand Urban Air Transportation [en ligne] (Page consultée le 01/03/2020) <https://www.uber.com/elevate.pdf>
- [VAC] siteweb producteurs circuits magnétiques : <https://www.vacuumschmelze.com/> visité le 08/03/2017.
- [Vayre-14] Benjamin Vayre. Conception pour la fabrication additive, application à la technologie EBM. Géniedes procédés. Université de Grenoble, 2014. Français. NNT: 2014GRENI096. tel-01304269.
- [Venkatraman-84] P.S. Venkatraman, "Winding eddy current losses in switch mode power transformers due to rectangular wave currents", *Proceedings of Powercon 11, Power Concepts Inc.*, pp. 1–11, 1984.
- [Verda-15] Vittorio Verda. « Applicazioni avanzate di fisica tecnica/Modelli e metodi numerici ». Corso di laurea magistrale in Ingegneria Meccanica – Torino 2015.

- [Vialva-18] T. Vialva, "Trumpf introduces precious metal and copper 3D printing powered by green laser," 3D Printing Industry, Nov. 2018, available: <https://3dprintingindustry.com/news/trumpf-introduces-precious-metal-and-copper-3d-printing-powered-by-green-laser-143689/>.
- [Victrex] Victrex High performance thermoplastic material, unreinforced PolyEtherEtherKetone (PEEK) [en ligne] (Page consultée le 03/10/2019). https://www.victrex.com/~media/datasheets/victrex_tds_450g.pdf
- [Viswanathan] Viswanathan, V., Knapp, B.M. Potential for electric aircraft. Nat Sustain 2, 88–89 (2019). <https://doi.org/10.1038/s41893-019-0233-2>.
- [Vivier-02] Stéphane Vivier. Stratégies d'optimisation par la méthode des Plans d'Expériences, et Application aux dispositifs électrotechniques modélisés par Éléments Finis. Modélisation et simulation. Universités Sciences et Technologie de Lille - Lille I, 2002. Français. tel-00005822
- [Vogt-96] Vogt, K. (1996) Design of Electrical Machines (Berechnung elektrischer Maschinen), Wiley-VCH Verlag GmbH, Weinheim.
- [Von Roll] Vetronite Polyimide 64160 (Laminated based on glass cloth and polyimide resin) [en ligne] (Page consulté le 03/10/2019) <https://www.vonroll.com/en/product-detail/vetronite-polyimide-64160/?id=product12426>
- [Waelz] NO NUANCES: FEUILLARD D'ACIER ÉLECTRIQUE NON ORIENTÉ GRAIN CONFORME À LA NORME EN 10303 [en ligne] (visionné le 08/03/2017) <https://www.waelzholz.com/en/steel-materials/electrical-steel-strip/no-grades.html>
- [Wang-10] K. Wang, M. J. Jin, J. X. Shen, and H. Hao, "Study on rotor structure with different magnet assembly in high-speed sensorless brushless DC Motors," IET Proc. Elect. Power Appl., vol. 4, no. 4, pp. 241–248, Sep. 2010.
- [Wang-17] Wang, Wei & Zhang, Yaning & Li, Bing-Xi & Li, Yongji. (2017). Numerical investigation of tube-side fully developed turbulent flow and heat transfer in outward corrugated tubes. International Journal of Heat and Mass Transfer. 116. 115-126. 10.1016/j.ijheatmasstransfer.2017.09.003.
- [Wikipedia] Wikipedia. Configuration générale d'un avion, siteweb wikipedia [en ligne] (Page consultée le 02/09/2019). https://fr.wikipedia.org/wiki/Configuration_g%C3%A9n%C3%A9rale_d%27un_avion
- [Wikipedia-2] Wikipedia. Tolerance aux pannes [en ligne] (Page consultée le 27/05/2020). https://fr.wikipedia.org/wiki/Tol%C3%A9rance_aux_pannes
- [Wikipedia-3] Effet de peau, ou effet pelliculaire, [en ligne] (Page consultée le 10/04/2019). https://fr.wikipedia.org/wiki/Effet_de_peau
- [Wrobel-10] R. Wrobel, A. Mlot and P. H. Mellor, "Investigation of end-winding proximity losses in electromagnetic devices," The XIX International Conference on Electrical Machines - ICEM 2010, Rome, 2010, pp. 16.
- [Wrobel-12] R. Wrobel, A. Mlot and P. H. Mellor, "Contribution of End-Winding Proximity Losses to Temperature Variation in Electromagnetic Devices," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 2, pp. 848-857, Feb. 2012.
- [Xia-04] Z. P. Xia, Z. Q. Zhu, and D. Howe, "Analytical magnetic field analysis of Halbach magnetized permanent-magnet machines," IEEE Trans. Magn., vol. 40, no. 4, pp. 1864–1872, Jul. 2004.
- [Yahyaoui-16] Yahyaoui, H. & Notingher, Petru & S.Agnel, & Kieffel, Yannick. (2016). Electrical Properties of Alumina-filled Epoxy Resin for HVDC Applications.
- [Yasa Motors] Yasa Motors. Yasa-400 Données catalogue [en ligne] (Page consultée le 08/04/2018). <https://www.e-kart.fr/images/stories/technique/yasa/YASA-400-Product-Sheet.pdf>
- [Zhang-Jahns-14] Zhang, Wanjun and T. M. Jahns. "Analytical 2-D slot model for predicting AC losses in bar-wound machine windings due to armature reaction." 2014 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC) (2014): 1-6.

[Zhao-Lipo-Kwon-1] W. Zhao, B. Kwon and T. A. Lipo, "Dual airgap stator- and rotor- permanent magnet machines with spoke-type configurations using phase-group concentrated-coil windings," 2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Montreal, QC, 2015, pp. 2805-2812. doi: 10.1109/ECCE.2015.7310053

[Zhao-Lipo-Kwon-2] W. Zhao, T. A. Lipo and B. Kwon, "A Novel Dual-Rotor, Axial Field, Fault-Tolerant Flux-Switching Permanent Magnet Machine With High-Torque Performance," in IEEE Transactions on Magnetics, vol. 51, no. 11, pp. 1-4, Nov. 2015, Art no. 8112204. doi: 10.1109/TMAG.2015.2445926

[Ziegler-08] N. ZIEGLER, Actionneur électromagnétique linéaire polyentrefer à aimants à hautes performances. Application aux entraînements directs pour le domaine aéronautique. Soutenue le 25 février 2008, Université Montpellier 2.

1967.

Disponible sur : <https://www.computationalfluiddynamics.com.au/tips-tricks-inflation-layer-meshing-in-ansys/> (consulté le 26 Février 2018).

Master 2 EEA Energie et Fiabilité, Université de Montpellier, 2012.