



République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche
Scientifique

Université A. MIRA - BEJAIA
Faculté de Technologie
Département de Génie Électrique
Laboratoire de Génie Électrique de Béjaïa

THÈSE

Présentée par
Karim ALITOUCHE

Pour l'obtention du grade de
DOCTEUR EN SCIENCES

Filière : Électrotechnique

Option : Machines Électriques

Thème

*Modélisation du couplage magnétothermique d'une
machine à réluctance variable
fonctionnant dans un environnement à fortes
contraintes thermiques*

Soutenue le : 04/09/2025

Devant le Jury composé de :

Nom et Prénom	Grade	Rôle
M. AOUZELLAG Djamel	Professeur, Univ. de Béjaïa	Président
M. SAOU Rachid	Professeur, Univ. de Béjaïa	Rapporteur
M. MENANA Hocine	MCF HDR, Univ. de Lorraine	Co-rapporteur
M. TAKORABET Noureddine	Professeur, Univ. de Lorraine	Examineur
M. BOUHERAOUA Mustapha	Professeur, Univ. de Tizi-Ouzou	Examineur

Année universitaire 2025/2026

Avant-propos

En rédigeant ces lignes, je réalise avec un certain amusement que je soutiens cette thèse à un âge où certains auraient déjà pris leur retraite de la recherche (et de la vie académique!). Comme quoi, il n'est jamais trop tard pour se lancer de nouveaux défis, surtout quand on est bien entouré. Je dois avant tout cette aventure scientifique et humaine à mon Directeur de thèse, le Professeur Rachid. Saou Ami de longue date et complice intellectuel, il a su, avec une délicatesse et une discrétion remarquables, m'amener à m'investir pleinement dans cette thèse. Sans son soutien indéfectible, sa patience et ses encouragements, jamais je n'aurais franchi toutes ces étapes, ni trouvé la motivation nécessaire pour mener ce projet à son terme. Je tiens également à remercier chaleureusement mon Co-directeur de thèse, le Maître de conférences hors classe et HDR Hocine Menana, véritable instigateur de ce travail, pour ses conseils judicieux et sa réactivité exemplaire. Ses remarques constructives et son implication ont été précieuses à chaque étape de ce parcours. Ma reconnaissance va aussi au Président du Jury, le Professeur Djamel Aouzellag, pour l'honneur qu'il me fait en acceptant de présider cette soutenance, ainsi qu'aux membres du jury, les professeurs Nouredine Takorabet et Mustapha Bouhraoua, pour leur disponibilité, l'intérêt qu'ils ont porté à ce travail et surtout d'avoir trouvé le temps de le lire. Je n'oublie pas de remercier, avec un grand sourire (et un soupir de soulagement), ma famille et surtout ma femme, qui a supporté — avec un héroïsme digne d'une médaille — mes interminables heures passées devant l'écran, mes crises existentielles de doctorant, et mes monologues passionnés sur des trucs que même moi je ne comprenais plus. Leur patience et leur sens de l'humour ont été ma meilleure (et parfois unique) thérapie tout au long de cette aventure. Si ce travail est le fruit de ma persévérance (et parfois de mon entêtement!), il est surtout le résultat d'un accompagnement bienveillant, d'échanges stimulants et d'amitiés sincères. Puisse-t-il témoigner de ma gratitude envers ceux qui ont rendu ce parcours possible et – osons le mot – agréable.

Table des matières

Avant-propos	1
Introduction générale	8
I Etat de l'art de la modélisation des MRV	11
I.1 Introduction	11
I.2 Principe de fonctionnement d'une MRV	12
I.3 Modélisations électromagnétique et thermique des MRV	13
I.3.1 Modélisation électromagnétique des MRV	14
I.3.2 Modélisation thermique des MRV	20
I.3.3 Modélisation du couplage magnétothermique des MRV	21
I.4 Amélioration des performances des MRV	22
I.4.1 Réduction de l'ondulation du couple	22
I.4.2 Réduction du bruit acoustique et des vibrations	24
I.4.3 Amélioration du rendement	25
I.4.4 Amélioration du couple massique	25
I.4.5 Coût du convertisseur de puissance et grands condensateurs	26
I.5 Conception optimale multiobjectif de MRV	27
I.6 Domaines d'application des MRV	28
I.7 Conclusions et positionnement	37
II Modélisation électromagnétique de la MRV	39
II.1 Introduction	39
II.2 Structure étudiée et hypothèses de travail	39
II.3 Formulation du problème magnétique	40
II.4 Mise en œuvre et implémentation numérique	42
II.4.1 La méthode des éléments finis	43
II.4.2 Mise en œuvre informatique	45
II.5 Résultats des simulations électromagnétiques	46
II.5.1 Géométrie et matériaux de la machine	46
II.5.2 Répartition du champ magnétique	48
II.5.3 Calcul des pertes Joule et des pertes fer	50

II.5.4	Calcul du couple électromagnétique statique	52
II.6	Conclusion	53
III	Modélisation thermique de la MRV	55
III.1	Introduction	55
III.2	Transferts thermiques dans les machines électriques	56
III.2.1	Transfert par conduction	56
III.2.2	Transfert par convection	56
III.2.3	Rayonnement	60
III.3	Modèle thermique de la MRV	61
III.3.1	Equation de la chaleur	61
III.3.2	Conditions de transmission entre deux milieux	62
III.3.3	Conditions aux limites	63
III.4	Résolution du problème thermique dans la MRV par la méthode des éléments finis	63
III.4.1	Similitude des problèmes thermique et électromagnétique	63
III.4.2	Formulation intégrale et mise en œuvre dans FEMM	64
III.5	Résultats de simulations thermiques	65
III.5.1	Description de la géométrie et matériaux de la machine	65
III.5.2	Conditions aux limites et sources de chaleur	66
III.5.3	Distribution de température	68
III.5.4	Influences des paramètres de simulation	70
III.6	Conclusion	72
IV	Modélisation du Couplage magnétothermique appliqué à la MRV	74
IV.1	Introduction	74
IV.2	Stratégie de couplage magnétothermique	75
IV.3	Influence de la température	76
IV.3.1	Variation de la perméabilité magnétique en fonction de la tem- pérature et du champ magnétique	77
IV.3.2	Variation de la résistivité électrique en fonction de la température	80
IV.4	Mise en œuvre du couplage de la MRV	81
IV.5	Résultats et discussions	82
IV.5.1	Distributions de la température et des pertes	82
IV.5.2	Analyse comparative des modèles couplé et non couplé	84
IV.5.3	Étude de sensibilité paramétrique	84
IV.5.4	Influence de la température sur le couple électromagnétique	87
IV.6	Conclusion	88

Conclusion générale et perspectives	90
Bibliographie	92

Table des figures

I.1	Principe de fonctionnement de la MRV.	12
I.2	Exemples de structures de MRV : (a) à double saillance, (b) synchro-reluctante.	13
I.3	Structures de rotor de MRV permettant de réduire les ondulations de couple.	23
I.4	Un ensemble de groupe motopropulseur hybride intégrant une MRV [66].	30
I.5	(a) Prototype de MRV intégré dans la roue et (b) application de MRV à un véhicule urbain électrique [69].	32
I.6	Intégration du système générateur RV complet dans l'espace disponible pour une application aéronautique [75].	34
I.7	Prototype d'un générateur à RV de 20 kW pour une éolienne à entraînement direct. (a) stator et (b) rotor [79].	35
I.8	Un prototype de MRV à grande vitesse de $50\,000\text{ tr min}^{-1}$ [83].	36
II.1	Coupe transversale dans une MRV 6/4.	40
II.2	Maillage de la MRV 6/4.	44
II.3	Désignation des différentes dimensions de la machine étudiée.	46
II.4	Courbe de première aimantation du matériau magnétique SUS410.	47
II.5	(a) Lignes de champ magnétique, et (b) Répartition de l'induction magnétique, en position de conjonction.	48
II.6	(a) Lignes de champ magnétique, et (b) Répartition de l'induction magnétique, en position d'opposition.	49
II.7	(a) Lignes de champ magnétique, et (b) Répartition de l'induction magnétique, en position intermédiaire.	49
II.8	Pertes totales en fonction de la vitesse de rotation. ($J = 6 \cdot 10^6\text{ A/m}^2$).	52
II.9	Couple statique en fonction de la position angulaire.	53
III.1	Système modélisé	67
III.2	Cartographie des températures dans la MRV à la fin du temps de simulation.	69
III.3	Évolution temporelle de la température dans les différentes régions de la machine.	69

III.4	Effet du coefficient de convection externe sur la température du point chaud.	70
III.5	Effet de la température ambiante sur la température du point chaud.	71
III.6	Cartographie des températures dans la MRV dans le cas d'un isolant électrique à haute conductivité thermique.	72
IV.1	La procédure de modélisation.	76
IV.2	Evolution des paramètres a, b et c, en valeurs normalisées, en fonction de la température (Données expérimentales en pointillés).	79
IV.3	Courbes B(H) pour différentes températures.	79
IV.4	Structure du code de calcul développé.	81
IV.5	Évolution temporelle des pertes Joule dans une bobine.	83
IV.6	Distribution spatiale de la température à la fin de la simulation.	84
IV.7	Comparaison entre l'échauffement des bobines avec et sans couplage magnétothermique.	85
IV.8	Evolution de la température dans les bobines en fonction de la densité des courants.	86
IV.9	Influence du coefficient de convection externe sur la température dans les bobines.	86
IV.10	Influence de la température ambiante sur la température maximale dans la machine.	87
IV.11	Couple statique en fonction de la position du rotor pour différentes valeurs de la température dans la machine.	88

Liste des tableaux

II.1	Dimensions géométriques de la machine	47
II.2	Propriétés électromagnétiques des matériaux utilisés	47
III.1	Analogie entre les problèmes thermique et électromagnétique	64
III.2	Propriétés thermiques des matériaux utilisés	66

Introduction générale

Les machines électriques s'imposent comme des éléments essentiels pour une conversion décarbonée de l'énergie, et investissent de nouveaux secteurs tels que les transports. Les exigences de certaines applications font qu'elles peuvent être soumises à des contraintes thermiques sévères, dues à la nécessité de réduire les masses et les volumes, impliquant une augmentation des densités de puissance, ou à l'environnement, comme la cohabitation avec des éléments portés à très haute température [1]. Ainsi, une gestion thermique efficace est devenue cruciale pour garantir l'efficacité, la durabilité et la sécurité des machines électriques [2]. Une gestion thermique inadéquate peut avoir de graves répercussions, telles que la démagnétisation des aimants et le vieillissement accéléré des matériaux. Des températures excessives peuvent engendrer des contraintes thermiques importantes sur les composants, entraînant leur déformation mécanique et un risque de désassemblage. De plus, une montée imprévue de la température peut altérer les caractéristiques des matériaux isolants, accélérant leur dégradation. Selon une étude récente, une élévation de seulement 10 °C peut réduire de moitié la durée de vie des isolants classiques [3]. D'autre part, la grande disparité entre la puissance maximale et la puissance nominale des machines électriques indique que les performances ne sont pas encore à la hauteur des limites actuelles de la conception électromagnétique [4]. Afin d'accroître la densité de puissance actuelle, il est indispensable de repousser les contraintes de température imposées par les matériaux constituant les machines électriques. En réponse à cette problématique, les moteurs à réluctance variable se présentent comme une alternative intéressante. Le fonctionnement de la machine à réluctance variable (MRV) repose sur l'utilisation du couple généré par les variations de la réluctance du circuit magnétique pour assurer son entraînement. Avec ses bobines placées exclusivement sur le stator, la MRV se caractérise par une structure plus simple que celle des moteurs à induction et synchrones. Cette simplicité de conception, associée à sa fiabilité élevée et son coût modéré, distingue la MRV des autres machines [5, 6], notamment sa capacité à supporter des rotations à grandes vitesses ainsi que des conditions de fonctionnement à haute température tout en offrant une meilleure résistance aux chocs et aux vibrations [6]. La modélisation et simulation du comportement de la machine joue un rôle important en anticipant la détermination des pertes et la localisation des points chauds, garantissant ainsi le calcul de machines avec des

performances et une fiabilité plus élevées [7]. Plusieurs études thermiques ont été réalisées en utilisant la méthode du circuit thermique équivalent [8, 9, 10, 11]. Bien que cette méthode soit ancienne, elle demeure largement employée dans les calculs thermiques des machines électriques et fournit des résultats conformes aux données expérimentales. Lorsque les ressources informatiques le permettent, l'utilisation de la méthode des éléments finis (MEF) est privilégiée, car, elle permet de fournir une meilleure représentation locale des phénomènes [12, 13, 14]. Dans certaines applications, les plages de température atteintes peuvent être très élevées, entraînant une interdépendance entre les phénomènes électromagnétiques et thermiques [1, 2, 3, 4, 5, 6]. Par conséquent, la conception de ces machines nécessite une modélisation magnétothermique, où la connaissance du comportement électromagnétique et thermique des matériaux à haute température est cruciale [7, 11]. Les phénomènes électromagnétiques et thermiques évoluent de manière très différente dans l'espace et le temps, ce qui rend ce type de modélisation très délicat, et parfois très coûteux en temps de calcul, incompatible avec le processus de conception et d'optimisation. Pour certains problèmes, il est également nécessaire d'adapter localement l'évolution des grandeurs électromagnétiques et thermiques [12, 14]. Cela génère des contraintes supplémentaires dans la discrétisation spatio-temporelle du problème, le pas spatial étant lié au pas temporel dans une modélisation numérique temporelle. L'évolution des grandeurs thermiques étant beaucoup plus lente que celle des grandeurs électromagnétiques, une stratégie de couplage faible est alors souvent adoptée dans ce type de modélisation [8]. La complexité structurelle et le mouvement constituent des difficultés supplémentaires rencontrées lors de la modélisation magnétothermique des machines électriques. Dans ce cas, il est nécessaire d'adopter des stratégies de modélisation spécifiques offrant le meilleur compromis entre précision et temps de calcul, en fonction des objectifs à atteindre. Les possibilités offertes par la MEF pour traiter les géométries complexes et les non-linéarités la rendent plus adaptée à ce type de modélisation que les méthodes analytiques ou semi-analytiques (paramètres localisés), comme la méthode du circuit thermique équivalent [8, 11]. Dans ce contexte, nous proposons dans ce travail une approche simplifiée de modélisation magnétothermique d'une MRV fonctionnant à haute température, en utilisant la MEF. La principale contribution consiste à explorer certains problèmes non résolus dans ce domaine, notamment l'effet de la température sur les caractéristiques électriques, magnétiques et thermiques des matériaux utilisés dans la MRV et leurs répercussions soit sur l'échauffement ou encore les performances de la machine. Ce document se divise en quatre chapitres, précédés d'une introduction générale : Le premier chapitre est consacré à l'état de l'art des MRV. Le principe de fonctionnement de ce type de machines ainsi que les approches adoptées pour leur modélisation y sont décrits, de même que l'amélioration des performances axées sur des objectifs

uniques et l'optimisation multi-objectifs, comme la réduction de la fluctuation du couple et du bruit acoustique. Enfin, une revue des technologies avancées en matière de conception de MRV pour des applications spécifiques est présentée, tels que les véhicules électriques et hybrides, les systèmes aéronautiques et aérospatiaux, l'énergie éolienne, ainsi que les entraînements à grande vitesse et les dispositifs de stockage d'énergie. Le deuxième chapitre est consacré à la modélisation et au calcul du champ électromagnétique appliqué à la MRV, par une approche bidimensionnelle, en utilisant le logiciel libre basé sur la méthode des éléments finis « FEMM ». Partant des équations de Maxwell, une formulation magnétostatique en potentiel vecteur magnétique est développée. La non linéarité de la perméabilité magnétique est considérée. Le modèle permet de déterminer la distribution du champ magnétique ainsi que les paramètres de sortie tels que le couple et les différentes pertes. Le troisième chapitre est consacré à l'analyse des phénomènes thermiques dans la MRV. Une analyse des sources de chaleur et des modes de transmission est développée, de même que l'évaluation des différents coefficients impliqués dans les phénomènes de transfert thermique. Une formulation bidimensionnelle du problème thermique est ensuite développée en vue de sa résolution en utilisant le logiciel « FEMM ». Le modèle permet d'obtenir une cartographie thermique de la machine engendrée par les sources de chaleur évaluées par le modèle magnétique. Dans le chapitre IV, une stratégie de couplage magnétothermique est développée pour la modélisation des MRV fonctionnant à très haute température impliquant l'interdépendance des phénomènes magnétiques et thermiques due à la variation des propriétés physiques des matériaux en fonction de la température. Les modèles magnétique et thermique précédemment développés sont mis à contribution, résolus de manière itérative dans une stratégie de couplage faible. Enfin, une conclusion générale de ces travaux est présentée, accompagnée de perspectives pour de futures recherches.

Chapitre I

Etat de l'art de la modélisation des MRV

I.1 Introduction

Les machines électriques tournantes jouent un rôle central dans de nombreuses applications industrielles et technologiques. Parmi ces machines, les machines électriques à réluctance variable suscitent un intérêt croissant tant dans l'industrie que dans les milieux scientifiques, en raison de leur fiabilité, leur robustesse, ainsi que leur coût de fabrication réduit. Leurs performances, ainsi que leurs limites, dépendent largement des matériaux utilisés dans leur conception. Ces atouts font des MRV une alternative attrayante aux machines électriques conventionnelles, telles que les machines à induction et celles à aimant permanent, en particulier dans les applications nécessitant des entraînements à vitesse variable. Toutefois, l'atteinte de performances optimales est confrontée à d'importantes limitations thermiques. Les fortes densités de puissance recherchées génèrent en effet des sources de chaleur considérables qui, si elles ne sont pas adéquatement gérées, peuvent entraîner des dégradations et des pannes. Dans ce contexte, l'amélioration des performances électromagnétiques et thermiques des MRV dès la phase de conception revêt une importance capitale. Ce chapitre se propose d'explorer en profondeur l'état actuel de la recherche et les tendances émergentes en matière de conception et d'optimisation des MRV, englobant divers aspects tels que la modélisation de champs multi-physiques, l'amélioration des performances, les algorithmes d'optimisation multi-objectifs et les conceptions orientées vers des applications spécifiques. Nous aborderons plusieurs aspects clés, notamment une classification des méthodes de modélisation mathématique utilisées pour prédire et évaluer les performances électromagnétiques et thermiques des MRV, l'optimisation des performances en termes de bruit acoustique, de rendement et de couple massique, ainsi que les stratégies d'optimisation multi-objectifs qui intègrent

tous ces facteurs. Enfin, nous présenterons les différents domaines d'application de la machine à réluctance variable.

I.2 Constitution et principe de fonctionnement d'une MRV

Le principe de fonctionnement des MRV est discuté sur la base d'une machine monophasée. Un modèle monophasé est représentatif car même dans les MRV polyphasées, le couplage mutuel entre les phases électriques peut être négligé. Par conséquent, le développement de modèles génériques pour cette machine monophasée est directement applicable aux conceptions polyphasées. La machine considérée est une MRV 2/2, c'est-à-dire deux dents de stator et deux dents de rotor comme le montre la figure I.1. Dans cet exemple, le rotor est déplacé d'un angle θ_m par rapport aux dents du stator. Une source de courant est connectée à l'enroulement, qui se compose de deux bobines enroulées concentriquement situées sur chacune des deux dents du stator. Dès qu'un courant est injecté dans le bobinage, le rotor aura tendance à se déplacer pour prendre la position rendant le flux et donc l'inductance de machine maximums. Deux positions d'équilibre du rotor sont définies par :

- La position de conjonction $\theta_m=0$, caractérisée par l'inductance maximale de la machine.
- La position d'opposition $\theta_m=\frac{\pi}{2}$, caractérisée par l'inductance minimale de la machine.

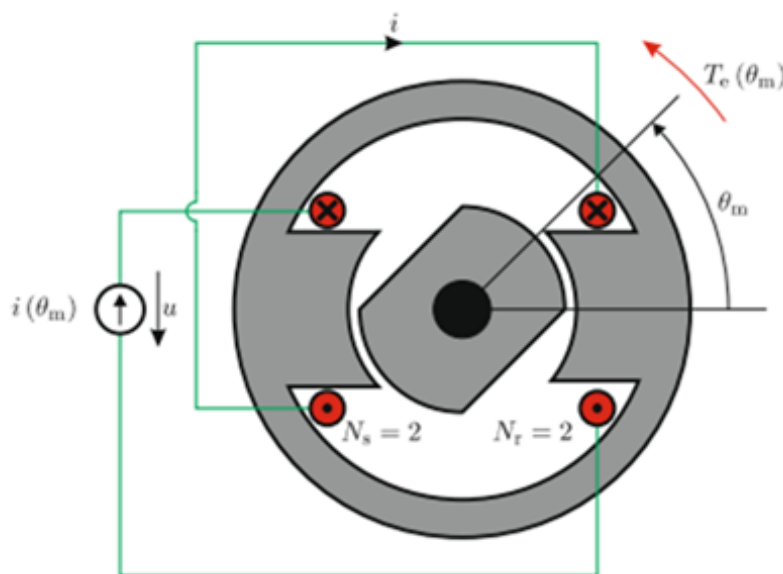


FIGURE I.1 – Principe de fonctionnement de la MRV.

Le nombre d'impulsions de couple, également le nombre d'impulsions de courants d'alimentation est de deux, par cycle, pour cette machine. Pour une machine polyphasée, il est égal au produit du nombre de dents au rotor par le nombre de phases au stator. La production de couple ne dépend pas de la polarité du courant, ce qui offre un degré de liberté supplémentaire par rapport à la topologie de la machine et du convertisseur. La saillance, origine du couple, peut concerner le stator et le rotor (structure à double saillance), ou se limiter au rotor dans le cas des machines synchroreluctantes (voir figure I.2).

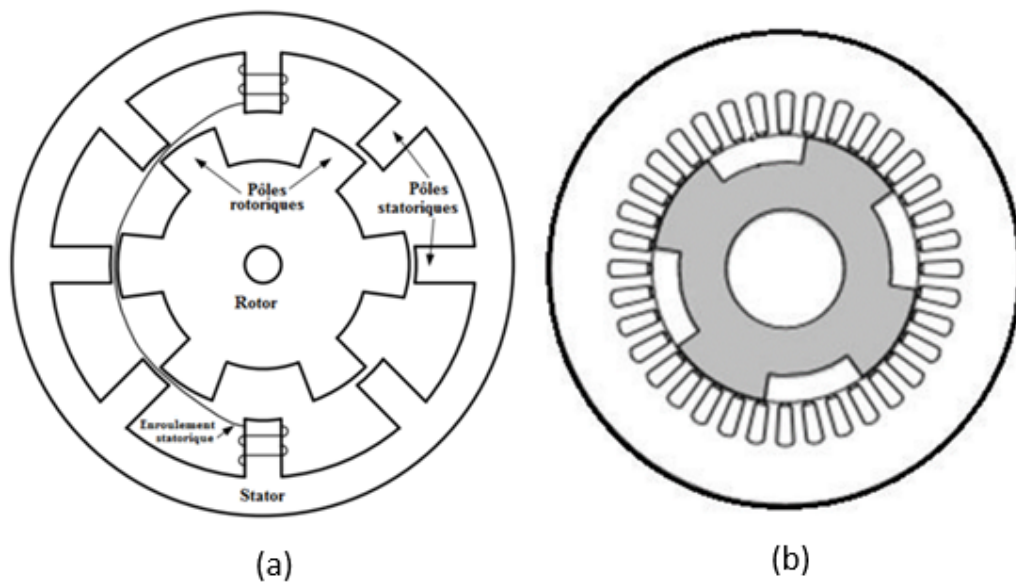


FIGURE I.2 – Exemples de structures de MRV : (a) à double saillance, (b) synchroreluctante.

I.3 Modélisations électromagnétique et thermique des MRV

L'optimisation de la conception assistée par ordinateur d'un moteur électrique nécessite l'établissement d'un modèle mathématique général capable de simuler son fonctionnement en accord avec les essais expérimentaux. Le réalisme, la précision et la vitesse de calcul sont les critères pour évaluer ce modèle. Un compromis entre ces critères est souvent nécessaire pour aborder un large champ de conceptions. Dans les méthodes de conception classiques, les comportements magnétiques des MRV ont souvent été abordés de façon privilégiée, sans analyser d'autres aspects physiques, tels que la répartition de la température dans la machine et les contraintes mécaniques. La surchauffe due à des pertes excessives peut altérer l'isolation des

bobines, et les contraintes mécaniques peuvent provoquer des déformations dans les différentes parties de la machine, surtout à grande vitesse. Pour prévenir ces problèmes, des marges de sécurité importantes sont habituellement appliquées aux paramètres critiques, comme la densité de courant, mais cela donne lieu à des machines moins performantes. C'est ainsi que la simulation intégrant différents champs physiques prend de plus en plus d'ampleur. Dans cette partie, nous présenterons les techniques de modélisation pour deux champs physiques essentiels dans une MRV que sont les champs électromagnétiques et thermiques.

I.3.1 Modélisation électromagnétique des MRV

Une modélisation précise des comportements électromagnétiques d'une machine à réluctance variable (MRV) est essentielle pour optimiser la conception et la commande du couple. Les grandeurs incluant le couple moyen, l'ondulation du couple, la densité de perte ainsi que les forces radiales et tangentielles agissant sur les stators et les rotors sont des indicateurs fiables de la qualité de la machine calculée. Cependant, décrire les caractéristiques magnétiques d'une MRV est plus complexe que pour les machines électriques triphasées conventionnelles en raison de son fonctionnement dans la zone de saturation magnétique ce qui donne un comportement fortement non linéaire tant par rapport au courant de phase qu'à la position du rotor. L'entrefer irrégulier en raison des pôles doublement saillants du stator et du rotor rend une relation non linéaire entre le flux de phase et la position du rotor. D'autre part, la MRV opère généralement dans une région de saturation magnétique pour atteindre un couple massique élevé, ce qui rend le flux également non linéaire par rapport au courant de phase. Un certain nombre d'études se sont intéressées à la modélisation des caractéristiques électromagnétiques des MRV, et ces approches se classifient généralement en méthodes numériques et analytiques.

I.3.1.1 Méthodes numériques

Les méthodes numériques utilisées dans la conception des machines électriques sont principalement la méthode des éléments finis (MEF) et la méthode des intégrales de frontières (Boundary Element Method « BEM »).

a) **La méthode des éléments finis (MEF) [15]** : C'est la méthode d'analyse la plus répandue, car elle permet d'obtenir une répartition du champ électromagnétique fiable pour presque toutes les topologies et géométries de machines des plus

simples aux plus complexes, sans les limitations imposées par les méthodes analytiques. La MEF divise l'ensemble du domaine de la solution en petites régions plus simples appelées éléments finis, puis assemble les équations locales associées à chaque élément dans un système d'équations algébriques global, fournissant des valeurs approximées des inconnues (souvent le potentiel vecteur et ou scalaire) à un ensemble discret de nœuds, d'arrêtes ou de facettes des éléments finis. Les deux approches les plus couramment utilisées pour établir les équations des éléments finis sont la méthode variationnelle et la méthode de Galerkin, qui est une forme particulière de la méthode des résidus pondérés. Étant donné qu'il peut être difficile, voire impossible, d'obtenir l'expression variationnelle pour certains cas particuliers d'analyse de machines, l'approche de Galerkin est souvent préférée en raison de sa plus grande flexibilité et est largement utilisée dans la plupart des logiciels commerciaux. Les avantages de la MEF pour la conception des machines à réluctance variable (MRV) se manifestent dans plusieurs aspects : tout d'abord, la souplesse de l'affectation des éléments permet de couvrir l'ensemble du domaine de la solution, rendant ainsi cette méthode adaptable à des géométries complexes ou irrégulières. De plus, la MEF peut fournir une solution précise de la distribution du champ magnétique dans des sous-domaines présentant des propriétés hétérogènes, comme un noyau stratifié à perméabilité anisotrope et non linéaire, grâce à l'application d'algorithmes itératifs. La matrice du système issue de la MEF est généralement clairsemée, symétrique et dominée par sa diagonale, ce qui facilite l'utilisation d'algorithmes de résolution plus rapides et réduit l'occupation mémoire. Cependant, lors de l'utilisation de techniques d'optimisation multi-objectifs qui prennent en compte des contraintes complexes, l'évaluation d'un grand nombre de paramètres dans de grandes plages pour la conception des MRV, la rapidité de calcul devient un critère de première importance. Un des principaux inconvénients de la MEF lorsqu'elle est appliquée à une conception optimisée réside dans la nécessité de mailler en volume l'ensemble du domaine de solution, un processus généralement coûteux en ressources de calcul. Cet obstacle est particulièrement critique quand le maillage volumique est appliqué à des régions de petites dimensions, comme l'entrefer des machines électriques, ce qui nécessite un raffinement du maillage dans ces zones et aboutit à un grand nombre d'éléments ce qui n'est pas particulièrement souhaité. Par ailleurs, un remaillage du domaine d'étude est nécessaire pour chaque nouvelle conception. Enfin, pour améliorer la précision des solutions lors des analyses par éléments finis, le nombre d'éléments dans les simulations peut devenir considérablement élevé, ce qui nécessite finalement l'inversion d'une matrice système très volumineuse et entraîne une augmentation en termes de temps de calcul.

b) La méthode des intégrales de frontière (BEM) [16] : C'est une approche numérique alternative qui suscite un intérêt croissant dans le domaine de l'analyse électromagnétique des machines à réluctance variable (MRV). Contrairement aux formulations des éléments finis (MEF), la BEM reformule le problème des valeurs limites sous forme d'équations intégrales, en approximant les conditions aux limites à l'aide de fonctions de base, plutôt qu'en utilisant des équations différentielles avec des inconnues résolues dans l'ensemble de l'espace. Elle fait ensuite appel aux équations intégrales pour calculer numériquement la solution à n'importe quel point à l'intérieur du domaine lors du post-traitement. L'un des principaux avantages de la BEM par rapport à la MEF est qu'elle nécessite uniquement un maillage de surface le long des frontières, sans nécessiter de maillage volumique sur l'ensemble de l'espace. Cela permet de simplifier considérablement la génération de maillage pour des régions complexes comme l'entrefer et réduit la dimension de la matrice du système, entraînant ainsi une diminution de l'effort de calcul global. Cependant, la BEM n'est applicable qu'à des géométries homogènes. La non linéarité magnétique pouvant introduire une variation de la perméabilité magnétique dans un domaine d'étude limite les possibilités d'utilisation de cette méthode.

I.3.1.2 Méthodes analytiques

Comparativement aux méthodes numériques, les modèles analytiques peuvent considérablement simplifier les calculs en évitant, ou en réduisant, la nécessité de résoudre des matrices de grande dimension, bien que cela se fasse souvent au détriment de la précision en raison des hypothèses simplificatrices sur la géométrie et les propriétés physiques, adoptées pour faciliter l'analyse. Les méthodes analytiques se répartissent généralement en trois catégories : les méthodes d'interpolation de courbe, les méthodes de circuit équivalent et les approches basées sur les équations de Maxwell.

a) Méthodes d'interpolation de courbe Ces modèles se basent sur la modélisation de la variation de l'inductance de phase ou la variation du flux en fonction du courant de phase et de la position du rotor. Cela se fait à l'aide de fonctions analytiques d'interpolation ou de modèles informatiques intelligents, qui s'appuient sur des données limitées recueillies lors d'analyses par éléments finis (MEF) ou d'expériences. Le modèle basé sur les séries de Fourier est un exemple représentatif de fonctions de forme utilisées pour caractériser la non-linéarité du flux d'un moteur à réluctance variable [17]. D'autres classes de fonctions analytiques que les séries de Fourier sont aussi utilisées pour l'analyse dès la conception optimale des MRV telles que, les fonctions polynomiales [18] et la méthode des moindres carrés [19].

Le principe des modèles d'interpolation consiste à approcher les variations non linéaires du flux ou l'inductance à l'aide de fonctions d'interpolation par morceaux appropriées, fondées sur des données magnétiques issues des calculs numériques ou mesures expérimentales. Les auteurs de la référence [20] ont proposés une fonction d'interpolation spline bicubique 2D pour décrire les comportements magnétiques non linéaires des moteurs à réluctance variable. Le flux en fonction du courant de phase est interpolé à l'aide d'une méthode d'interpolation quadratique, tandis que sa relation avec la position du rotor est exprimée par une fonction linéaire pour un courant donné. L'interpolation quadratique a été également employée par les auteurs de l'étude [21] pour établir la relation entre le flux et la position du rotor pour certaines valeurs de courant spécifiques. Dans les systèmes informatiques intelligents, les coefficients des modèles qui reflètent la nature non linéaire du flux, tels que les réseaux neuronaux artificiels, sont obtenus en entraînant ces modèles sur un grand ensemble de données magnétiques issues d'expériences ou de méthodes numériques. La précision d'un modèle intelligent dépend fortement de la taille de l'ensemble de données utilisé pour former les coefficients et de sa structure [22]. En général, le principal avantage des méthodes d'approximation de courbe utilisées pour optimiser la conception des moteurs à réluctance variable réside dans leur capacité à reproduire la courbe non linéaire du flux ou tout comportement magnétique de la MRV à partir d'un ensemble limité de données, obtenues par analyses par éléments finis ou expérimentales. Cela permet de réduire le temps de calcul par rapport aux analyses numériques. Cependant, les méthodes d'approximation de courbe présentent de nombreux inconvénients comme le fait qu'elles soient empiriques et heuristiques, et il n'existe pas de preuve rigoureuse de leur adaptation à toute topologie ou géométrie. De plus, ces méthodes se limitent à l'approximation des courbes de flux ou d'inductance, sans réellement analyser la nature du champ magnétique dans la machine. Enfin, elles nécessitent toujours des données collectées à partir des analyses par éléments finis, ce qui rend leur complexité de calcul supérieure à celle d'autres approches analytiques qui ne nécessitent pas la résolution de grands systèmes matriciels.

b) Modèle de Circuit Équivalent : C'est une approche largement utilisée et efficace pour l'analyse électromagnétique et la conception de diverses machines électriques [23]. Ce modèle fonctionne de manière similaire à un circuit électrique, où les sources de tension sont remplacées par des forces magnétomotrices (f.m.m.) générées par les courants des enroulements de phase dans une MRV. Les admittances correspondent aux perméances des chemins du champ magnétique, tandis que les courants sont remplacés par les flux. La structure physique de la MRV 8/6 est

remplacée par un circuit de réseau de perméances [24]. Dans ce modèle, chaque région de la machine est représentée par une perméance ou une réluctance variant en fonction des trajets du flux et de la géométrie. En général, pour le réseau équivalent d'une MRV, les réluctances dans les régions en fer, notamment des dents, sont dans des régions saturées ; par contre, les réluctances dans la zone de l'air sont considérées comme idéales et permettent de tenir compte des trois types de flux suivants : le flux superposé entre les pôles du rotor et du stator, le flux des franges et le flux de fuite. Les perméances de la région entrefer sont établies par une analyse de tube de flux, nécessitant des hypothèses sur la géométrie des trajets du flux magnétique [24]. La topologie du circuit équivalent d'une MRV varie généralement en fonction de l'angle du rotor. Pour résoudre ce problème, une des méthodes consiste à déterminer le flux dans chaque élément, ce qui équivaut à appliquer la deuxième loi de Kirchhoff dans un circuit électrique. Une autre approche consiste à résoudre le potentiel scalaire magnétique à chaque nœud du circuit équivalent afin de déterminer le flux à travers chaque élément, imitant ainsi le fonctionnement d'un circuit électrique. Pour prendre en compte les effets de la saturation magnétique du fer, un processus itératif est adopté pour estimer les perméances et les inductions magnétiques dans les différentes régions du stator et du rotor. Les méthodes des réseaux de perméances présentent un avantage en termes de rapidité de calcul, car le nombre d'éléments et la dimension de la matrice du système dans une méthode à circuit équivalent sont inférieurs à ceux des méthodes numériques. De plus, elles n'ont pas besoin de résoudre des conditions aux limites sous forme de séries, comme c'est le cas dans les méthodes basées sur les équations de Maxwell. Cependant, la structure du circuit équivalent d'une MRV est établit de manière empirique et nécessite différentes hypothèses concernant les trajets du flux magnétique, notamment les zones et les longueurs des réluctances de fuite dans la région de l'air. Ces hypothèses nécessitent un ajustement pour différentes positions du rotor sur la base d'expériences antérieures tirées des résultats numériques des analyses par la MEF, ce qui peut limiter la précision et la généralité des méthodes appliquées aux MRV ayant des géométries arbitraires.

c) Méthodes basées sur les équations de Maxwell : Contrairement aux deux méthodes précédentes, qui visent à déterminer directement les caractéristiques magnétiques d'une MRV, comme l'inductance de phase et le flux, les méthodes de cette catégorie permettent une analyse fine du champ magnétique dans une MRV en se basant sur les équations de Maxwell. La formulation de ces équations repose généralement sur le potentiel scalaire magnétique ou le potentiel vecteur, ce qui conduit, en deux dimensions, à une solution unique des distributions des variables inconnues et facilite la définition des conditions aux limites. L'équation de Laplace

du potentiel magnétique scalaire peut être utilisée pour simplifier l'analyse dans les zones non conductrices, tandis que l'équation de Poisson du potentiel vectoriel magnétique doit être appliquée dans les régions où des courants de source ou de Foucault sont présents [25]. Les auteurs des références [26] décrivent une méthode pour calculer le champ magnétique dans la région de l'air ainsi que l'inductance de phase d'une MRV en position non alignée. Dans cette étude, les encoches du stator et du rotor sont approximées par des formes rectangulaires afin de faciliter l'analyse en coordonnées cartésiennes. De plus, les conditions aux limites du flux tangentiel sur les bords des encoches sont définies séparément pour simplifier la solution du potentiel vecteur magnétique. Cette méthode est généralisée pour analyser le champ magnétique à n'importe quel angle du rotor, en appliquant des conditions aux limites flexibles qui prennent en compte la position du rotor, et la formulation repose sur des coordonnées polaires pour réduire les erreurs causées par l'hypothèse sur la forme des encoches du stator et du rotor. Cette approche est développée plus en détail dans le travail des auteurs de la référence [27], où l'erreur liée à une géométrie complexe est éliminée grâce à des transformations conformes appliquées individuellement aux encoches du stator et du rotor. Cependant, cette méthode présente une plus grande complexité en raison de la nécessité de résoudre un ensemble d'équations aux dérivées partielles d'ordre élevé. La méthode des sous-domaines, présentée dans l'étude présentée dans la référence [28], établit trois sous-régions et résout analytiquement les équations de Laplace et de Poisson sous forme de séries de Fourier dans la direction ortho-radiale, en obtenant les conditions aux limites entre les sous-régions à partir de la continuité du champ magnétique et du potentiel vecteur aux interfaces. Le traitement de la non-linéarité des propriétés du fer constitue une question qui désavantage les méthodes analytiques basées sur les équations de Maxwell, car il est difficile d'obtenir une solution précise d'une équation aux dérivées partielles avec des coefficients variables associés à une perméabilité non linéaire. Pour cette raison, parfois, seul le champ magnétique dans la région de l'air est résolu selon les équations de Maxwell comme proposé par les auteurs du travail de la référence [29].

I.3.1.3 Méthodes mixtes

Il est recommandé, pour plus de précision et pour une économie en temps de calcul, de combiner la solution du champ magnétique par un calcul analytique dans l'entrefer, et par un calcul utilisant la MEF dans le reste du circuit magnétique [30]. Un processus itératif permet de tenir compte de la saturation du fer statorique et rotorique. Ce type de méthode permet aussi de tenir compte du mouvement du rotor

par rapport au stator sans introduire de complexité de la déformation des éléments finis dans l'entrefer, dans le cas des études dynamiques [31].

I.3.2 Modélisation thermique des MRV

L'augmentation de la température réduit la durée de vie des matériaux isolants utilisés dans les machines électriques notamment au niveau des conducteurs électriques, d'où l'intérêt accordé à l'analyse thermique lors de la phase de conception des MRV. Le but recherché est d'un côté garantir la durabilité de l'isolation et de l'autre exploiter pleinement les capacités thermiques ou de refroidissement du moteur. Les méthodes de modélisation thermique dans les machines électriques comprennent des approches analytiques, des approches basées sur des circuits thermiques, ainsi que des techniques numériques telles que l'analyse par éléments finis (MEF).

I.3.2.1 Méthodes des circuits thermiques

Dans un circuit équivalent thermique, différentes parties de la machine sont représentées par des paramètres localisés sous forme de résistances et de capacités thermiques interconnectés. Des réseaux simplifiés ont été proposés pour réduire la complexité de la formulation en fonction des diverses conditions aux limites extérieures et topologies des machines. Le réseau thermique le plus simple se compose de trois résistances thermiques (châssis, stator et rotor), calculées à partir de données expérimentales relatives à la température et aux pertes. Des recherches avancées ont permis de déterminer expérimentalement ou analytiquement des valeurs de résistance thermique appropriées pour les circuits thermiques. Parmi les travaux basés sur les circuits thermiques pour les MRV, les auteurs des références [31, 32, 33] ont examinés la distribution de chaleur dans des moteurs sous des conditions de refroidissement naturel et forcé. De plus, un modèle thermique transitoire comportant des paramètres localisés durant les cycles de fonctionnement a été proposé dans [34]. La méthode basée sur le réseau de résistance thermique est efficace sur le plan informatique mais sa précision dépend de l'approximation des paramètres localisés du modèle, ce qui en fait davantage un outil prédictif plutôt que de conception, en raison du processus d'étalonnage nécessaire.

I.3.2.2 Méthodes numériques

La MEF, qui n'a pas besoin de données expérimentales pour modéliser le transfert thermique, a suscité un intérêt croissant parmi les concepteurs de machines électriques. En effet, elle s'est révélée capable de prédire avec précision la répartition de la température dans les machines électriques [35, 36]. L'évaluation des coefficients de transfert de chaleur, sous différentes conditions de flux de liquide de refroidissement (air/eau), nécessite parfois de recourir à la mécanique des fluides, couplée aux circuits thermiques ou des simulations MEF [37]. Bien que les méthodes numériques soient géométriquement flexibles et puissent prévoir avec précision le champ de température dans les MRV, elles nécessitent généralement un temps de configuration et de calcul considérable, ce qui limite leur intégration dans le processus de conception et d'optimisation des machines électriques.

I.3.2.3 Méthodes mixtes

Pour tirer profit des avantages des différentes approches, des méthodes de modélisation mixtes peuvent être adoptées. Ainsi, les auteurs de la référence [38] introduisent une méthode hybride qui combine une technique numérique bidimensionnelle par différences finies (MDF) et un circuit thermique pour estimer la température, dans le but d'atteindre un compromis entre vitesse de calcul et précision.

I.3.3 Modélisation du couplage magnétothermique des MRV

Dans des plages de températures élevées, le couplage entre les champs électromagnétiques et thermiques constitue une avancée considérable dans l'analyse des MRV. Dans ce processus, la distribution des densités de pertes dans le cuivre et le fer, obtenues à partir d'une simulation électromagnétique, est introduite dans le modèle thermique en tant que source de chaleur. Par ailleurs, lors de l'analyse thermique, les propriétés du cuivre, de l'acier laminé et de l'air varient en fonction de la température. En effet, lorsque la température augmente, les résistivités du cuivre et de l'acier feuilleté, ainsi que la conductivité thermique de l'air et sa viscosité, tendent à augmenter, tandis que la densité de l'air diminue [39]. La dépendance à la température des propriétés électromagnétiques des matériaux, comme la conductivité électrique et la perméabilité magnétique, sont également prises en compte dans le modèle électromagnétique. Les deux modèles, thermique et magnétique, sont généralement résolus de manière séquentielle itérative dans un couplage faible [40].

I.4 Amélioration des performances des MRV

L'amélioration des performances des machines à réluctance variable (MRV) est un enjeu essentiel pour élargir leur champ d'utilisation dans divers secteurs industriels. La construction d'un modèle multi-physique devient incontournable pour la conception des machines électriques en général et des MRV en particulier. Plusieurs aspects doivent être pris en compte pour optimiser les performances comme maximiser le rendement et le couple massique, réduire les coûts associés à ce système, l'ondulation du couple et du bruit acoustique.

I.4.1 Réduction de l'ondulation du couple

Les MRV produisent des ondulations de couple plus marquées que celles des machines à excitation sinusoïdale ou à courant continu, dues à un couplage non linéaire entre le courant de phase, la position du rotor, l'angle de chevauchement ainsi que la géométrie complète de la machine déterminée dans le processus de conception initial. Pour minimiser les ondulations de couple des machines à réluctance variable (MRV), plusieurs approches peuvent être envisagées, tant sur le plan de la conception structurelle que des techniques de contrôle. [41]

Conception géométrique : L'introduction de modifications dans la géométrie du stator et du rotor, telles que la forme des dents du rotor et du stator, ainsi que les ouvertures angulaires des pôles, peuvent contribuer à linéariser l'inductance et à réduire les ondulations. Par ailleurs, l'introduction de cales d'encoche magnétique ou des entailles sur les dents rotoriques, peut aider à canaliser les lignes de champ magnétique et réduire les forces radiales, ce qui diminue les vibrations et les ondulations de couple. D'autres études suggèrent d'optimiser le diamètre du rotor et du stator, la longueur des paquets de tôles, ainsi que la forme et le nombre des pôles pour obtenir une distribution plus homogène du couple. Dans [42], les comportements hautement non linéaires des MRV sont déterminés par des simulations numériques (MEF), et des réseaux neuronaux avec une fonction de base radiale généralisée sont utilisés pour formuler la relation entre le profil de couple de sortie et les paramètres de la machine, permettant l'optimisation des angles d'arc des pôles du stator et du rotor pour minimiser l'ondulation du couple. Une technique similaire apparaît dans [43], où un réseau de neurones est adopté pour estimer l'ondulation du couple, le problème d'optimisation contraint étant converti en une forme non contrainte à résoudre par les multiplicateurs de Lagrange et la méthode de la fonction de pénalité,

et finalement l'ondulation du couple est minimisée, en optimisant les largeurs et pas des dents stator/rotor. De plus, certaines conceptions géométriques spéciales ont été utilisées avec succès pour réduire l'ondulation du couple. Vagati et al. dans l'étude en référence [44], ont étudié les structures à rotor à barrière de flux et un rotor « axialement laminé » (figure I.3 a et b). M. E. Zaïm [45], quant à lui, s'est penché sur une structure présentant un rotor massif à trous (figure I.3 c).

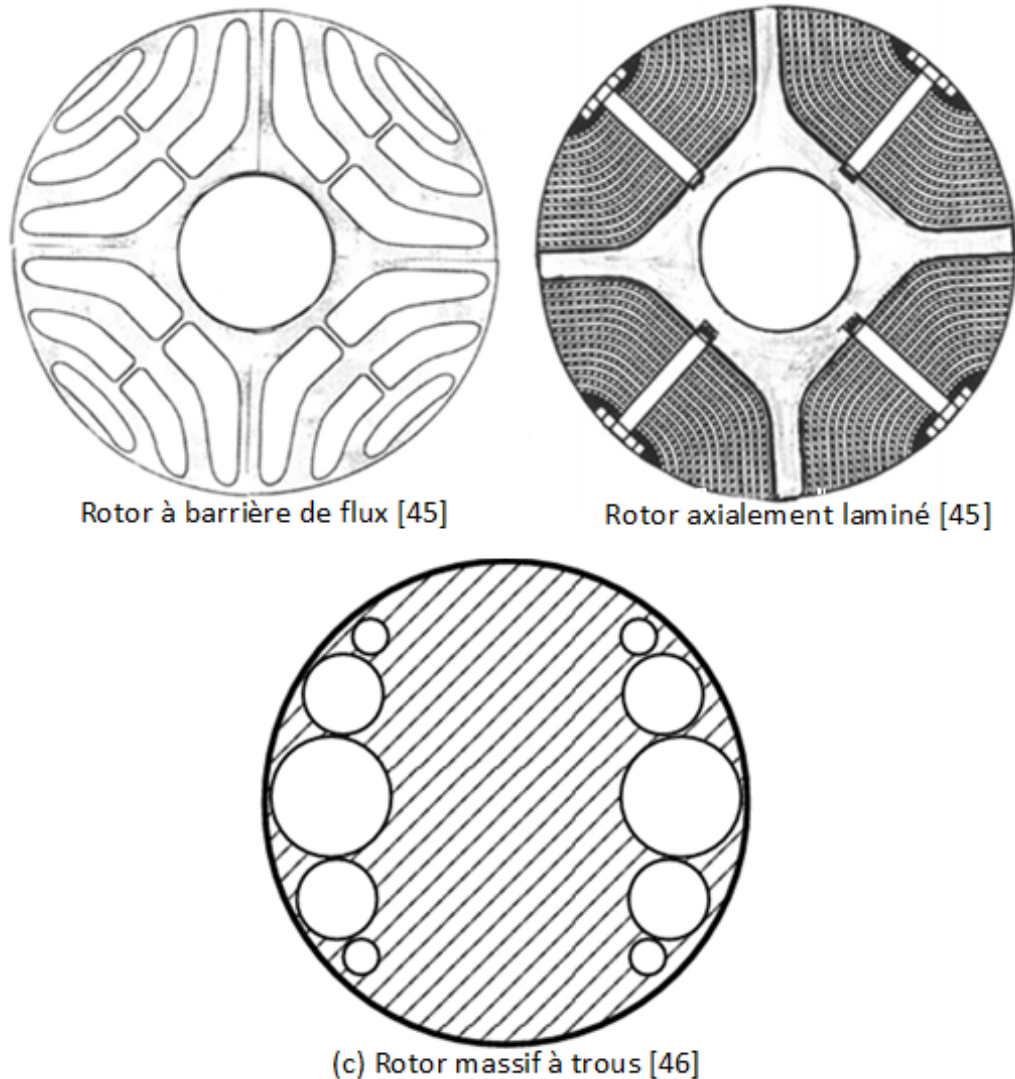


FIGURE I.3 – Structures de rotor de MRV permettant de réduire les ondulations de couple.

Contrôle avancé : L'implémentation de techniques de contrôle intelligentes telles que la commande vectorielle classique du flux permet d'estimer et d'injecter indépendamment le courant dans chaque phase, réduisant ainsi les ondulations de couple. En intégrant ces stratégies, il est possible d'améliorer significativement la performance des MRV tout en réduisant les nuisances acoustiques associées. Il existe deux approches pour minimiser les ondulations de couple par l'alimentation : la première

consiste à déterminer les courants adéquats à partir d'un modèle de connaissance et la seconde s'articule autour des techniques d'estimation du couple résistant. Les travaux relatifs à la réduction des ondulations de couple sont consacrés pour la plupart aux machines à réluctance variable à double saillance commandées par commutation de courant. En partant de la commande vectorielle classique, il est possible de tenir compte de l'influence des harmoniques d'espace sur le comportement de la MRV commandée par orientation du flux à travers un onduleur de tension piloté en MLI [46, 47]. La méthode de surface de réponse quadratique progressive (PQRSM) est utilisée dans [48] pour obtenir une réduction de l'ondulation du couple en sélectionnant les arcs polaires du stator/rotor et les angles activation/désactivation dans le convertisseur de courant.

I.4.2 Réduction du bruit acoustique et des vibrations

Les machines à réluctance variable (MRV) sont confrontées à des défis majeurs, notamment les vibrations radiales et le bruit acoustique, qui limitent leur acceptation dans des applications sensibles à ce type de nuisances. Il existe de multiples sources de bruit et des vibrations dans une MRV [49]. En plus des sources électromagnétiques, des sources mécaniques et aérodynamiques provoquent du bruit et des vibrations dans un moteur électrique. Les forces électromagnétiques radiales et tangentielles et la commutation du convertisseur de puissance sont des sources de bruit électromagnétique. L'air en rotation entre le stator et le rotor provoque un bruit aérodynamique perçu comme un bruit acoustique. Les forces électromagnétiques radiales contribuent de manière plus significative au bruit acoustique dans une MRV, car la rigidité de l'armature statorique est généralement plus faible dans la direction radiale que dans la direction tangentielle. Par conséquent, de fortes forces radiales provoquent une déformation dans la direction radiale sur le stator situé à l'extérieur du rotor [49]. Les harmoniques de la composante de force radiale sont la principale raison des vibrations du stator, et les harmoniques de la composante de force tangentielle sont la principale raison de l'ondulation du couple. L'atténuation du bruit et des vibrations à la source dépend des caractéristiques du moteur électrique et de ses composants. Diverses approches pour atténuer le bruit acoustique et les vibrations au niveau de la source ont déjà été explorées dans la littérature en améliorant la conception électromagnétique et le contrôle du courant [37, 39, 48, 50]. La conception électromagnétique peut être améliorée en modifiant la structure géométrique des ensembles rotor et stator. Les améliorations typiques grâce au contrôle du courant impliquent l'optimisation des paramètres de commande, tels que les angles de conduction et la forme du courant de phase. Lors du développement de ces stratégies

d'atténuation, les performances du moteur électrique doivent être prises en compte. Diverses approches ont été choisies pour optimiser le profil de courant à l'aide de stratégies d'optimisation. Un algorithme d'optimisation est utilisé pour éliminer les harmoniques supérieurs de la densité de force radiale en utilisant une force radiale de forme gaussienne [51]. De plus, l'aplatissement de la somme des forces radiales a été étudié dans [52]. Le contrôle instantané direct de la force a été utilisé pour réduire la vibration en contrôlant la force radiale globale [53].

I.4.3 Amélioration du rendement

Les pertes dans les MRV sont principalement constituées de pertes fer, de pertes de cuivre et de pertes générées par les alimentations en électronique de puissance. Les pertes dans le circuit magnétique peuvent être fortement réduites par un choix approprié de matériaux du stator/rotor. Les matériaux magnétiques pour les MRV peuvent être sélectionnés en fonction de plusieurs facteurs tels que la composition (exemple l'acier à haute teneur en silicium à faible coût), l'épaisseur de la tôle, l'effet des contraintes, l'orientation du grain, le traitement thermique et l'isolation, pour maximiser le rendement du moteur [54]. La conception géométrique est une approche alternative pour améliorer le rendement des MRV. La référence [55] présente les procédures détaillées pour sélectionner les paramètres de la machine, y compris le diamètre de l'alésage du stator, l'arc polaire stator/rotor, l'épaisseur de la culasse du stator et la profondeur de la fente du rotor pour une MRV à 5 phases. Dans [56], une stratégie de commande adaptative du couple instantané, à différentes vitesses, est proposée pour la sélection des angles de mise en marche approprié pour la démagnétisation afin d'augmenter le rendement de la machine sans générer de couple négatif. Dans [57], un facteur de modulation non linéaire dépendant du courant et de l'angle de position est introduit, qui réduit efficacement l'ondulation du couple en contrôlant les courants de phase dans les positions de chevauchement de commutation.

I.4.4 Amélioration du couple massique

Les études pour l'amélioration du couple massique dans les MRV, en particulier dans les applications de véhicules électriques sont nombreuses. Bien que ces moteurs soient souvent appréciés pour leur simplicité structurelle et leur faible coût, leur densité de couple est généralement inférieure à celles des machines à courant alternatif de taille comparable. Diverses stratégies ont été explorées pour surmonter

ces limitations. L'optimisation des caractéristiques d'une MRV triphasée 12/8 a été étudiée en utilisant un optimiseur basé sur une méthode métaheuristique couplée à la méthode des éléments finis (FEM) [58]. Cette approche permet d'analyser les performances tout en intégrant diverses contraintes telles que la densité de flux maximale et la densité de courant. Les résultats ont montré qu'il est possible d'augmenter le couple de sortie jusqu'à 120 % pour le même volume extérieur grâce à une optimisation itérative qui ajuste les paramètres géométriques et les dimensions physiques. Une autre méthode efficace consiste à intégrer des aimants permanents dans le noyau du stator, formant ainsi un moteur à réluctance variable à aimants permanents (MRV-AP) [59]. L'utilisation d'aimants Alnico (non des aimants terre rare) a été mise en avant. Bien que ces aimants présentent une faible coercivité face aux champs magnétiques inverses, cela ne pose pas de problème majeur pour le MRV-AP alimenté par un convertisseur à pont asymétrique. Les analyses montrent qu'une augmentation significative de la densité de couple et du facteur de puissance peut être obtenue sans impacter le coût de la machine. Des conceptions géométriques spécifiques ont été développées pour maximiser la densité de couple. Par exemple, la réduction du nombre de pôles du stator a montré une amélioration significative du couple maximal et moyen. De plus, des structures segmentées à fentes circulaires ont été proposées, permettant au flux dans le stator et le rotor de suivre un chemin circulaire, augmentant ainsi le couple moyen tout en réduisant le volume de fer par rapport aux MRV traditionnelles [60]. Le refroidissement direct des enroulements est une autre méthode efficace pour accroître la charge électrique et donc le couple massique, bien qu'il puisse entraîner une diminution du rendement en raison des pertes Joule accrues. Par ailleurs, l'innovation dans la conception des bobinages, notamment avec des topologies à pas fractionné et des courants bipolaires, contribue également à améliorer la densité puissance/couple [61].

I.4.5 Coût du convertisseur de puissance et grands condensateurs

Les convertisseurs et les condensateurs sont des éléments clés dans le fonctionnement des moteurs à réluctance variable (MRV), influençant directement leurs performances. Le moteur à réluctance variable se distingue par un fonctionnement efficace avec des courants d'enroulement unidirectionnels, nécessitant ainsi un seul commutateur par phase pour un entraînement sans balais. Cela contraste avec les moteurs à courant alternatif qui requièrent au moins deux commutateurs par phase, augmentant la complexité et le coût du système. Le convertisseur à pont en H asymétrique est la topologie la plus couramment utilisée pour alimenter les MRV [62]. Ce type de convertisseur permet de contrôler efficacement l'alimentation de chaque phase du

moteur, synchronisant les impulsions d'excitation avec la position du rotor pour générer un couple optimal. Les performances de la MRV dépendent fortement du positionnement approprié des courants par rapport à la position du rotor, ce qui nécessite un contrôle précis des commutateurs électroniques de puissance. Les études montrent que cette configuration est particulièrement attrayante en raison de son rendement élevé sur une large plage de vitesses, bien que le coût de ce convertisseur puisse freiner son adoption généralisée. Les condensateurs jouent un rôle essentiel dans la gestion de l'énergie au sein des systèmes d'entraînement des MRV [63]. Lors de chaque commutation, une grande quantité d'énergie magnétique est transférée entre la source de courant continu et le moteur, entraînant des fluctuations notables de la tension continue. Pour atténuer ces fluctuations, un condensateur de liaison est souvent utilisé comme tampon, équilibrant les différences de puissance instantanée.

I.5 Conception optimale multiobjectif de MRV

Les améliorations des performances des MRV qui se focalisent sur un seul critère peuvent atteindre leur objectif en causant une dégradation d'autres indices de performance importants d'où la nécessité de mettre en œuvre une optimisation multiobjectif pour répondre aux exigences variées des différentes applications. La conception optimale multiobjectif des MRV implique donc l'optimisation de plusieurs critères de performance simultanément, tels que le rendement, le coût de fabrication et la dynamique de la machine. Les différentes approches de conception et d'optimisation multiobjectif des MRV se distinguent par leurs méthodes de modélisation et d'optimisation, les indices de performance variés à optimiser, l'intégration du profil de courant ou des problématiques de commande, la dimension des fonctions objectives et la rapidité de calcul. Bien que des méthodes telles que l'énumération (recherche directe) et les surfaces de réponse aient été utilisées pour aborder des problèmes de conception et d'optimisation multiobjectif des MRV [39, 48, 64, 65], la majorité des études se tournent vers des algorithmes stochastiques pour rechercher une conception optimale [48, 65]. Ces algorithmes évaluent un grand nombre de conceptions en fonction de plusieurs variables de conception principales, qui sont générées aléatoirement. Ces variables incluent des paramètres géométriques clés de la MRV, tels que le diamètre de l'entrefer, la hauteur des pôles stator et rotor, la longueur de l'empilement, ainsi que les angles d'arc polaire. D'autres paramètres non géométriques, comme la densité de courant et le nombre de spires, sont également pris en compte. Dans son travail, Dan Ilea [64] s'est intéressé à la modélisation du moteur à réluctance variable à commutation électronique (MRV-CE) en utilisant

la technique par réseau de perméances. L'introduction d'un algorithme d'optimisation basé sur l'essaim de particules, adapté aux problèmes multi-objectifs, a permis d'améliorer significativement les performances du moteur. Les résultats obtenus ont été validés après la construction d'un prototype de moteur à réluctance variable et l'implémentation de la stratégie de commande optimisée. Une amélioration des caractéristiques de fonctionnement du moteur a été enregistrée. L'étude [65] propose une nouvelle méthode de conception d'optimisation multiobjectif pour le moteur à réluctance variable sur les véhicules électriques (VE) à basse vitesse. Selon les indices du système de propulsion des VE à basse vitesse et la grande ondulation de couple des MRV, six objectifs d'optimisation des paramètres géométriques du MRV sont donnés, à savoir la vitesse maximale, le temps d'accélération, la pente de montée maximale, le rapport d'utilisation d'énergie et le facteur d'ondulation de couple. Les paramètres nominaux du moteur d'entraînement sont déterminés sur la base des paramètres de base des VE à basse vitesse. Le modèle de simulation dynamique du système de propulsion purement électrique à basse vitesse est mis en œuvre dans MATLAB/Simulink sur la base du modèle d'éléments finis. Ensuite, une conception d'optimisation multiobjectif des paramètres géométriques de la MRV est réalisée par l'algorithme Taguchi-Chicken Swarm Optimization (Taguchi-CSO). L'exactitude du modèle d'éléments finis est vérifiée et la précision de l'optimisation multiobjectif est validée par les résultats de la simulation dynamique et les essais expérimentaux du VE à basse vitesse. En ce qui concerne la tendance émergente dans la conception multi-objectifs des MRV, il devient de plus en plus courant d'intégrer les aspects multi-physiques et de commande avec la partie électromagnétique. Cette évolution a considérablement augmenté le nombre de variables à optimiser. Par conséquent, l'obligation de développer des méthodes d'analyse par éléments finis (MEF) efficaces sur le plan informatique, d'explorer des calculs parallèles ou des modèles de conception analytiques purs se fait sentir, afin de garantir une efficacité d'optimisation raisonnable en terme de précision et de temps de calcul.

I.6 Domaines d'application des MRV

Leur conception simple, leur robustesse et leur capacité à opérer à des vitesses variables rendent les MRV idéales pour une multitude d'applications. Parmi les domaines d'utilisation, on trouve des secteurs industriels variés ainsi que des applications domestiques, où la demande pour des machines électriques peu coûteuses et fiables est élevée. Les MRV traditionnelles, avec leur structure à double saillance, sont particulièrement adaptées pour des véhicules électriques, des systèmes aéro-

nautiques, des installations de production d'énergie éolienne, ainsi que pour des pompes et dispositifs de stockage d'énergie comme les volants d'inertie. De plus, de nouvelles topologies de MRV ont émergé, intégrant des aimants permanents ou des conceptions innovantes comme les machines à couplage mutuel. Ces machines se distinguent par leur aptitude à fonctionner dans des conditions extrêmes, telles que des températures dépassant 500 °C dans certaines applications aérospatiales, où elles surpassent les moteurs synchrones à aimants permanents et les moteurs à induction grâce à leur robustesse thermique et mécanique. Cependant, le choix du type de moteur dépend souvent d'un équilibre entre coût et performances, incluant le couple moyen, le rendement et la variation du couple. L'intérêt croissant pour les MRV dans les milieux industriels et scientifiques s'explique également par leur coût de fabrication réduit et l'absence de matériaux rares, ce qui en fait une option durable. En somme, les MRV représentent une solution prometteuse pour une large gamme d'applications, allant de l'électroménager aux systèmes de propulsion avancés.

Véhicules électriques et hybrides : Les véhicules électriques (VE) et hybrides (VEH) connaissent une montée en popularité, principalement en raison de leur capacité à réduire la consommation de combustibles fossiles et les émissions de gaz à effet de serre. Grâce à leur mode de freinage régénératif, ces véhicules récupèrent l'énergie lors du freinage, ce qui est particulièrement avantageux dans les zones urbaines où les embouteillages sont fréquents. Les MRV ont l'avantage de ne pas posséder d'aimants permanents au rotor, utilisant uniquement du fer au silicium à faibles pertes et des enroulements au stator, ce qui réduit les coûts de fabrication tout en offrant une robustesse mécanique et thermique adaptée aux environnements à haute température, comme ceux rencontrés dans les systèmes hybrides où le moteur électrique est couplé à un moteur à combustion interne et doit supporter un environnement à haute température, comme illustré dans un ensemble de groupe motopropulseur hybride-électrique MRV classique illustré à la Figure I.4. Cependant, les vibrations et le bruit acoustique, le convertisseur en pont asymétrique et la grande ondulation intrinsèque du couple ont tous empêché l'adoption généralisée des MRV sur les groupes motopropulseurs VE/ VEH. Au cours des dernières années, les machines synchrones à aimants permanents intérieurs (IPMSM), équipées d'aimants en néodyme-fer-bore (NdFeB), se sont imposées dans les systèmes de propulsion des véhicules électriques (VE) et hybrides (VEH) grâce à leur rendement élevé et leur couple massique supérieur. Parmi les exemples notables figurent le moteur à aimants permanents internes de 60 kW de la Toyota Prius 2010, celui de 80 kW de la Nissan Leaf et le moteur de 110 kW du GM Chevrolet Volt. Bien que Tesla ait initialement opté pour des moteurs à induction dans ses modèles Model S et Model X, elle a récemment intégré un IPMSM dans le Model 3 destiné à la production en

série, en raison des gains en rendement liés à l'excitation par les aimants.

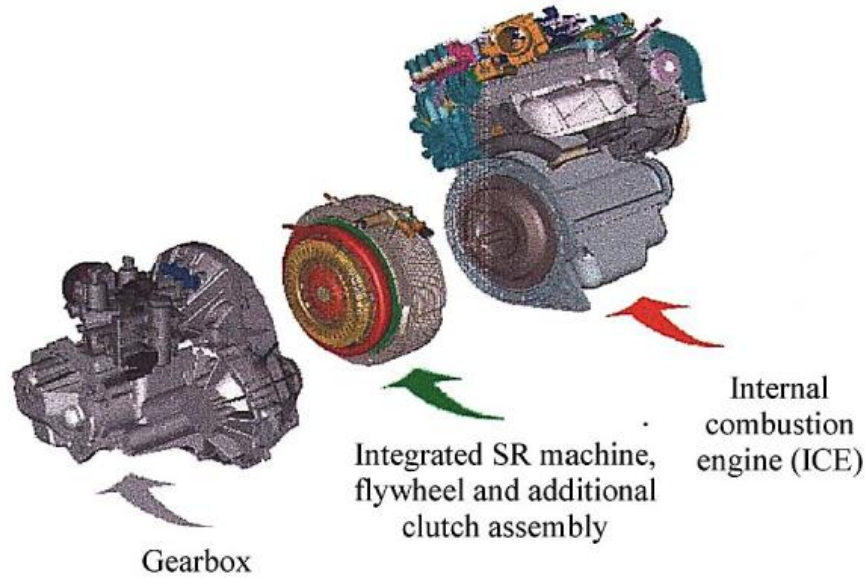


FIGURE I.4 – Un ensemble de groupe motopropulseur hybride intégrant une MRV [66].

Cependant, la fluctuation des coûts des aimants permanents à base de terres rares, le risque de démagnétisation irréversible et l'impossibilité de « désactiver » ces aimants en cas de défaillance ont suscité un intérêt croissant pour le développement de moteurs sans terres rares destinés aux futurs véhicules électriques (VE) et hybrides (VEH). Dans ce contexte, les moteurs à réluctance variable (MRV) connaissent un fort regain d'intérêt pour ce genre d'application. Des recherches récentes sur les MRV ont été spécifiquement menées pour les comparer aux moteurs commerciaux à aimants permanents internes (IPMSM) utilisés dans des véhicules électriques et hybrides comme la Nissan Leaf et la Toyota Prius. En particulier, une MRV 24/16 [67] a été proposée, présentant un diamètre de stator extérieur de 264 mm et une longueur axiale de 108 mm, avec une courbe couple-vitesse presque identique à celle du moteur Prius. De plus, l'utilisation de tôles 10JNEX900 d'une épaisseur de 0,1 mm permet d'améliorer le rendement en compensant les pertes fer à haute vitesse, contrairement à l'épaisseur de 0,35 mm utilisée dans la Prius. Une autre MRV, la 18/12 [68], vise également les performances de la machine Prius IPMSM, avec les mêmes dimensions extérieures mais une longueur d'entrefer réduite de 0,8 mm à 0,5 mm. Les courbes couple-vitesse des deux moteurs se chevauchent presque dans la plage des basses vitesses inférieures à 2768 tr min^{-1} tandis que la MRV peut atteindre jusqu'à 109 kW kg^{-1} à 5400 tr min^{-1} et maintenir cette puissance maximale jusqu'à $13900 \text{ tr min}^{-1}$, montrant ainsi un avantage significatif en termes de puissance à haute vitesse par rapport au moteur Prius. Le rapport puissance/poids de cette

MRV atteint également $4,32 \text{ kW kg}^{-1}$, surpassant les conceptions MRV habituelles qui varient entre 1 kW kg^{-1} et $2,7 \text{ kW kg}^{-1}$. L'excitation pulsée des enroulements statoriques des MRV tend à générer une ondulation de couple plus élevée que celle observée dans d'autres types de machines. Pour atténuer cette ondulation, les MRV sont généralement conçues avec une topologie triphasée (6/4, 12/8, 18/12, 24/16) ou quadriphasée (8/6), ce qui augmente le chevauchement des phases grâce à un nombre accru de phases. Il est également essentiel de souligner que les moteurs à combustion interne traditionnels présentent eux aussi une ondulation de couple significative. Toutefois, étant donné que les moteurs de propulsion des véhicules électriques (VE) et hybrides (VEH) fonctionnent principalement dans des conditions dynamiques, l'impact d'une forte ondulation de couple peut être moins problématique que dans d'autres applications nécessitant un couple constant à des points de fonctionnement fixes. Par ailleurs, cette ondulation peut être compensée par des techniques de contrôle avancées. Les forces radiales à haute fréquence agissant sur les pôles du stator peuvent provoquer un bruit acoustique indésirable, en raison de l'excitation des modes de résonance mécanique du stator. Ce problème est plus prononcé par rapport aux machines synchrones à aimants permanents internes (IPMSM) ou aux moteurs à induction (MAS). Cependant, il peut être atténué grâce à des méthodes de réduction du bruit, telles que la manipulation de la forme d'onde du courant. Outre la propulsion directe des véhicules électriques via un engrenage différentiel et un arbre, une autre application des MRV concerne les machines électriques intégrées aux roues des véhicules électriques de petite taille pour des trajets courts, qui ne nécessitent généralement pas de machines de grande puissance en raison de leur faible poids mais exigent un coût moindre. Une MRV à flux axial de $2,3 \text{ kW}$ est développée pour les navettes urbaines électriques avec une enveloppe couple-vitesse plus grande et une taille réduite par rapport à la MSAP ciblée de 2 kW (Figure 1.5) [69]. Les MRV trouvent également des applications significatives dans divers systèmes des véhicules, tels que les compresseurs d'air et les systèmes démarreur/alternateur intégrés. Ce dernier système combine en une seule machine électrique un moteur de démarrage monté sur le vilebrequin du moteur à combustion interne et un générateur de charge de batterie, qui étaient traditionnellement séparés.

Aéronefs et systèmes aérospatiaux : Historiquement, l'énergie électrique pour les applications aérospatiales embarquées était produite par des machines synchrones à rotor bobiné, tandis que la majorité des fonctions de l'avion reposaient sur des systèmes mécaniques ou hydrauliques. Depuis les années 1990, des technologies électriques sont développées, permettant d'assurer toutes les fonctions non propulsives de l'avion, telles que le démarrage du moteur, les commandes de vol, ainsi que les systèmes de pompage et de freinage. Ce changement de paradigme est désigné

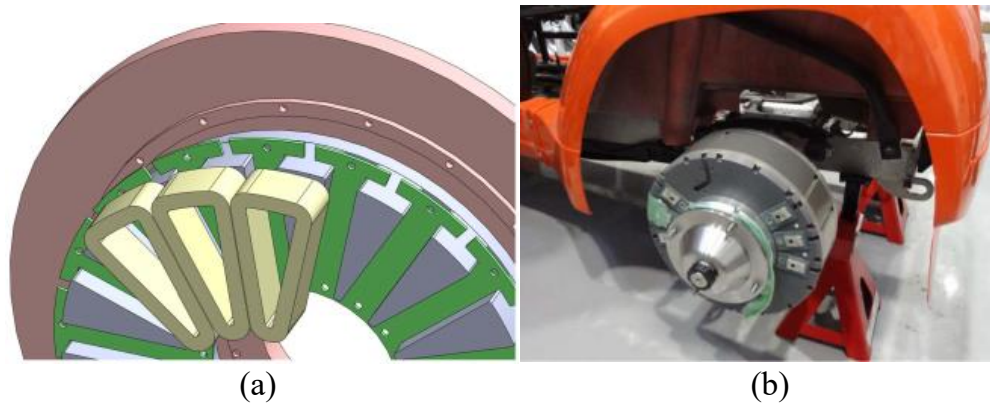


FIGURE I.5 – (a) Prototype de MRV intégré dans la roue et (b) application de MRV à un véhicule urbain électrique [69].

sous le nom de projet More Electric Aircraft (MEA) [70]. Environ 50 institutions aérospatiales et universitaires collaborent pour définir les objectifs du projet MEA, qui vise à améliorer significativement la fiabilité, la maintenance, la durabilité et les coûts d'exploitation, tout en optimisant le poids, le volume et la capacité de reconfiguration des avions en cas de dommages en mission. En dépit des incertitudes entourant l'adoption des machines à réluctance variable (MRV) pour les véhicules électriques (VE) et les véhicules électriques hybrides (VEH), leur robustesse thermique et mécanique les distingue nettement des autres types de machines. Elles sont considérées comme la solution optimale pour les applications aéronautiques et aérospatiales, où des températures et des pressions élevées sont inévitables, notamment dans de nombreuses applications futuristes qui pourraient fonctionner à des températures dépassant $500\text{ }^{\circ}\text{C}$ [71]. Les évaluations thermiques réalisées sur les MRV, ainsi que sur les machines synchrones à aimants permanents internes (IPMSM) et les machines à asynchrones (MAS), montrent que les MRV présentent les meilleures capacités thermiques. La conception des MRV, dépourvue d'enroulements ou d'aimants dans le rotor, les rend intrinsèquement adaptées à des conditions extrêmes. Un des sous-systèmes clés de l'avion utilisant des machines à réluctance variable (MRV) est le démarreur/générateur. Dans ce système, la MRV est d'abord employée pour générer un couple nécessaire au démarrage du moteur jusqu'à ce qu'il atteigne son régime de ralenti, puis elle fonctionne comme un générateur, fournissant de l'énergie aux systèmes électriques de l'avion. Une étude préliminaire sur ce type de système a été réalisée, où une MRV sans engrenage à entraînement direct de 17 ch a été conçue pour fonctionner avec un moteur d'avion de 1500 ch à $48\,000\text{ tr min}^{-1}$ [72]. Dans cette configuration, la machine opérait en mode moteur, en maintenant un couple constant ou une puissance constante jusqu'à une vitesse de $26\,000\text{ tr min}^{-1}$.

Par la suite, la MRV fonctionnait comme un générateur, délivrant une puissance constante de 32 kW au bus CC sur une plage de régime moteur de 2 :1. Une MRV des plus performantes dans le domaine aérospatial, capable de fournir jusqu'à 250 kW, a été développée dans le cadre d'un projet financé par l'US Air Force et réalisé en collaboration avec GE, Sundstrand Aerospace et l'Université du Kentucky [73]. Cependant, il est à noter que les rendements observés dans diverses conditions de charge ne dépassent pas 80 %. Par conséquent, des ajustements et modifications de l'algorithme de contrôle sont nécessaires pour exploiter pleinement la capacité du système et améliorer son rendement global. Pour mieux répondre aux conditions de haute pression près du moteur d'avion, une conception de MRV à rotor modulaire a été proposée, permettant une réduction significative des contraintes mécaniques dans les tôles du rotor et offrant ainsi la possibilité d'augmenter les dimensions de la MRV. Parallèlement, une nouvelle topologie de MRV à rotor segmenté rotatif externe a été développée et testée pour répondre aux exigences thermiques et mécaniques élevées. L'analyse par éléments finis (FEM) a montré que cette structure de rotor externe réduit considérablement les problèmes de contrainte dans le rotor [74]. Un schéma simple de contrôle de puissance a également été proposé pour une MRV 12/8 de 30 kW, fonctionnant en générateur qui alimente un bus de 540 V CC. Dans ce système (figure I.6), l'angle d'activation est maintenu constant tandis que l'étendue de l'angle de conduction est ajustée pour contrôler le courant CC de sortie. Pour améliorer encore la vitesse maximale de la machine, une nouvelle configuration de rotor a été introduite, augmentant la plage de vitesse de $26\,000 \text{ tr min}^{-1}$ à $32\,000 \text{ tr min}^{-1}$ tout en maintenant le même couple [75]. Avec l'augmentation du nombre d'équipements électriques embarqués, il est indispensable de développer une modélisation système complète pour superviser la production et la distribution de l'énergie à bord des avions plus électriques. Un modèle du comportement d'une génératrice à réluctance variable (GRV) a été développé et validé par des mesures. De plus, une intégration complète du système électrique d'un avion, comprenant une GRV à grande vitesse ainsi que son électronique de puissance et son contrôle, a été conçue [76]. Les MRV trouvent également des applications importantes dans l'aéronautique et l'aérospatiale pour remplacer les systèmes hydrauliques traditionnels, notamment dans les pompes à carburant, les actionneurs des gouvernes de vol et les actionneurs des volets sur chaque aile pour assurer un vol efficace à basse vitesse. Une transition vers des moteurs et générateurs électriques capables de fonctionner à des températures ambiantes élevées, proches de celles des turbines, est également suivie par la quête d'une compacité accrue et d'une meilleure puissance massique pour les machines électriques. Des projets de recherche tels que le projet « Actionneur Électrique Compact avec Convertisseur Intégré pour Températures Extrêmes (ACCITE) » ont permis d'impliquer des laboratoires comme le GREEN de

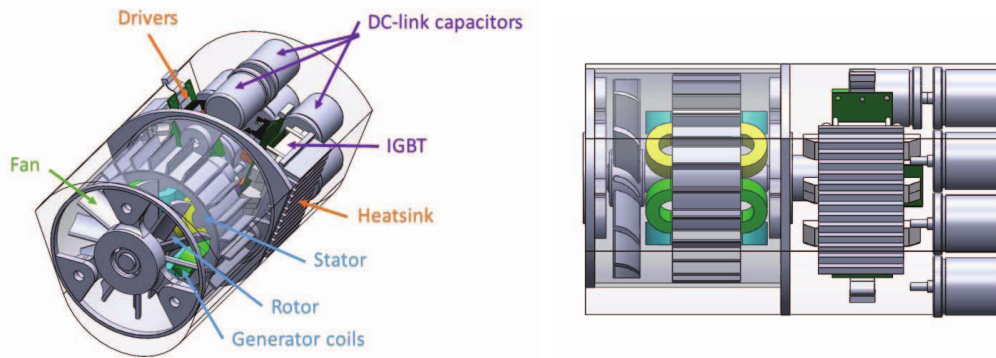


FIGURE I.6 – Intégration du système générateur RV complet dans l'espace disponible pour une application aéronautique [75].

l'Université de Lorraine et le LSEE de l'Université d'Artois [77, 78].

Les éoliennes : Les machines à réluctance variable (MRV) sont de plus en plus utilisées dans le domaine des éoliennes en raison de leur robustesse, de leur efficacité à large plage de vitesse et de leur adaptabilité aux environnements difficiles. Comparées aux générateurs synchrones à aimants permanents (GSAP) et aux générateurs à induction à double alimentation (GADA), les MRV se distinguent par leur construction simplifiée, sans enroulements ni aimants permanents dans le rotor, ce qui réduit les risques de défaillance mécanique et électrique. L'absence d'aimants permanents élimine également les problèmes de démagnétisation, rendant les MRV particulièrement adaptées aux conditions extrêmes rencontrées dans l'éolien offshore, où l'humidité et la salinité peuvent être élevées. Les MRV offrent un rendement élevé et une puissance constante sur une large plage de vitesses, ce qui est essentiel pour la conversion efficace de l'énergie cinétique du vent en électricité, notamment dans des environnements où la vitesse du vent varie fréquemment ou reste très basse. Leur stator, simple à enrouler avec des spires d'extrémité courtes et sans croisements phase à phase, facilite le refroidissement, améliorant ainsi la fiabilité et la longévité de la machine. De plus, leur faible coût de maintenance, dû à leur construction robuste et simplifiée, constitue un avantage majeur pour les éoliennes situées dans des endroits éloignés ou difficiles d'accès. Cependant, les MRV présentent également des défis, tels que la génération de bruit acoustique, l'ondulation du couple et la nécessité de contrôleurs sophistiqués pour optimiser leur performance, ce qui peut augmenter la complexité et les coûts des systèmes de commande. En outre, leur densité de puissance est légèrement inférieure à celle des moteurs à aimants permanents, ce qui peut limiter leur utilisation pour des fortes puissances. Dans l'étude [79], un prototype de générateur à réluctance variable (GRV) d'une puissance de 20 kW, fonctionnant à une vitesse nominale de 100 tr min^{-1} , a été conçu, construit et testé, comme l'illustre

la figure I.7. Les résultats expérimentaux montrent un rendement variant entre 80 % et 88 % selon les conditions de charge. Dans ce système, le courant de phase est régulé par un contrôle PWM de la tension magnétisante pour les plages de vitesse moyenne et basse, tandis qu'à des vitesses élevées, le générateur est piloté par un mode d'impulsion unique. De même, des stratégies de suivi du point de puissance maximale (MPPT), basées sur l'algorithme d'escalade ou la méthode de contrôle à résistance constante, ont été développées pour des GRV utilisés dans des systèmes éoliens de petite taille. Étant donné qu'un GRV nécessite généralement un capteur de position pour synchroniser la commutation des phases du stator avec la position du rotor—ce qui complique et alourdit le coût du système, l'étude [80] propose une méthode de contrôle sans capteur pour estimer la position du rotor d'un générateur RV 8/6 de 2,5 kW, en se basant sur la variation de l'inductance non-saturée obtenue par le calcul de la pente du courant de phase et l'utilisation d'un réseau neuronal. Ainsi, les MRV offrent des avantages significatifs pour les éoliennes, notamment en termes de durabilité, d'efficacité énergétique et de faible coût de maintenance, mais les défis liés au bruit, à la complexité du contrôle et à la densité de puissance doivent être soigneusement pris en compte pour optimiser leur utilisation dans ce domaine [81]. Avec les avancées technologiques et les recherches en cours, les MRV sont des solutions de plus en plus adoptées dans l'espace de la production d'énergie éolienne.

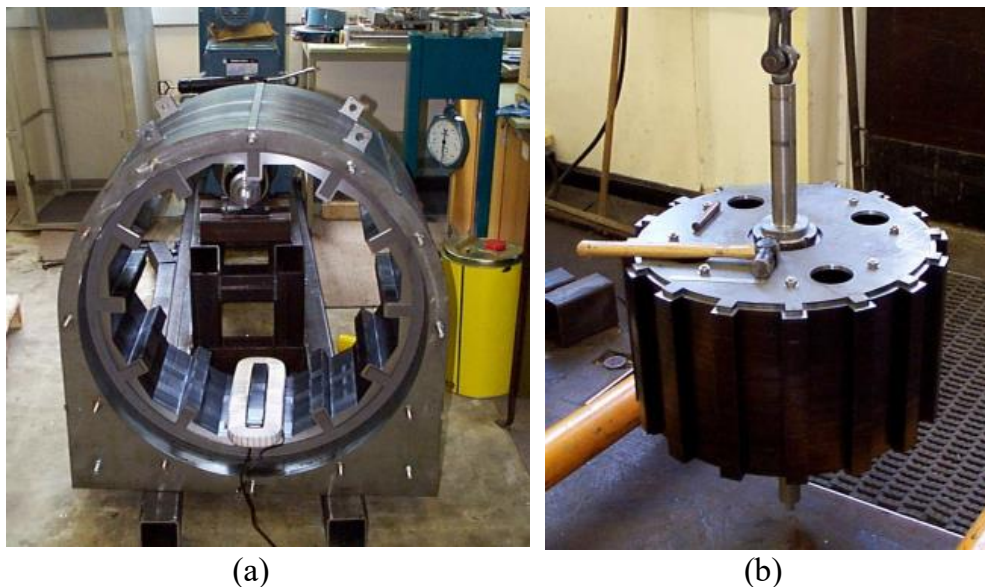


FIGURE I.7 – Prototype d'un générateur à RV de 20 kW pour une éolienne à entraînement direct. (a) stator et (b) rotor [79].

Applications à très haute vitesse : Les machines à aimants permanents, qui fonctionnent à des vitesses ultra-élevées dépassant $50\,000\text{ tr min}^{-1}$, sont spécialement utilisées dans des applications émergentes telles que les systèmes de turbocompresseurs pour piles à hydrogène, les pompes à chaleur, ainsi que les générateurs/démarrateurs pour turbines à gaz portables à l'échelle nanométrique. Les MRV peuvent constituer la meilleure alternative pour les machines à aimants permanents dans des environnements difficiles de températures extrêmement élevées ou basses et de hautes pressions [82]. Les MRV à grande vitesse adoptent généralement des topologies 4/2 ou 6/4 afin de réduire la fréquence de commutation fondamentale des convertisseurs électroniques de puissance. En outre, en plus des problèmes de bruit, deux enjeux majeurs liés au rotor doivent être pris en compte lors de la phase de conception du moteur. Premièrement, les pertes par ventilation d'une MRV sont plus élevées que celles des rotors cylindriques de même diamètre en raison de la saillance du rotor. Le second problème concerne les pertes fer, qui augmentent considérablement en raison des fortes variations du flux magnétique dans les pôles du rotor à haute vitesse. Malgré ces défis, de nombreuses recherches visent à faire évoluer les MRV vers des vitesses encore plus élevées. La référence [83] présente une nouvelle conception de rotor MRV 4/2 à $50\,000\text{ tr min}^{-1}$ avec un pont de flux qui réduit considérablement ses pertes par ventilation à seulement 14 % de celles d'un rotor à pôles saillants classique, dont l'image est illustrée sur la Figure I.8. Un effet secondaire est que le pont de flux modifie également les chemins de flux et lisse le profil d'inductance de la MRV conventionnelle, ce qui peut réduire son couple de sortie. Les dispositifs

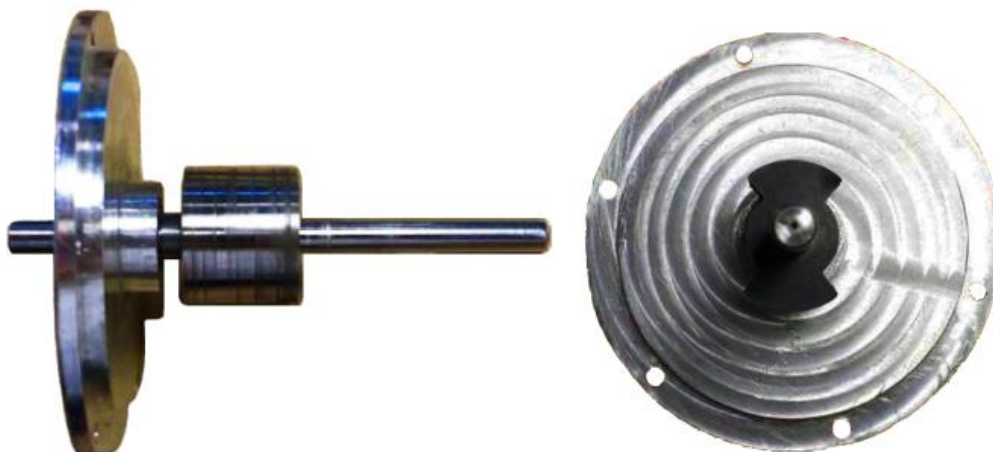


FIGURE I.8 – Un prototype de MRV à grande vitesse de $50\,000\text{ tr min}^{-1}$ [83].

de stockage d'énergie inertiels est également l'une des applications potentielles des MRV à haute vitesse. Les volants d'inertie se caractérisent par une taille relativement petite, une longue durée de vie et une robustesse, ce qui en fait des dispositifs de

stockage d'énergie particulièrement intéressants. Pour conserver l'énergie stockée dans le système à long terme, il est primordial de réduire les pertes au maximum. Les génératrices pour les systèmes de stockage d'énergie par volant d'inertie sont principalement des machines à aimants permanents, synchrones et à réluctance variable. Une étude comparative des trois machines révèle que la première citée est la plus adaptée. Cependant, les MRV présentent des avantages notables : elles sont plus robustes, compactes, faciles à refroidir et capables de fonctionner dans des environnements difficiles. Cela suscite une recherche constante sur leur intégration dans divers systèmes de stockage d'énergie.

Parmi ces travaux, un modèle dynamique pour une MRV 6/4 de 1,5 kW fonctionnant à 30 000 tr min^{-1} entraînant un volant d'inertie a été validé expérimentalement dans [84]. Ce système implique un volant d'inertie à axe vertical soutenu par un roulement magnétique supraconducteur, qui génère une force de lévitation permettant au système de rester vertical sans friction. Par ailleurs, un modèle de simulation pour une MRV 12/8 en mode générateur a été développé dans [85], validant sa capacité à fonctionner à vitesse variable tout en maintenant une tension constante sur une large plage de vitesses. Enfin, un système complet de volant d'inertie entraîné par une MRV 8/6 de 490 W à 6000 tr min^{-1} a été développé dans [86], interfacé avec un micro-réseau CC. Ce système comprend toutes les commandes nécessaires pour la charge et la décharge, ainsi qu'un convertisseur d'interface CC/CC bidirectionnel en demi-pont, fonctionnant en mode abaisseur lors de la charge du volant d'inertie et en mode éleveur lors de sa décharge, permettant ainsi une gestion efficace de l'énergie stockée et restituée.

I.7 Conclusions et positionnement

Dans ce chapitre, un état de l'art détaillé sur la conception des machines à réluctance variable (MRV) a été présenté, couvrant les aspects de la modélisation mathématique des champs électromagnétiques et thermiques, l'amélioration des performances à objectif unique et l'optimisation multiobjectif. Les approches de modélisation mathématique ont été classées en méthodes numériques, analytiques et mixtes, avec une analyse comparative de leurs précisions et complexités informatiques. Les méthodes existantes pour réduire l'ondulation du couple, le bruit acoustique, ainsi que pour améliorer le rendement et le couple massique des MRV ont été examinées et synthétisées. De plus, les performances de diverses techniques d'optimisation multiobjectif appliquées aux MRV, incluant les algorithmes évolutionnaires, ont été brièvement présentées. Enfin, les avancées technologiques dans la conception des MRV pour des

applications spécifiques, telles que les véhicules électriques/hybrides, les systèmes aéronautiques et aérospatiaux, l'énergie éolienne, les entraînements à grande vitesse, ainsi que les systèmes de volant d'inertie et de stockage d'énergie, ont été résumées. Certaines applications imposent des environnements très hostiles aux machines électriques, favorisant l'utilisation des MRV. La conception de ces machines dans de telles conditions requiert des modèles multiphysique, impliquant en particulier les phénomènes électromagnétiques et thermiques qui deviennent couplés au-delà d'une certaine température affectant les propriétés électromagnétiques et thermiques des matériaux. C'est dans ce contexte que sont menés les travaux de cette thèse. L'intérêt est porté sur les MRV à double saillance présentant des défis de modélisation plus élevés, notamment en ce qui concerne les phénomènes thermiques. Les problèmes électromagnétique et thermique sont, dans un premier temps considérés séparément, faisant l'objet des deux prochains chapitres, puis couplés dans une stratégie de couplage faible, ce qui fera l'objet du dernier chapitre. Dans le chapitre suivant, l'accent sera mis sur la modélisation électromagnétique et la simulation numérique d'une MRV, en utilisant la méthode des éléments finis (MEF). Cette approche permettra d'analyser en détail les performances électromagnétiques de la machine, en tenant compte des spécificités de sa structure et de son fonctionnement.

Chapitre II

Modélisation électromagnétique de la MRV

II.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous établirons une modélisation électromagnétique de la MRV, permettant le calcul précis de ses performances, telles que le couple et les différentes pertes énergétiques. Cette modélisation s'appuie sur la méthode des éléments finis. La résolution du problème de champ électromagnétique est définie par : l'équation aux dérivées partielles régissant le comportement du champ, les conditions aux limites imposées sur les frontières de la géométrie de la machine, et les conditions de continuité du champ aux interfaces entre des matériaux de perméabilités magnétiques différentes.

II.2 Structure étudiée et hypothèses de travail

L'étude porte sur une structure de machine à réluctance variable à double saillance. Elle est menée sur une MRV 6/4, mais peut se généraliser à tout autre structure. Ce type de machine, représenté schématiquement en figure [II.1](#), est constitué :

- D'un stator cylindrique comportant 6 plots (grosses dents) entourés d'un enroulement triphasé. Les bobines sont disposées autour de chaque plot statorique, d'où l'appellation d'enroulement concentré. Chaque phase de la machine 6/4 possède deux pôles magnétiques par phase, c'est-à-dire une paire de pôles étant donné que des bobines diamétralement opposées sont connectées électriquement en série ou en parallèle. Les phases sont découplées magnétiquement les unes des autres.

- D'un rotor en matériau ferromagnétique dépourvu de bobinages et d'aimants permanents comportant 4 plots (grosses dents) ce qui donne la double saillance de cette machine.

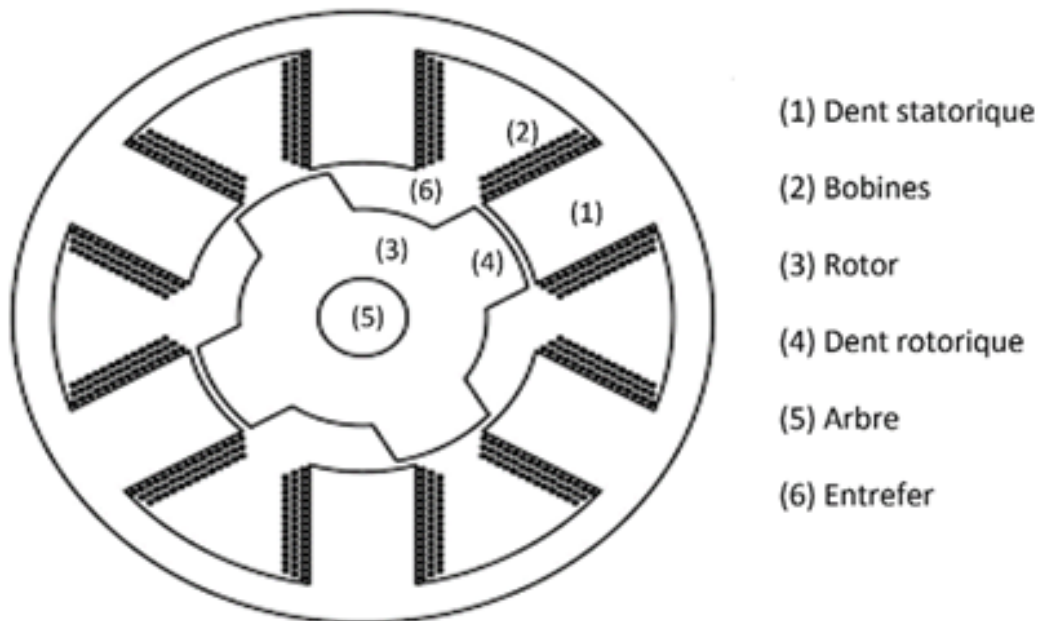


FIGURE II.1 – Coupe transversale dans une MRV 6/4.

Une modélisation magnétostatique de la machine est développée. La longueur axiale de la machine est supposée très grande devant les dimensions transversales. Les effets de bords (têtes de bobines) sont donc négligés et une approche bidimensionnelle en 2D cartésien est développée. Des sources de courant sont utilisés, ce qui évite le recours au couplage avec des équations de circuit de la machine. Les courants imposés correspondent à des configurations triphasées à des instants donnés. La dépendance de la perméabilité magnétique des matériaux au champ magnétique est considérée. Les pertes fer sont calculées en post traitement après avoir déterminé les valeurs du champ magnétique, en utilisant le modèle de Steinmetz.

II.3 Formulation du problème magnétique

L'analyse du comportement de la machine étudiée conduit à la résolution des équations de Maxwell. En tenant compte du découplage total entre les champs électrique et magnétique dans le cas magnétostatique et en rajoutant la loi du comportement

des matériaux magnétiques, on démarre des équations suivantes :

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{J} \quad (\text{II.1})$$

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0 \quad (\text{II.2})$$

$$\vec{B} = \mu \vec{H} \quad (\text{II.3})$$

Où \vec{H} et \vec{B} sont le champ et l'induction magnétiques, \vec{J} est la densité de courant électrique et μ la perméabilité magnétique du milieu. De la relation (II.2), on déduit que le vecteur \vec{B} dérive du potentiel vecteur magnétique \vec{A} :

$$\vec{B} = \nabla \times \vec{A} \quad (\text{II.4})$$

Dans une approximation bidimensionnelle, nous nous plaçons dans le plan (Oxy), ce qui donne des courants portés par l'axe \vec{Oz} :

$$\vec{J} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ J \end{pmatrix} \quad (\text{II.5})$$

Ceci fait que le potentiel vecteur \vec{A} n'a qu'une seule composante suivant l'axe \vec{Oz} dont la valeur ne dépend pas de z.

$$\vec{A} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ A(x, y) \end{pmatrix} \quad (\text{II.6})$$

Des équations (II.4) et (II.6), on déduit les composantes de l'induction magnétique \vec{B} :

$$B_x = \frac{\partial A}{\partial y}, \quad B_y = -\frac{\partial A}{\partial x} \quad (\text{II.7})$$

En combinant les équations (II.1), (II.3) et (II.4), on obtient l'équation du potentiel vecteur à résoudre dans le domaine d'étude :

$$\nabla \times \left(\frac{1}{\mu} \nabla \times \vec{A} \right) = \vec{J} \quad (\text{II.8})$$

Dans le cas considéré, cette équation porte sur la composante selon z uniquement et devient :

$$\frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial A}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial A}{\partial y} \right) = -J \quad (\text{II.9})$$

Que nous pouvons écrire sous la forme :

$$\nabla \cdot \left(\frac{1}{\mu} \nabla A \right) = -J \quad (\text{II.10})$$

A cette équation à résoudre dans le domaine bidimensionnel de la machine, il faut bien entendu associer les conditions de passage et aux limites géométriques de la machine. Les conditions de passage à travers la surface séparant deux milieux magnétiques 1 et 2 expriment la continuité de la composante normale de l'induction magnétique et la discontinuité du champ tangentiel à la surface de séparation. On a ainsi les relations suivantes sur l'interface entre les deux milieux en fonction du potentiel vecteur :

$$A_1 = A_2 \quad (\text{II.11})$$

$$\frac{1}{\mu_1} \frac{\partial A_1}{\partial n} = \frac{1}{\mu_2} \frac{\partial A_2}{\partial n} \quad (\text{II.12})$$

n étant la normale dirigée du milieu 1 vers le milieu 2. Nous adjoignons à l'équation à résoudre une condition aux limites de type Dirichlet sur la frontière externe de la machine.

$$A = 0 \quad (\text{II.13})$$

La formulation complète du problème de calcul du champ électromagnétique dans la machine comporte l'équation à résoudre dans le domaine d'étude et les conditions aux limites sur la frontière du domaine de résolution.

II.4 Mise en œuvre et implémentation numérique

Le problème sous forme différentielle est constitué de l'équation aux dérivées partielles (II.10) associée aux conditions aux limites sur la frontière du domaine d'étude (la surface transversale de la machine). Le traitement numérique de ce problème nécessite le passage à la forme intégrale. Une des possibilités est d'utiliser la formulation variationnelle quand la fonctionnelle est disponible ou de recourir à la méthode des résidus pondérés qui permet de partir des équations aux dérivées partielles et des conditions aux limites pour arriver à une solution [87]. La formulation faible de l'équation (II.1) est obtenue en multipliant par une fonction test v et en intégrant sur

la surface d'étude S . En tenant compte de l'équation (II.12), on obtient :

$$\int_S \frac{1}{\mu} (\nabla A) \cdot (\nabla v) dS = \int_S Jv dS \quad (\text{II.14})$$

II.4.1 La méthode des éléments finis

Le principe de la MEF consiste à définir une partition du domaine d'étude (en sous domaines appelés éléments finis – des triangles dans notre cas - sans recouvrement ni intersection) qui est appelé maillage (figure II.2). Chaque élément doit appartenir à un seul matériau. Cette condition permet de tenir compte de la variation de la perméabilité magnétique du matériau considéré. L'approximation du potentiel vecteur A recherché par des fonctions de forme Φ_i :

$$A(x, y) \approx \sum_{i=1}^N A_i \Phi_i(x, y) \quad (\text{II.15})$$

Où, A_i sont les valeurs nodales de A . En substituant A et $v = \Phi_j$ dans la formulation faible, on obtient :

$$\sum_{i=1}^N \left(\int_S \frac{1}{\mu} (\nabla \Phi_i) \cdot (\nabla \Phi_j) dS \right) A_i = \int_S J \Phi_j dS \quad (\text{II.16})$$

La forme discrétisée conduit au système matriciel :

$$[K]\{A\} = \{F\} \quad (\text{II.17})$$

Où, $[K]$ représente la matrice de rigidité définie par :

$$k_{ij} = \int_S \frac{1}{\mu} (\nabla \Phi_i) \cdot (\nabla \Phi_j) dS \quad (\text{II.18})$$

Et, F le vecteur source défini par :

$$F_j = \int_S J \Phi_j dS \quad (\text{II.19})$$

A est le vecteur des potentiels inconnus, et Φ_i sont les fonctions de forme de l'élément fini. Le maillage étant réalisé, la fonctionnelle définie dans le domaine continu peut être considérée comme la somme de fonctionnelles élémentaires intégrées sur chacun des éléments finis en tenant compte de l'appartenance de chaque nœud à plusieurs éléments. Le choix d'une fonction d'approximation du potentiel vecteur A

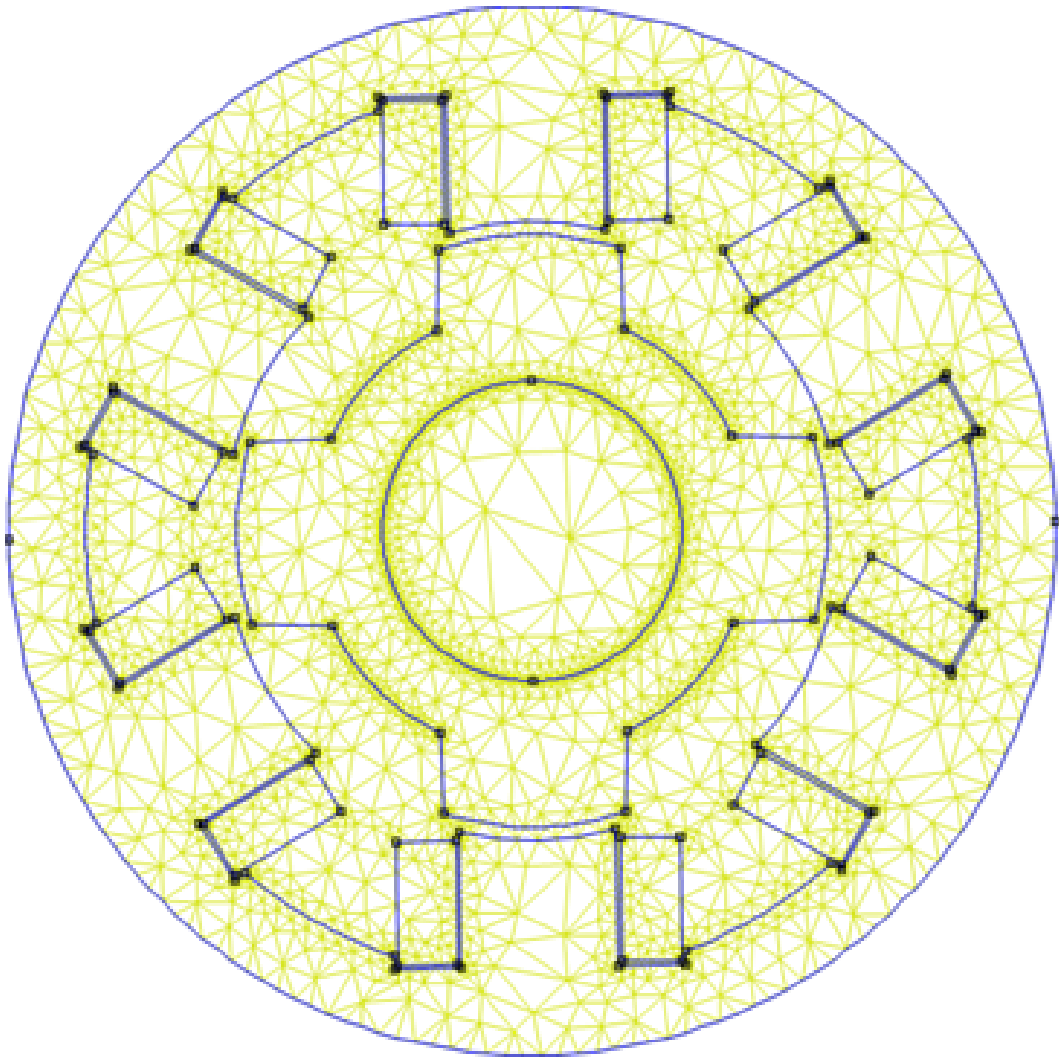


FIGURE II.2 – Maillage de la MRV 6/4.

dans un élément en fonction des valeurs des potentiels aux nœuds de cet élément permet d'exprimer la fonctionnelle en fonction des valeurs inconnues du potentiel aux nœuds du maillage. La minimisation de la fonctionnelle revient à annuler ses dérivées partielles par rapport aux valeurs nodales du potentiel vecteur. Un balayage de tous les éléments du maillage nous permet de calculer la contribution de tous les nœuds au système global. L'ensemble ainsi décrit pour tous les nœuds du maillage aboutit à un système matriciel à résoudre. Le système algébrique obtenu est linéaire, sa résolution est possible par une méthode directe ou itérative si le système matriciel est de très grande taille. Il est possible par un schéma itératif de tenir compte de la saturation magnétique dans la machine étudiée.

II.4.2 Mise en œuvre informatique

La prise en compte de la géométrie réelle (complexe) de la machine, de la saturation des matériaux magnétiques sont parmi les nombreux avantages de la méthode des éléments finis. Ainsi, la simulation du fonctionnement de la machine a été réalisée à l'aide de FEMM (Finite Element Method Magnetics) [88]; un logiciel de résolution par éléments finis pour les problèmes bidimensionnels. La partie magnétique de ce logiciel est composée de trois modules principaux.

1. Le Preprocessor (femm.exe) : C'est un programme de CAO qui permet de définir la géométrie, les caractéristiques des matériaux, les sources de courant et les conditions aux limites et/ou initiales. La construction de la géométrie se fait en utilisant les outils de traçage que sont les points, lignes et arcs ou simplement en l'important à partir d'autres logiciels de CAO. Un maillage est défini en fonction de critères arrêtés par l'utilisateur.
2. Le Solver (fkern.exe), à partir des fichiers de données décrivant le problème et du maillage de la géométrie décrite, résout les équations de Maxwell pour obtenir les valeurs nodales du potentiel vecteur dans le domaine de résolution.
3. Le Postprocessor (femmview.exe) : Permet d'exploiter les valeurs du potentiel vecteur magnétique pour le calcul de l'induction, du flux et de l'énergie magnétiques, ainsi que les visualisations graphiques des grandeurs définies par l'utilisateur...

II.5 Résultats des simulations électromagnétiques avec FEMM pour la MRV6/4

Cette section présente les résultats des simulations numériques réalisées pour la machine à réluctance variable MRV6/4. L'objectif est d'analyser les répartitions du champ magnétique et de l'induction magnétique ainsi que le couple statique, ce qui nécessite une résolution pour plusieurs positions angulaire du rotor.

II.5.1 Géométrie et matériaux de la machine

Les spécifications des paramètres géométriques de la machine étudiées, illustrés dans la figure II.3, sont fournies dans le tableau II.1. Les matériaux utilisés pour sa construction, ainsi que leurs propriétés, sont récapitulés dans le tableau II.2. La courbe de première aimantation du matériau magnétique SUS410, utilisé pour le circuit magnétique, est représentée sur la figure II.4. Une densité de courant de $6 \cdot 10^6 \text{ A/m}^2$ est imposée dans les bobinages de la machine. Il est à noter que ces spécifications ne répondent à aucun cahier des charges spécifiques, mais prises arbitrairement, de façon réaliste, à des fins de validation.

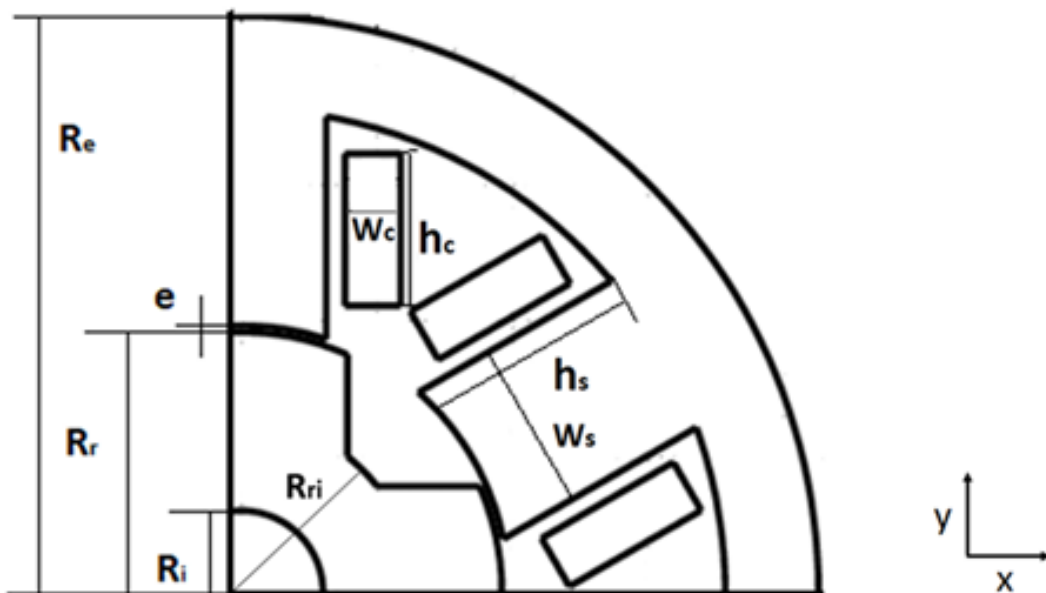


FIGURE II.3 – Désignation des différentes dimensions de la machine étudiée.

TABLE II.1 – Dimensions géométriques de la machine

Grandeur	Symbole	Valeur [mm]
Rayon extérieur	R_e	140
Rayon d'alésage	R_a	80
Rayon externe du rotor	R_r	79
Rayon interne du rotor	R_i	40
Épaisseur de la bobine	W_c	16
Hauteur de la bobine	H_c	33
Épaisseur de la denture statorique	W_s	42
Hauteur de la denture statorique	h_s	36
Longueur axiale	L	100

TABLE II.2 – Propriétés électromagnétiques des matériaux utilisés

Région	Matériau	Perméabilité relative	Conductivité électrique [S/m]	Masse volumique [kg/m ³]
Stator et rotor	SUS410	Non linéaire	1.75×10^6	7650
Bobines	Cuivre	1	5.96×10^7	8954
Carter	Aluminium	1	3.77×10^7	2707

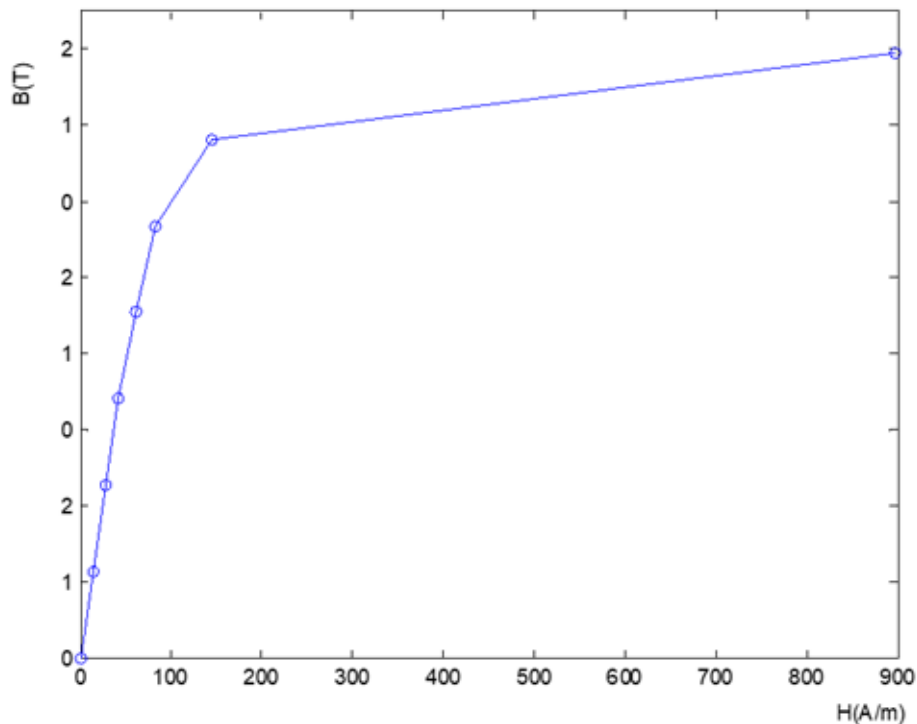


FIGURE II.4 – Courbe de première aimantation du matériau magnétique SUS410.

II.5.2 Répartition du champ magnétique

Les Figures II.5 à II.7, illustrent les lignes de champ magnétique et les valeurs locales de l'induction dans la structure de la MRV6/4 selon la position du rotor.

- Position de conjonction (Figure II.5) : Dans cette configuration, les pôles statoriques et rotoriques sont parfaitement alignés avec la phase alimentée. Les lignes de champ magnétique suivent un trajet direct à travers les pôles alignés, minimisant la réluctance du circuit. La densité de flux est localement élevée au niveau des zones d'alignement, avec une concentration marquée dans les dents statoriques et rotoriques. Le flux et l'énergie magnétiques dans la machine sont à leurs valeurs maximales dans cette position. La valeur maximale de B est atteinte dans les dents statoriques et rotoriques, approchant la saturation du matériau ferromagnétique. Cette saturation localisée explique les non-linéarités observées dans la caractéristique couple-position. Les zones de l'entrefer présentent une induction réduite, cohérente avec la perméabilité de l'air.

- Position d'opposition (Figure II.6) : En désalignement complet, le flux

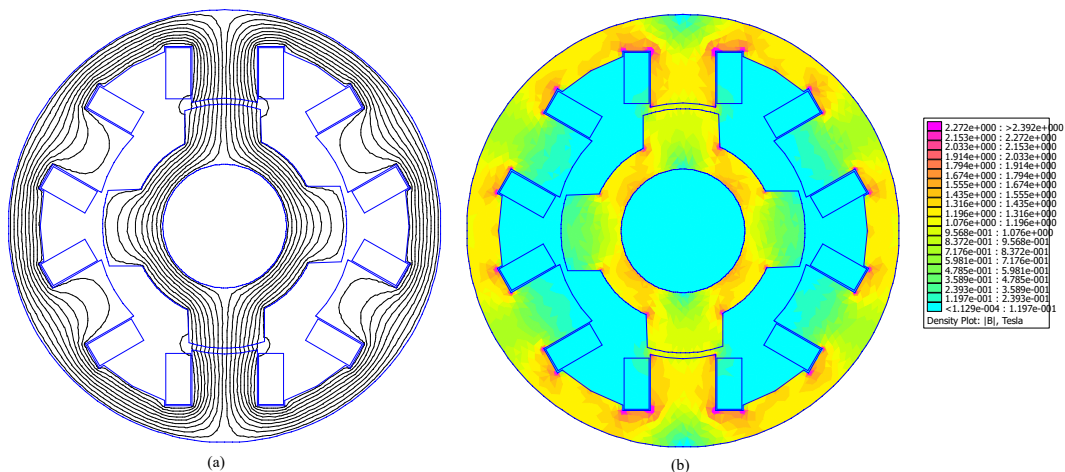


FIGURE II.5 – (a) Lignes de champ magnétique, et (b) Répartition de l'induction magnétique, en position de conjonction.

magnétique est contraint de circuler à travers les chemins de fuite (entrefer latéral). Les lignes de champ adoptent une trajectoire plus longue et sinueuse, augmentant significativement la réluctance globale. On observe une dispersion du flux dans les régions adjacentes aux pôles, accompagnée d'une diminution de la densité de flux dans les zones actives. Le flux et l'énergie magnétiques dans la machine sont à leurs valeurs maximales dans cette position.

- L'induction magnétique chute dans les pôles ($< 0,6$ T), confirmant la forte réluctance du circuit. Néanmoins, une légère augmentation de B est mesurée au niveau des parties rotoriques empruntées par le champ magnétique, traduisant une redistribution du flux vers des régions moins saturées.

- Position intermédiaire (Figure II.7) : Cette configuration révèle un comportement hybride. Les lignes de champ se répartissent partiellement à travers les pôles en

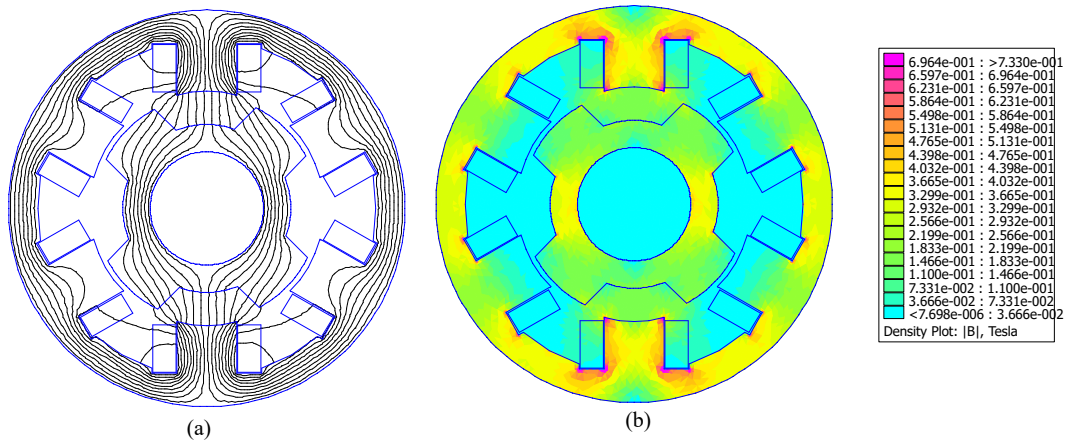


FIGURE II.6 – (a) Lignes de champ magnétique, et (b) Répartition de l'induction magnétique, en position d'opposition.

début d'alignement, tandis qu'une fraction du flux emprunte des chemins de fuite. Cette transition illustre la dynamique non linéaire de la réluctance en fonction de la position angulaire, avec une modulation progressive de la perméance magnétique. On observe une hétérogénéité spatiale de B , avec des pics locaux dans les zones partiellement alignées et des valeurs plus faibles ailleurs. Cette asymétrie génère des forces magnétiques différentielles, contribuant à la production de couple utile. Les

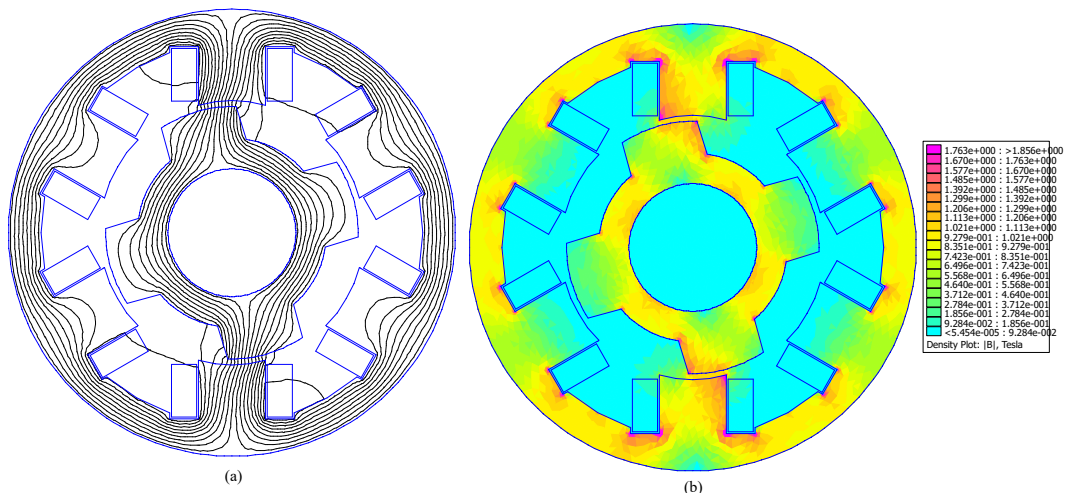


FIGURE II.7 – (a) Lignes de champ magnétique, et (b) Répartition de l'induction magnétique, en position intermédiaire.

simulations réalisées confirment que la densité de courant de $6 \cdot 10^6 \text{ A/m}^2$ induit des niveaux de saturation significatifs dans les positions de conjonction ce qui peut limiter le gain en couple malgré une excitation élevée. La position d'opposition, quant à elle, souligne l'importance des pertes par fuites magnétiques dans les performances globales. Enfin, la position intermédiaire illustre le compromis entre perméance et saturation, fondamental pour l'optimisation de la commande de la machine.

II.5.3 Calcul des pertes Joule et des pertes fer

Les pertes dans la machine MRV6/4, générées lors de son fonctionnement, se décomposent principalement en pertes Joule (dans les enroulements) et pertes fer (dans le circuit magnétique, dans le cas d'une alimentation variable dans le temps). Ces dernières ont été estimées à partir des résultats des simulations magnétostatiques réalisées avec FEMM, en exploitant les paramètres locaux du champ magnétique et les propriétés des matériaux.

Pertes Joule : Les pertes Joule, associées à la résistance des enroulements statoriques, sont calculées par la relation classique :

$$P_J = \sum_{k=1}^{N_{\text{phases}}} R_k I_k^2 \quad (\text{II.20})$$

où R_k est la résistance de la phase k et I_k le courant efficace la traversant. Pour une densité de courant fixée à $J = 6 \cdot 10^6 \text{ A/m}^2$, et répartie de manière uniforme dans la section de chaque bobine, le courant par phase a été déduit de la section des conducteurs. La résistance R_k varie cependant avec la température selon la loi :

$$R_k(T) = R_{0,k} [1 + \alpha(T - T_0)] \quad (\text{II.21})$$

- $R_{0,k}$: Résistance de la phase k à la température de référence T_0 (généralement $20 \text{ }^\circ\text{C}$), α : Coefficient de température du matériau conducteur. Le coefficient de température du cuivre vaut $\alpha_{\text{Cu}} \approx 0.00393 \text{ K}^{-1}$ à $20 \text{ }^\circ\text{C}$.
- T : Température de fonctionnement du bobinage de la machine.

Cette variation thermique impacte directement les pertes Joule : une augmentation de T élève R_k , aggravant les pertes. Par exemple, une élévation de $80 \text{ }^\circ\text{C}$ par rapport à T_0 accroît R_k de 31% pour le cuivre, augmentant P_J d'autant. Cette dépendance thermique implique une modélisation couplée électrique et thermique pour des résultats précis, notamment dans les régimes de surcharge ou de fonctionnement prolongé. Il est à noter que dans les simulations FEMM actuelles R_k est supposée constante tant que les effets thermiques ne sont pas explicitement modélisés ce qui donne des pertes Joule constantes pour une densité de courant constante.

Pertes fer : Les pertes fer ont été modélisées en s'inspirant de la démarche décrite par Hoang [89], qui a étudié en profondeur les pertes magnétiques dans les machines à réluctance variable à double saillance (MRVDS). Son approche, fondée sur un

modèle macroscopique des pertes fer, combine les contributions des pertes par hystérésis et des pertes par courants de Foucault, et reste valide pour des formes d'onde d'induction non sinusoïdales typiques des machines à denture saillante. Ainsi, les pertes fer volumiques sont exprimées comme la somme de deux termes : l'un linéaire en fréquence (pour l'hystérésis) et l'autre quadratique en fréquence (pour les courants de Foucault) :

$$P_{\text{fer}} = k_h \omega B^n + k_{\text{CF}} \omega^2 B^2 \quad (\text{II.22})$$

où k_h , k_{CF} et n sont des coefficients identifiés expérimentalement à partir des données de constructeurs ou via des essais normalisés (par exemple, sur banc Epstein). Ces coefficients dépendent principalement des propriétés magnétiques des tôles constituant le circuit ferromagnétique (rotor et stator). Dans ce modèle, B est l'amplitude de l'induction magnétique et ω la pulsation des courants. Les cartographies du flux magnétique issues des Figures II.5 à II.7, ainsi que d'autres calculs pour différentes positions rotor-stator, ont mis en évidence des zones critiques de saturation magnétique, notamment dans les dents statoriques en position de conjonction. Cette observation confirme les conclusions de Hoang qui souligne que la denture statorique est souvent le siège des pertes fer les plus importantes dans une MRVDS. En raison de la complexité géométrique du moteur et de la variation de la position du rotor par rapport au stator, le modèle éléments finis révèle une induction magnétique non sinusoïdale, comportant d'importantes harmoniques. Hoang [89] propose de prendre en compte ces formes d'onde réelles en calculant les pertes fer localement, par intégration temporelle de la densité de pertes instantanées, ou en recourant à une décomposition harmonique lorsque la non-linéarité est limitée. Dans ce contexte, nous avons retenu une approche simplifiée consistant à décomposer les pertes fer en contributions harmoniques. Chaque harmonique est supposée sinusoïdale et les pertes fer totales sont obtenues par sommation des pertes calculées pour chaque composante harmonique :

$$P_{\text{fer}} = \sum_{m=1}^{\infty} (k_h m \omega B_m^2 + k_{\text{CF}} m^2 \omega^2 B_m^2) \quad (\text{II.23})$$

où B_m est l'amplitude de la $m^{\text{ième}}$ harmonique de temps de fréquence de base ω . Les simulations numériques effectuées pour des vitesses de rotation allant de 100 à 8000 tr/min confirment que les pertes Joule prédominent (85 %) en raison de la forte densité de courant, mais les pertes fer restent significatives (15 %) dans les zones saturées pour les vitesses élevées même pour des tôles d'épaisseur de 0.1 mm (Figure II.8). Une analyse plus complète pourrait également inclure les pertes mécaniques (roulements, frottements) et hydrodynamiques. Une modélisation

thermique détaillée permettrait enfin d'estimer la température de fonctionnement de la machine, influant directement sur la résistivité des enroulements et donc sur les performances globales.

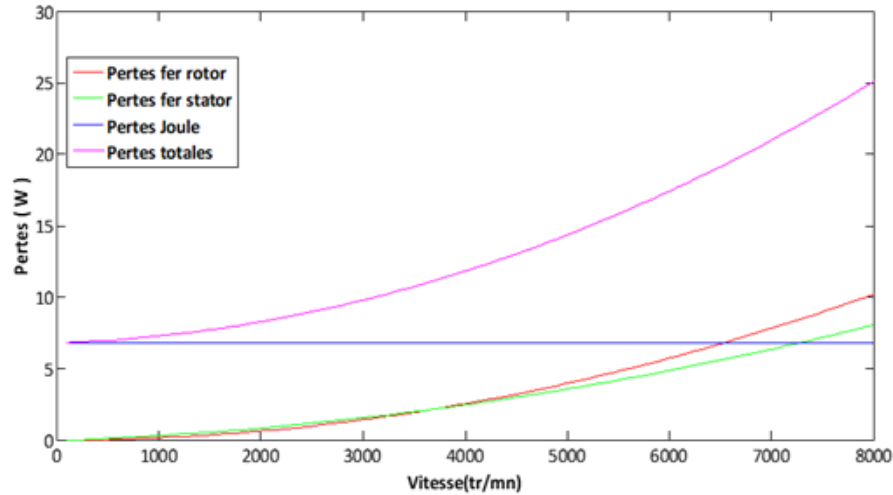


FIGURE II.8 – Pertes totales en fonction de la vitesse de rotation. ($J = 6 \cdot 10^6 \text{ A/m}^2$).

II.5.4 Calcul du couple électromagnétique statique

Le couple développé par la MRV6/4 a été déterminé selon deux méthodes : la méthode des travaux virtuels ou le tenseur de Maxwell, implémentées dans FEMM via des scripts Lua automatisés pour une série de positions rotoriques (pas angulaire de 1 degré entre les positions de conjonction et d'opposition).

Méthode des travaux virtuels : Cette méthode repose sur la dérivée de la coénergie magnétique W'_{co} par rapport à la position angulaire θ :

$$\Gamma_{\text{virtuel}} = \left. \frac{\partial W'_{co}}{\partial \theta} \right|_{I=\text{constante}} \quad (\text{II.24})$$

Les simulations successives pour chaque position permettent de calculer W'_{co} et d'en déduire le couple par différences finies.

Tenseur de Maxwell : Le tenseur de Maxwell, appliqué sur un contour dans l'entrefer, intègre les contraintes d'origine magnétique pour obtenir le couple :

$$C_{\text{Maxwell}} = \frac{1}{\mu_0} \oint_{\Gamma} (\vec{B} \cdot \vec{n}) (\vec{B} \times \vec{n}) d\Gamma \quad (\text{II.25})$$

Le résultat, qui repose sur des intégrales souffre moins des erreurs numériques que

ceux de la méthode des travaux virtuels basé sur des dérivées (Figure II.9). Le profil du couple $\Gamma(\theta)$ présente une périodicité liée à la géométrie 6/4. Le couple maximum et l'ondulation du couple développé par la MRV peuvent être optimisés par les méthodes citées dans la littérature du chapitre I. Ce résultat démontre l'importance

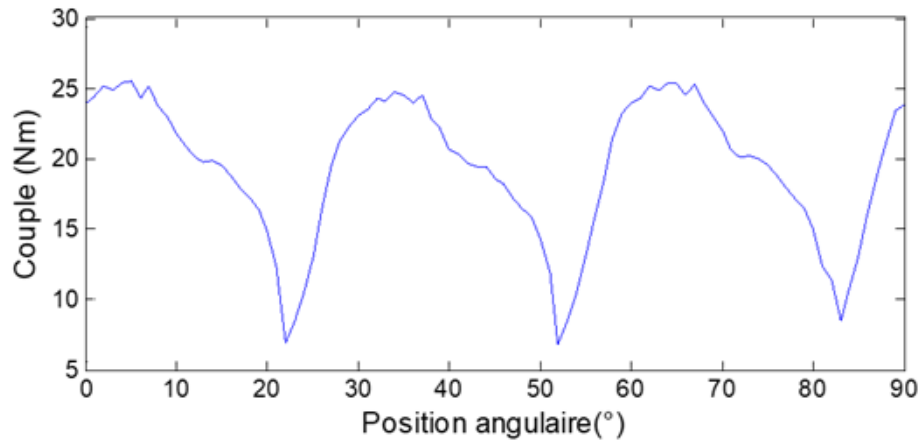


FIGURE II.9 – Couple statique en fonction de la position angulaire.

de considérer à la fois les non-linéarités magnétiques et les pertes pour optimiser la MRV6/4. La complémentarité des méthodes de calcul de couple renforce la fiabilité des simulations, tandis que l'analyse des pertes offre des pistes pour améliorer le rendement (ex. réduction des densités de courant critiques, utilisation de matériaux à faibles pertes fer).

II.6 Conclusion

Ce chapitre a permis de présenter une modélisation du comportement électromagnétique de la machine à réluctance variable (MRV) à l'aide d'une simulation par éléments finis. Les résultats obtenus, tels que les lignes de champ magnétique, la répartition spatiale de l'induction, les pertes Joule et fer, ainsi que le couple développé, mettent en lumière les possibilités offertes par une telle simulation pour l'amélioration des performances de la machine. L'utilisation de la méthode numérique de calcul par éléments finis nous apporte plusieurs avantages : la prise en compte de la géométrie complexe de la machine, de la saturation des matériaux magnétiques, ainsi qu'une grande flexibilité opérationnelle. En effet, il est aisé de faire varier les conditions de fonctionnement (fréquence, alimentation, etc.) en modifiant simplement les paramètres du modèle, sans nécessiter de redéfinir systématiquement la géométrie ou le maillage. Cette approche offre ainsi un gain de temps significatif pour l'analyse de multiples configurations, tout en garantissant une précision satisfaisante

des grandeurs calculées. Les résultats électromagnétiques obtenus constituent une base essentielle pour la suite de l'étude, notamment pour le modèle thermique de la machine. En effet, les pertes, calculées dans ce chapitre, représentent les sources de dissipation énergétique causant l'échauffement de la MRV. Dans le prochain chapitre, le modèle thermique permettra d'évaluer la température dans les différentes régions de la machine. Cette étape est nécessaire pour envisager le mode de refroidissement et assurer la fiabilité de la MRV en conditions réelles d'exploitation.

Chapitre III

Modélisation thermique de la MRV

III.1 Introduction

On se propose dans ce chapitre de modéliser et de simuler les phénomènes thermiques dans la machine à reluctance variable (décrite dans le chapitre II), en utilisant la méthode des éléments finis (MEF) en bidimensionnel. Cette méthode numérique est efficace et précise pour analyser le comportement thermique complexe de systèmes électromécaniques, permettant ainsi d'anticiper les performances sous diverses conditions de fonctionnement. La modélisation du comportement thermique doit rechercher la distribution de températures respectant les conditions aux limites (échanges avec l'extérieur) et la conservation locale de l'énergie. Elle se base sur les équations fondamentales de la chaleur, dérivées des principes de conservation de l'énergie. Nous commencerons ce chapitre par l'introduction des bases du transfert de chaleur dans les machines électriques. Ensuite, nous présenterons les équations aux dérivées partielles et les conditions aux limites qui régissent la conduction et la convection de la chaleur dans la machine étudiée. Bien que les phénomènes de transfert de chaleur soient intrinsèquement tridimensionnels, nous ferons l'hypothèse que la machine est suffisamment longue axialement. Cela nous permettra de simplifier notre modèle en le réduisant à une étude en plan radial. La simulation sera réalisée en utilisant le module relatif au transfert de chaleur du logiciel FEMM déjà utilisé pour le modèle électromagnétique présenté au chapitre précédent. Nous présenterons, enfin, les résultats des simulations obtenus notamment les distributions de température statique et dynamique dans la machine.

III.2 Transferts thermiques dans les machines électriques

Avant de plonger dans les détails du modèle thermique des machines, il est important de comprendre les principaux mécanismes de transfert de chaleur. Le transfert thermique définit l'échange d'énergie thermique entre deux systèmes en déséquilibre thermodynamique. Ce phénomène peut se manifester sous trois formes principales à savoir, la conduction, la convection et le rayonnement. L'importance relative de chacun de ces modes peut varier en fonction des conditions d'exploitation et des températures atteintes

III.2.1 Transfert par conduction

Ce mode implique le transfert de chaleur à travers un matériau sans mouvement de matière, par diffusion des vibrations moléculaires. La loi de Fourier, pour la conduction thermique est une relation linéaire entre la densité de flux thermique et le gradient de température. Elle est donnée par [90] :

$$\vec{\varphi} = -\lambda \nabla T \quad (\text{III.1})$$

où, $\vec{\varphi}$ est la densité flux thermique en ($\text{W}\cdot\text{m}^{-2}$), λ est la conductivité thermique du milieu ($\text{W}\cdot\text{m}^{-1}\cdot\text{K}^{-1}$), et T est la température en Kelvin (K). Pour un milieu isotrope, la conductivité thermique λ est une grandeur scalaire positive, caractéristique du milieu, fonction de la température T et de la position du point considéré. Pour un milieu isotrope et homogène, λ ne dépend que de T . Dans de nombreux cas pratiques, les écarts de température ne sont pas très élevés. On peut, dans ce cas, considérer, avec une précision suffisante, λ comme une constante pour un milieu donné.

III.2.2 Transfert par convection

La convection est un mode de transfert de chaleur qui implique le déplacement d'un fluide, qu'il soit liquide ou gazeux. Ce processus se produit lors de l'échange thermique entre une surface et le fluide environnant. En réalité, il s'agit d'une combinaison entre conduction et transfert de matière [90]. Par exemple, une paroi chaude transmet de la chaleur au fluide adjacent par conduction, ce qui permet au fluide de transférer cette chaleur couche par couche, toujours par conduction,

dans une direction perpendiculaire à la paroi. Le mouvement du fluide facilite alors l'écoulement de l'énergie accumulée vers les zones plus froides. Lorsque ce mouvement est turbulent, il engendre un mélange dynamique des particules fluides, permettant un transport d'énergie significatif dans la direction perpendiculaire à la surface [91]. Le transfert de chaleur par convection dans les machines électriques se fait entre les surfaces solides de la machine et le milieu fluide, dans ou autour de la machine : entre la surface externe du rotor et l'entrefer, entre la surface interne du stator et l'entrefer, entre la surface externe du stator et l'environnement ainsi qu'entre les têtes de bobines et le fluide environnant. La loi de Newton permet de modéliser le transfert de chaleur par convection [90] :

$$\varphi = h(T - T_e) \quad (\text{III.2})$$

Où : φ est la densité flux thermique ($\text{W}\cdot\text{m}^{-2}$) ; h est le coefficient de convection thermique ($\text{W}\cdot\text{m}^{-2}\cdot\text{K}^{-1}$). T_e : Température du fluide loin de la surface. T : Température de la surface du corps. La détermination du coefficient d'échange thermique par convection, noté h , est essentielle dans l'étude des transferts de chaleur entre un fluide et une surface solide. Ce coefficient dépend de plusieurs facteurs, notamment la nature du fluide, le type d'écoulement (laminaire ou turbulent), et les caractéristiques géométriques de la surface d'échange. La distinction entre convection forcée et convection naturelle repose sur la manière dont le mouvement du fluide est généré. La convection forcée utilise des dispositifs mécaniques externes (ventilateurs, pompes) pour améliorer le transfert thermique, tandis que la convection naturelle repose sur des différences de température et de densité au sein du fluide. Chacune a ses propres applications et avantages en fonction des besoins thermiques spécifiques d'un système. La relation donnant le coefficient d'échange par convection est exprimée par :

$$h = \frac{\lambda \text{Nu}}{L} \quad (\text{III.3})$$

Nu : nombre de Nusselt.

λ : Conductivité thermique du fluide ($\text{W}\cdot\text{m}^{-1}\cdot\text{K}^{-1}$).

L : Longueur caractéristique en (m).

Le nombre de Nusselt (Nu) est rarement calculé théoriquement dans des configurations complexes. Il est généralement déterminé via des corrélations empiriques établies expérimentalement ou numériquement, qui le relie à d'autres nombres adimensionnels caractéristiques du régime d'écoulement et des propriétés du fluide [90]. Ces corrélations dépendent du type de convection (forcée ou naturelle) et de la géométrie du système (plaque plane, tube, surface courbe, etc.).

Convection Forcée : La convection forcée est un mode de transfert thermique où le mouvement du fluide est induit par des dispositifs externes, tels que des pompes, des ventilateurs ou des cheminées. Ces équipements créent un flux de fluide qui facilite l'échange thermique entre la surface chaude et le fluide environnant. Les corrélations entre les nombres adimensionnels permettent de déterminer le nombre de Nusselt Nu . Par exemple, pour la convection forcée, on peut utiliser [91] :

$$Nu = a Re^b Pr^c \quad (III.4)$$

Où : a , b et c sont des coefficients qui dépendent du régime de convection et de la géométrie. Re est le nombre de Reynolds est donnée par [91] :

$$Re = \frac{\rho u L}{\mu} \quad (III.5)$$

avec :

ρ : La densité volumique du fluide ($\text{kg}\cdot\text{m}^{-3}$),

u : La vitesse du fluide (m/s),

μ : La viscosité dynamique du fluide.

Pr est le nombre de Prandtl donné à son tour par l'expression [91] :

$$Pr = \frac{C_p \mu}{\lambda} \quad (III.6)$$

Où, C_p représente la capacité calorifique du fluide. Dans le cas d'une convection forcée, le paramètre permettant de déterminer si l'écoulement est laminaire ou turbulent est le nombre de Reynolds. Pour une géométrie annulaire simple, on préfère souvent utiliser le nombre de Taylor au lieu du nombre de Reynolds. C'est donc cette modélisation qui est le plus souvent utilisée pour l'étude des transferts thermiques dans l'entrefer des machines électriques [92, 93, 94, 95].

Convection naturelle (Libre) :

La convection naturelle, également appelée convection libre, se produit lorsque le mouvement du fluide est généré par des différences de densité causées par des variations de température au sein du fluide lui-même. La forme générale de la corrélation pour la convection naturelle est la suivante [91] :

$$Nu = a (Gr \cdot Pr)^b \quad (III.7)$$

Où, Gr est le nombre de Grashof calculé à partir de la formule suivante :

$$\text{Gr} = \frac{\beta g \Delta T \rho^2 L^3}{\mu^2} \quad (\text{III.8})$$

Impliquant : Le coefficient de dilatation cubique du fluide (β), en (10^{-6}K^{-1}). La gravité (g) en ($\text{m}\cdot\text{s}^{-2}$). La différence de température entre la surface et le fluide, (ΔT) en (K). Et d'autres paramètres cités plus haut.

Convection dans l'entrefer d'une machine électrique :

La détermination du nombre de Nusselt pour un entrefer nécessite l'utilisation de corrélations adaptées qui prennent en compte la géométrie spécifique et les conditions d'écoulement. L'intégration du nombre de Taylor et l'impact de la vitesse de rotation sont essentiels pour une évaluation précise du transfert thermique dans ce cas de figure. Le nombre de Taylor Ta, qui mesure l'importance des forces d'inertie par rapport aux forces visqueuses dans un fluide en rotation, s'exprime par [91] :

$$\text{Ta} = \frac{\omega^2 r_m e^3}{\nu^2 F_g} \quad (\text{III.9})$$

Où : e : est la largeur de l'entrefer. ω : est la vitesse angulaire du rotor. r_e et r_i sont respectivement les rayons interne du stator et externe du rotor. r_m : le rayon logarithmique moyen défini par :

$$r_m = \frac{e}{\ln(r_e/r_i)} \quad (\text{III.10})$$

F_g est un facteur géométrique qui permet de tenir compte du rapport de forme de l'espace annulaire. Sa valeur est très proche de l'unité pour un entrefer étroit, défini par l'expression :

$$F_g = \left(\frac{\pi^4}{1697P} \right) \left(\frac{r_i + r_e}{2r_i} \right) \quad (\text{III.11})$$

Avec :

$$P = 0.0571 \left(1 - 0,652 \frac{e}{r_i} \right) + 0.00056 \left(1 - 0,652 \frac{e}{r_i} \right)^{-1} \quad (\text{III.12})$$

La configuration d'un entrefer encoché (comme dans une machine à reluctance variable) a été peu explorée dans la littérature. En raison de la variété des configurations expérimentales (nombre et dimensions des encoches, emplacement au rotor ou au stator, dimensions du cylindre, taille de l'entrefer, etc.), il est difficile de

comparer les différentes études existantes. Toutefois, certaines observations peuvent être pertinentes pour modéliser les machines à double saillance :

- Dans le cas des machines à faible vitesse, la présence d’encoques sur le stator et/ou le rotor a peu ou pas d’impact sur le niveau de transfert global entre ces deux éléments.
- En revanche, pour les machines à haute vitesse, le transfert est toujours meilleur comparé à celui des machines à pôles lisses [93]. Cette amélioration dépend des caractéristiques géométriques des encoches, de leur position, ainsi que de la vitesse de rotation du rotor.

Dans la référence [94], des corrélations sont fournies pour déterminer le nombre de Nusselt. Lorsque des encoches sont présentes dans l’entrefer, la valeur critique du nombre de Taylor augmente par rapport à celle d’un entrefer lisse, ce qui retarde la transition vers un écoulement turbulent avec formation de tourbillons. Cette valeur critique est alors d’environ 6000 [91].

— Pour $T_a < 6000$

$$\text{Nu} = \frac{h \cdot 2e}{\lambda} = 2 \quad (\text{III.13})$$

— Pour $6000 < T_a < 1.4 \cdot 10^6$

$$\text{Nu} = 0.364 \text{Ta}^{0.3} \quad (\text{III.14})$$

— Et pour $1.4 \cdot 10^6 < T_a < 2 \cdot 10^7$

$$\text{Nu} = 0.058 \text{Ta}^{0.4} \quad (\text{III.15})$$

III.2.3 Rayonnement

Le rayonnement thermique est le troisième mode de transfert de chaleur par lequel l’énergie est émise sous forme d’ondes électromagnétiques par un corps à une température donnée. Ce phénomène se produit sans contact direct entre les corps, permettant ainsi le transfert de chaleur à travers des milieux transparents comme l’air ou même le vide. La loi de Stéfan-Boltzmann (1879) exprime que le flux d’énergie radiante émis par une surface idéale, appelée “noire”, est proportionnel à l’air S de cette surface et à la température absolue T_e de la surface, élevée à la puissance quatre [90] :

$$\varphi = \sigma S T_e^4 \quad (\text{III.16})$$

Où σ est la constante de Stefan-Boltzmann, qui a pour valeur :

$$5.670374 \times 10^{-8} \text{ W}\cdot\text{m}^{-2}\cdot\text{K}^{-4}$$

L'équation d'échange thermique par rayonnement d'un corps porté à la température T , ayant une surface non idéale, avec l'environnement porté à la température T_{env} , s'exprime par :

$$\varphi = \varepsilon \sigma S (T^4 - T_{env}^4) \quad (\text{III.17})$$

Où φ : Puissance radiative nette émise ou absorbée (W). ε : Émissivité de la surface ($0 \leq \varepsilon \leq 1$), dépendant du matériau et de sa rugosité. T : Température de la surface du solide (K). T_{env} : Température de l'environnement (K). S : air de la surface d'échange.

Toutefois, le rayonnement est souvent négligé dans les machines électriques car moins important que la convection.

III.3 Modèle thermique de la MRV

L'élaboration du modèle thermique de la MRV permettra d'évaluer la distribution de la température à l'intérieur de machine qui comme toutes les machine est sujette à des échauffements pendant son fonctionnement. La détermination de la répartition de la température et points chauds permet une conception qui maximise la durée de vie de la machine. La méthode des éléments finis reste un puissant outil d'analyse des phénomènes physiques notamment dans le domaine thermique.

III.3.1 Equation de la chaleur

L'application du premier principe de la thermodynamique dont le domaine d'étude est défini dans un volume v entouré par la surface S donne [90] :

$$\int_S (-\vec{\varphi} \cdot \vec{n}) ds + \int_V P dv = \int_V \rho C_p \frac{\partial T}{\partial t} dv \quad (\text{III.18})$$

Le premier terme du premier membre correspond à la puissance échangée à travers la surface S et le deuxième terme représente la puissance générée par les sources internes (P étant la puissance par unité de volume en $\text{W}\cdot\text{m}^{-3}$); le second membre est l'expression de la variation instantanée d'énergie interne.

La formule d'Ostrogradsky permet de transformer l'intégrale de surface comme suit :

$$\int_S \vec{\varphi} \cdot \vec{n} ds = \int_V \nabla \cdot \vec{\varphi} dv \quad (\text{III.19})$$

D'où l'équation suivante :

$$\int_V \left(-\nabla \cdot \vec{\varphi} + P - \rho C_p \frac{\partial T}{\partial t} \right) dv = 0 \quad (\text{III.20})$$

Ce qui s'exprime en chaque point du volume de ce système par l'équation différentielle suivante :

$$\nabla \cdot \vec{\varphi} + \rho C_p \frac{\partial T}{\partial t} - P = 0 \quad (\text{III.21})$$

Compte tenu de la loi de Fourier, l'équation de chaleur en régime transitoire s'écrit :

$$-\nabla \cdot (\lambda(T) \nabla T) + \rho C_p(T) \frac{\partial T}{\partial t} - P = 0 \quad (\text{III.22})$$

Dans le cas où on considère un milieu homogène avec des sources internes et en régime permanent $\frac{\partial T}{\partial t} = 0$, on obtient l'équation de Poisson :

$$\Delta T + \frac{P}{\lambda} = 0 \quad (\text{III.23})$$

III.3.2 Conditions de transmission entre deux milieux

Les conditions de transfert de la chaleur à travers la surface S séparant deux milieux 1 et 2 (de conductivités thermiques λ_1 et λ_2 respectivement) expriment la continuité de la température T :

$$T_1 = T_2 \quad (\text{III.24})$$

et du flux de chaleur normal à la surface : $\lambda \cdot \frac{\partial T}{\partial n}$ (n : normale orientée) :

$$\lambda_1 \frac{\partial T_1}{\partial n} = \lambda_2 \frac{\partial T_2}{\partial n} \quad (\text{III.25})$$

Où les indices 1 et 2 se rapportent respectivement aux 2 milieux.

III.3.3 Conditions aux limites

En thermique, on peut imposer une température T_{amb} sur une frontière, nommée condition de Dirichlet :

$$T = T_{amb} \quad (\text{III.26})$$

On peut aussi rendre une frontière adiabatique et contrôler les échanges avec l'extérieur avec une condition de Neumann :

$$\lambda \frac{\partial T}{\partial n} = \frac{\varphi_0}{S} \quad (\text{III.27})$$

Ou encore imposer à une région une source de chaleur (T_e) positive ou négative ou un coefficient de convection ou /et un coefficient de rayonnement :

$$\lambda \frac{\partial T}{\partial n} = h(T - T_e) \quad (\text{III.28})$$

III.4 Résolution du problème thermique dans la MRV par la méthode des éléments finis

III.4.1 Similitude des problèmes thermique et électromagnétique

Le problème thermique, dans sa forme différentielle, s'articule autour d'une équation aux dérivées partielles (EDP) régissant la distribution de température dans le domaine d'étude, complétée par des conditions de transmissions et aux limites (équations (III.22) à (III.28)) qui sont structurellement similaires à celles du problème électromagnétique décrit au chapitre II (équations (II.11) à (II.14)). Cette analogie mathématique permet une mise en œuvre cohérente dans le logiciel FEMM (volet Heat flow) [88], où la formulation intégrale et les méthodes numériques restent identiques, malgré la différence de physique modélisée. En effet, la propagation de la chaleur dans les matériaux est régie par l'équation de la chaleur généralisée est formellement analogue à l'équation de Poisson rencontrée en électromagnétisme (équation (II.11)). D'autre part les conditions aux limites du problème thermique reprennent la structure logique de celles du problème électromagnétique :

- Condition de Dirichlet (température imposée) : analogie électromagnétique (Potentiel magnétique fixé).
- Condition de Neumann homogène (flux thermique nul / isolation) : analogie

électromagnétique (Condition de flux magnétique tangentiel nul).

- Condition de convection/rayonnement (échange avec l'environnement) : analogie électromagnétique (Conditions de saut de champ magnétique en présence de courants de surface).
- Intégration des propriétés matérielles : La conductivité λ , les coefficients de convection h remplacent la perméabilité magnétique μ ou la conductivité électrique σ .

L'analogie entre les problèmes thermique et électromagnétique est résumée dans le tableau III.1. Cette similarité mathématique et numérique permet une économie

TABLE III.1 – Analogie entre les problèmes thermique et électromagnétique

Concept	Problème thermique	Problème électromagnétique 2D
Variable	Température T	Potentiel magnétique A_z
Propriété matériau	Conductivité λ	Réductivité $\nu = \frac{1}{\mu}$
Terme source	Pertes P	Densité de courant J_z
Condition de Dirichlet	$T = T_0$	$A_z = A_0$
Condition de Neumann	Flux isolant $\frac{\partial T}{\partial n} = 0$	$\frac{\partial A_z}{\partial n} = 0$

de temps en réutilisant la même méthodologie et les mêmes outils (FEMM), tout en adaptant les paramètres physiques spécifiques à la thermique.

III.4.2 Formulation intégrale et mise en œuvre dans FEMM

La résolution numérique par la méthode des éléments finis (MEF) repose sur la formulation faible de l'EDP, obtenue en multipliant l'équation différentielle par une fonction test Φ et en intégrant sur le domaine d'étude Ω :

$$\int_{\Omega} \Phi \left(-\nabla \cdot (\lambda(T) \nabla T) + \rho C_p(T) \frac{\partial T}{\partial t} - P \right) d\Omega = 0 \quad (\text{III.29})$$

Après intégration par parties et application des théorèmes de Green, cette formulation conduit à un système matriciel linéaire (ou non linéaire résolu de façon itérative) et dynamique de la forme :

$$[M] \frac{\partial \{T\}}{\partial t} + [K] \{T\} = \{F\} \quad (\text{III.30})$$

Où

$[M]$: Intègre $\rho \cdot C_p(T)$ (stockage d'énergie),

$[K]$ est la matrice des conductivités thermiques (combine conduction $\lambda(T)$ et convection h),

T le vecteur des températures nodales temporelles,

et F le vecteur des sources et flux imposés (Incluant les pertes Joule P et les conditions de convection).

Le domaine d'étude étant bidimensionnel, les éléments sont des triangles dans lesquels des fonctions de forme linéaires approximent les températures en fonction des valeurs aux nœuds :

$$T(x, y, t) \approx \sum_{i=1}^n N_i(x, y) T_i(t) \quad (\text{III.31})$$

où N_i sont les fonctions de forme et $T_i(t)$ les températures nodales.

Pour éviter les instabilités, le schéma d'Euler implicite est généralement utilisé [87] :

$$\left(\frac{M}{\Delta t} + K \right) T^{n+1} = \frac{M}{\Delta t} T^n + F^{n+1} \quad (\text{III.32})$$

Avec Δt le pas de temps.

Dans FEMM (volet Heat flow), cette approche est identique à celle utilisée pour le problème électromagnétique (volet Magnetics) et le même maillage est réutilisé.

III.5 Résultats de simulations thermiques

III.5.1 Description de la géométrie et matériaux de la machine

Le domaine d'étude en 2D est une coupe transversale d'une MRV6/4 dont la structure et les dimensions sont identiques à celle considéré pour le problème magnétique (Chapitre II). Cette machine est constituée des matériaux dont les propriétés utiles au problème thermique sont décrites dans le tableau III.2. Le circuit magnétique de la machine est constitué d'acier inoxydable magnétique de type SUS410. Bien que ce matériau présente des performances magnétiques inférieures à celles des alliages ferreux classiques, il est mieux adapté à certains environnements sévères [96]. L'arbre est en acier et le bobinage est constitué de conducteurs en cuivre (Cu), censés être isolés par un isolant haute température (Mica, Céramique, ...), et le carter de la machine est en aluminium. Les capacités calorifiques sont supposées indépendantes de la température, tout comme les conductivités thermiques (λ) de

TABLE III.2 – Propriétés thermiques des matériaux utilisés

Matériau	λ (W/m·K)	ρ (kg/m ³)	C_p (J/kg·K)
Cuivre	401	8954	385
Aluminium	236	2707	897
SUS410	15	7650	500
Acier	62	7850	444
Air	0.0181	1.184	1004
Mica	0.5	2600	750
Céramique	140	3200	740

l'air et celles des isolants. Les variations des conductivités thermiques du cuivre et de l'acier en fonction de la température sont données par une interpolation des valeurs expérimentales [88] :

$$\lambda_{\text{Cu}}(T) = 401 - 0,0617 \cdot (T - 273) \quad (\text{III.33})$$

$$\lambda_{\text{SUS401}}(T) = 14 + 0,012 \cdot (T - 273) \quad (\text{III.34})$$

III.5.2 Conditions aux limites et sources de chaleur

Une surface circulaire, de diamètre supérieur à celui de la machine, est définie pour modéliser l'air environnant entourant la machine (figure III.1). Une température ambiante choisie est imposée sur sa frontière externe. Une condition de convection (équation (III.29)) est appliquée à l'interface entre le carter de la machine et l'air ambiant ; le choix du coefficient de convection associé à cette interface restant à préciser. L'obtention des coefficients d'échange thermique par convection est une difficulté majeure dans la modélisation thermique des machines électriques. Ils dépendent de la nature de l'écoulement du fluide (laminaire ou turbulent) et de la rugosité des surfaces d'échange. Le coefficient relatif à la convection dans l'entrefer de la MRV étudiée est l'un des plus complexes à déterminer, étant donné la structure à double saillance de la machine. Dans le cas d'un régime turbulent, il a été montré que le transfert de chaleur dans l'entrefer peut être modélisé par un échange conductif équivalent, caractérisé par une conductivité thermique effective (λ_{eff}), calibrée pour correspondre au mieux aux températures mesurées [97, 98, 99]. Dans [97], les auteurs ont choisi une conductivité thermique effective de $2 \text{ W} \cdot \text{m}^{-1} \cdot \text{K}^{-1}$ pour une vitesse de rotation de 6000 tr/min. Étant donné que cette conductivité effective est proportionnelle à la racine carrée du nombre de Reynolds [91], et donc à la racine carrée de la vitesse de rotation, dans notre cas, pour une vitesse de 1500 tr/min, nous avons fixé sa valeur à $1 \text{ W} \cdot \text{m}^{-1} \cdot \text{K}^{-1}$. Les coefficients de convection thermique externes sont évalués par les formules empiriques données dans [93]. La surface extérieure

(S) est constituée d'ailettes de refroidissement axiales en aluminium. L'effet des ailettes de refroidissement est pris en compte par l'introduction d'un coefficient de convection équivalent, augmenté par le rapport de la surface des ailettes à la surface au rayon extérieur du stator. La température initiale de la machine est fixée à celle de

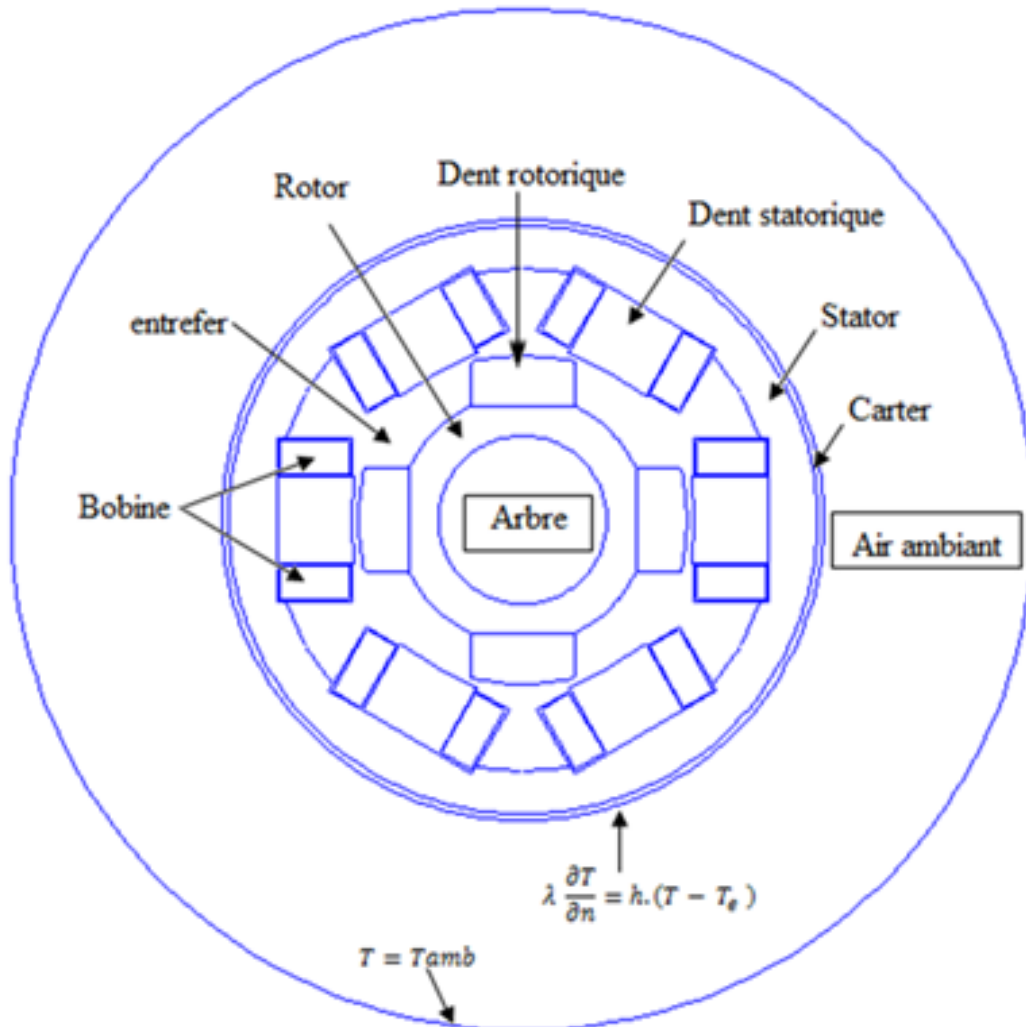


FIGURE III.1 – Système modélisé

l'air ambiant. Les pertes électromagnétiques volumiques sont introduites dans le modèle thermique comme des sources de chaleur, pour l'analyse thermique transitoire, afin d'obtenir la distribution de la température dans la machine et son évolution dans le temps. Une alimentation des trois phases par un courant électrique de densité $J = 6 \cdot 10^6 \text{ A} \cdot \text{m}^{-2}$ donne des pertes Joule volumiques dans les bobines constante puisque leur résistance est considérée invariable. En revanche, les pertes fer sont négligées, compte tenu de leur faible intensité, comparées aux pertes Joule dans les bobines.

III.5.3 Distribution de température

Les outils de FEMM offrent des possibilités de visualisation, permettant aux ingénieurs d'interpréter facilement les résultats de simulation sous forme de cartes de température et de flux thermiques, facilitant ainsi la prise de décision. La simulation est effectuée sur 60 000 secondes, avec un pas de 3000 secondes. Dans le module thermique de FEMM, nous commençons par résoudre le problème thermique sans pertes joules dans les bobines, afin d'initialiser la température dans la machine à la température ambiante. La solution est utilisée comme condition initiale pour le problème thermique transitoire dans FEMM. Pour mettre la machine dans des conditions thermiques sévères, la température ambiante est fixée à 363 K. Ces conditions pourraient correspondre au fonctionnement de la MRV à côté d'un moteur à combustion interne (ICE) dans une propulsion hybride, par exemple. La figure III.2 montre la distribution de la température dans les différentes régions de la machine, à la fin de la simulation. Afin de prendre en compte la variation de la température de l'air entourant la machine, la condition aux limites imposant la température ambiante est appliquée sur un contour externe entourant une région d'air autour de la machine. Dans ce cas, la température T_e , dans l'équation (III.28), change au fil du temps. À chaque itération, la valeur de T_e calculée précédemment est utilisée.

La figure III.3 montre l'évolution temporelle des températures moyennes dans les différentes régions de la machine. La présence d'isolation électrique élargit l'écart de température entre les bobines et le reste de la machine. Au début, les températures du stator et du rotor montrent la même évolution, puis la température du rotor augmente plus que celle du stator, en raison de l'échange convectif de chaleur avec l'air environnant, et du volume de l'entrefer assez important dans ce type de machine.

L'évolution des températures est rapide dans un premier temps et commence à atteindre un plateau stable correspondant au régime thermique stationnaire. La dynamique thermique est très lente par rapport à la dynamique des grandeurs électromagnétiques. La présence du matériau isolant avec une faible conductivité thermique entourant les conducteurs en cuivre donne un grand gradient de température entre la température du cuivre et celle des dents statoriques adjacentes.

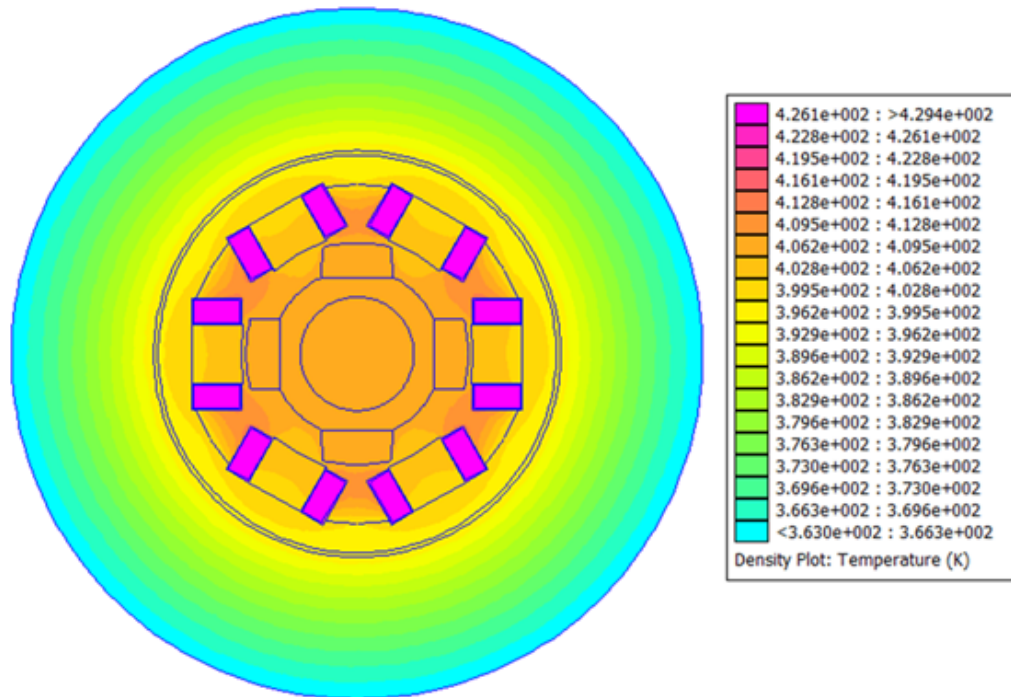


FIGURE III.2 – Cartographie des températures dans la MRV à la fin du temps de simulation.

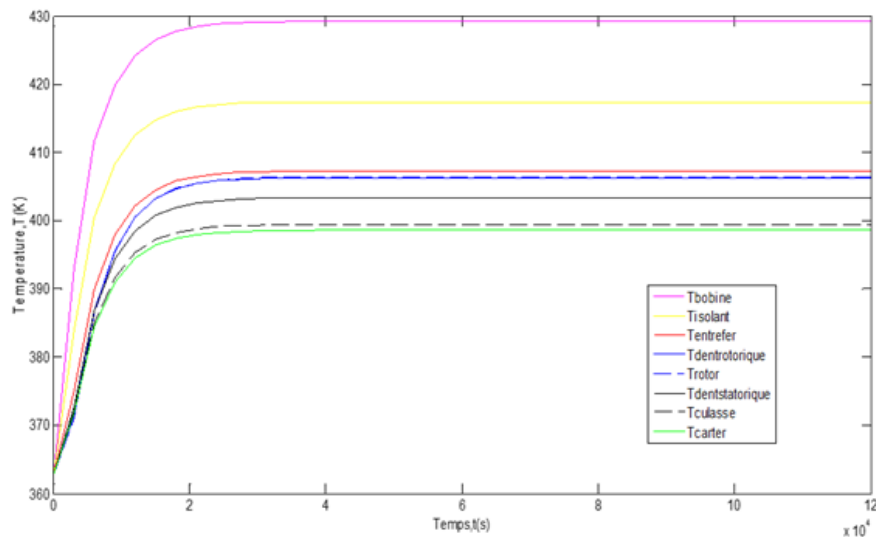


FIGURE III.3 – Évolution temporelle de la température dans les différentes régions de la machine.

III.5.4 Influences des paramètres de simulation

III.5.4.1 Effet de coefficient de convection externe

Le flux thermique au niveau de la surface externe de la machine dépend de deux paramètres que sont le coefficient de convection externe (on le fait varier entre 5 et $250 \text{ W}\cdot\text{m}^{-2}\cdot\text{K}^{-1}$ conditions de convection naturelle ou forcée) et de la surface qui est souvent étendue grâce aux ailettes de refroidissement. La figure III.4 montre une dépendance non linéaire entre coefficient de convection externe et la température du point chaud dans la machine étudiée. Pour les valeurs comprises entre 5 et $25 \text{ W}\cdot\text{m}^{-2}\cdot\text{K}^{-1}$ cette température diminue de près de 200 K et la variation devient négligeable au-delà de cette plage. L'intérêt du type de refroidissement est alors évident.

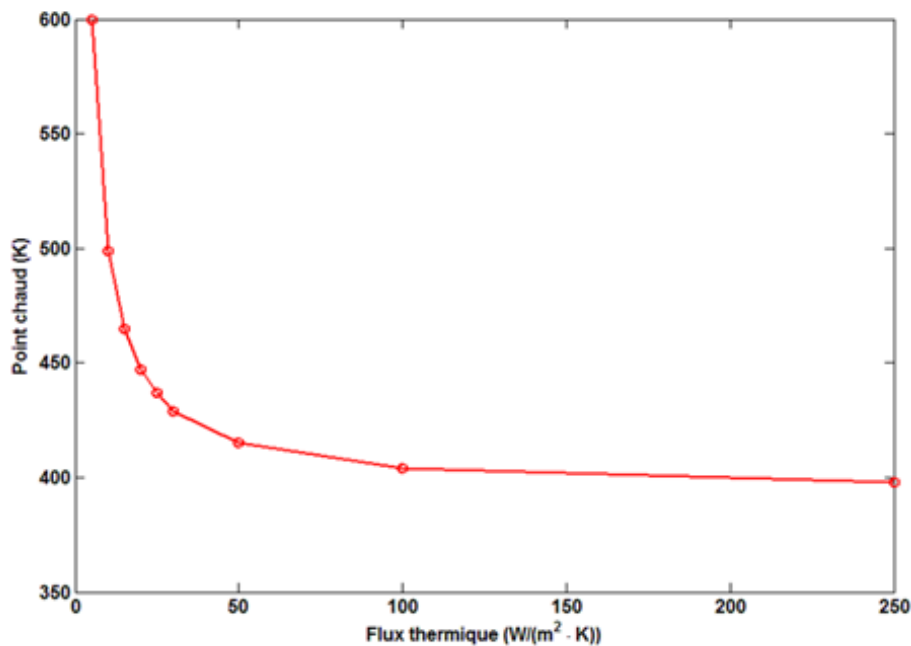


FIGURE III.4 – Effet du coefficient de convection externe sur la température du point chaud.

III.5.4.2 Effet de la température ambiante

L'évolution de la température dans les enroulements de la machine étudiée est linéaire en fonction de la température ambiante (figure III.5). L'augmentation de la température ambiante de 293K à 450 K fait croître la température dans les bobines de 380 K à 540 K pour un coefficient de convection externe constant.

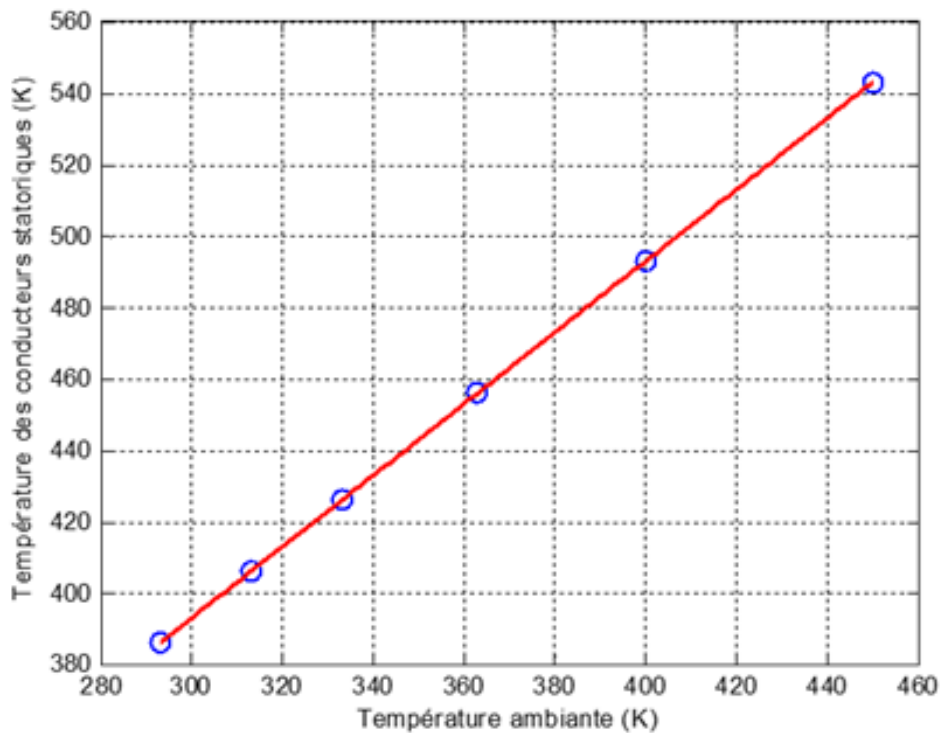


FIGURE III.5 – Effet de la température ambiante sur la température du point chaud.

III.5.4.3 Influence du type d'isolant des bobines

L'influence du type d'isolant électrique utilisé pour les bobines du stator d'une machine à réluctance variable (MRV) sur la répartition thermique et l'apparition de points chauds est variable. Cette influence a des incidences sur les performances et la durée de vie de la machine. Les isolants électriques ont des conductivités thermiques très variables, ce qui influence directement la dissipation de la chaleur générée par les pertes Joule dans les bobines et les pertes fer dans le stator. Les isolants à haute conductivité thermique (par exemple nitrure d'aluminium (AlN) a $\lambda = 140 \text{ W}\cdot\text{m}^{-2}\cdot\text{K}^{-1}$) permettent une évacuation plus facile de la chaleur vers le stator ou le circuit de refroidissement (figure III.6). Une catégorie d'isolant plus utile dans les applications à haute densité de puissance. Par contre, les isolants à faible conductivité thermique (exemple le mica a $\lambda = 0.5 \text{ W}\cdot\text{m}^{-2}\cdot\text{K}^{-1}$) créent une sorte de barrière thermique, concentrant la chaleur dans les bobines (Figure III.2). Les singularités de flux aux interfaces cuivre-isolant donnent des points de surchauffe localisée interfaces bobine/fer. Le mica est un type d'isolant applicable dans les machines de basse puissance où la température ambiante est contrôlée.

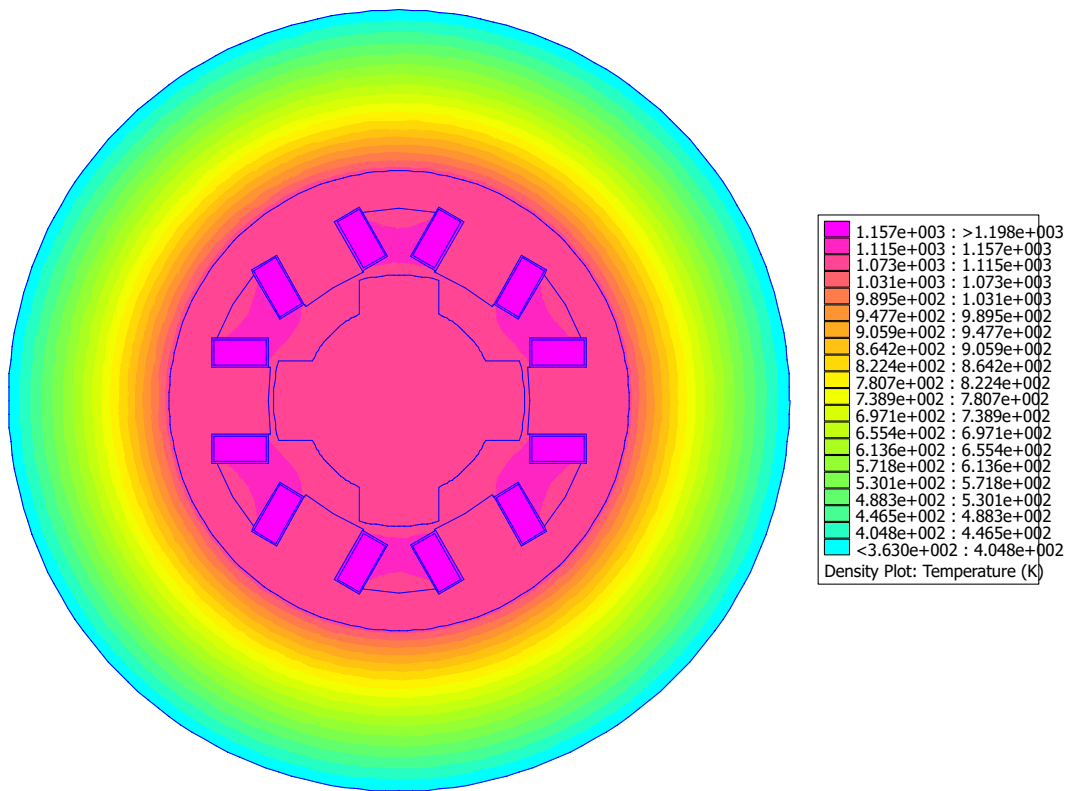


FIGURE III.6 – Cartographie des températures dans la MRV dans le cas d'un isolant électrique à haute conductivité thermique.

III.6 Conclusion

Un modèle thermique basé sur la méthode des éléments finis en bidimensionnel de la machine à réluctance variable (MRV), a été établi, en s'appuyant sur les résultats électromagnétiques obtenus au chapitre précédent. L'étude a mis en évidence les mécanismes de génération et de dissipation de la chaleur au sein de la machine, ainsi que l'influence des matériaux isolants et des conditions d'ambiance et ou de refroidissement sur la répartition des températures. Les simulations thermiques ont révélé des zones critiques, notamment au niveau des enroulements et des interfaces bobine-stator, où les points chauds peuvent compromettre la fiabilité et la durée de vie de la machine. L'analyse a également souligné l'importance du choix des isolants électriques, dont les propriétés thermiques (conductivité, capacité calorifique) jouent un rôle clé dans l'équilibre thermique global. Cependant, cette modélisation thermique, bien qu'essentielle, ne peut être dissociée des autres aspects physiques de la machine. En effet, bien que négligées dans cette partie, aux hautes températures, les interactions entre phénomènes électromagnétiques et thermiques sont évidentes : les pertes Joule et fer dépendent de la température, tandis que l'échauffement modifie les propriétés physiques des matériaux (résistivité, perméabilité magnétique). Ainsi, une approche monophasique (pure thermique ou pure électromagnétique)

se révèle insuffisante pour une optimisation complète de la MRV. Cette conclusion décrit le contexte du Chapitre IV, qui abordera la modélisation du couplage magnétothermique. Une approche multiphysique, intégrant simultanément les effets électromagnétiques et thermiques, sera indispensable pour :

- Prédire avec précision les performances de la machine sous différentes conditions de charge.
- Identifier et atténuer les points chauds par une conception optimisée.
- Valider la robustesse de la MRV dans des environnements contraignants (surcharge, haute température ambiante).

Chapitre IV

Modélisation du Couplage magnétothermique appliqué à la MRV

IV.1 Introduction

Les machines électriques sont souvent confrontées à des conditions thermiques extrêmes, en raison de la nécessité de minimiser leur poids et leur volume, ce qui entraîne une augmentation des densités de puissance. De plus, elles peuvent co-exister avec des éléments exposés à des températures très élevées. Ces conditions peuvent provoquer des températures excessives, entraînant d'une part un vieillissement accéléré du système d'isolation des enroulements, ce qui réduit la durée de vie de la machine. Le fonctionnement à des températures élevées engendre une interaction complexe entre les phénomènes électromagnétiques et thermiques. En effet, les pertes électromagnétiques (Joule et fer) génèrent un échauffement localisé, qui altère à son tour les propriétés des matériaux (résistivité du cuivre, perméabilité du fer), dégradant le couple et le rendement de la machine. Ainsi, la conception de ces machines requiert une modélisation magnétothermique approfondie, où il est essentiel de comprendre le comportement électromagnétique et thermique des matériaux aux hautes températures. Dans les chapitres II et III, des modélisations séparées des phénomènes électromagnétiques et thermiques ont été réalisées. Dans le présent chapitre, nous commencerons par examiner le choix de la stratégie de couplage magnétothermique donc à organiser un calcul couplé des phénomènes magnétique et thermique, en l'occurrence au moyen d'une association entre les deux parties (magnétique et thermique) du logiciel FEMM. Nous explorerons ensuite les effets de la température sur les propriétés physiques des matériaux utilisés dans la construction des machines à réluctance variable. Pour cela, il est nécessaire de maîtriser les bases de la physique des matériaux pour comprendre les effets d'un échauffement sur certaines propriétés physiques de l'acier et d'élaborer un modèle mathématique

analytique pour décrire les courbes $B(H,T)$ de l'acier de la machine ; ce modèle doit être adapté à un traitement par la méthode des éléments finis, et en accord avec les lois de comportement données par la physique. Ensuite, les résultats obtenus seront discutés en détail, mettant en lumière l'impact des variations thermiques sur le comportement électromagnétique de la machine. Enfin, nous tirerons des conclusions sur l'impact du couplage magnétothermique sur le fonctionnement des machines à réluctance variable, en soulignant les pistes d'amélioration possibles pour les futures recherches dans ce domaine. Cette approche intégrée vise non seulement à enrichir notre compréhension théorique, mais aussi à fournir des outils pratiques pour le développement de technologies électromécaniques plus performantes et durables.

IV.2 Stratégie de couplage magnétothermique

Dans cette partie, l'objectif est de montrer comment résoudre le système couplé magnétothermique appliqué à une machine à réluctance variable fonctionnant à haute température. Rappelons les formulations des problèmes magnétique et thermique données par les équations (IV.1) et (IV.2) suivantes, impliquant des propriétés électromagnétiques et thermiques qui varient avec la température et le champ magnétique des matériaux utilisés dans la machine étudiée :

$$\frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{1}{\mu(H, T)} \frac{\partial A}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(\frac{1}{\mu(H, T)} \frac{\partial A}{\partial y} \right) = -J \quad (\text{IV.1})$$

$$\begin{cases} \rho_m C_p \frac{\partial T}{\partial t} = \frac{\partial}{\partial x} \left(\lambda(T) \frac{\partial T}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(\lambda(T) \frac{\partial T}{\partial y} \right) + p(T) \\ -\lambda(T) \frac{\partial T}{\partial n} = h(T - T_e) \end{cases} \quad (\text{IV.2})$$

Le couplage thermique est réalisé par l'introduction de l'effet de la température T dans l'équation magnétique à travers la perméabilité magnétique $\mu(H, T)$ et dans l'équation thermique au travers de la conductivité thermique $\lambda(T)$ des matériaux constituant la machine. La distribution de la température est quant à elle calculée en tenant compte des pertes $\rho(T)$ dissipée dans la machine qui à son tour dépend de la température à travers la résistivité des matériaux conducteurs pour la partie des pertes Joule et la perméabilité magnétique pour ce qui concerne les pertes fer. Il existe deux types de couplage : Le couplage fort qui correspond à une résolution simultanée des équations. Les systèmes matriciels issus des deux équations précédentes sont résolus simultanément, avec une actualisation simultanée des propriétés physiques lors d'un même pas de temps. Le couplage faible est plus simple à mettre en œuvre puisqu'il implique la résolution séparée, de manière séquentielle, des deux

équations, l'échange des informations étant unilatéral au cours d'un pas de temps. Il s'applique bien au couplage magnétothermique car les constantes de temps thermiques sont généralement grandes comparées aux constantes de temps électriques. Le couplage faible a donc été retenu et sa stratégie est illustrée sur la figure IV.1. Ici, le problème est résolu de façon itérative. D'abord, on calcule le champ magnétique en supposant une distribution thermique connue (généralement la température ambiante), puis on introduit les résultats électromagnétiques, à savoir les pertes dans la machine, comme entrées du modèle thermique, pour calculer la répartition de la température dans toute la machine. La mise à jour des paramètres physique des matériaux permet d'itérer ce processus jusqu'à convergence. Pour se faire, des relations ajustées sur des valeurs expérimentales exprimant la dépendance des propriétés physiques des matériaux au champ magnétique et à la température sont indispensables pour permettre leur actualisation, à chaque itération de la simulation du couplage magnétothermique.

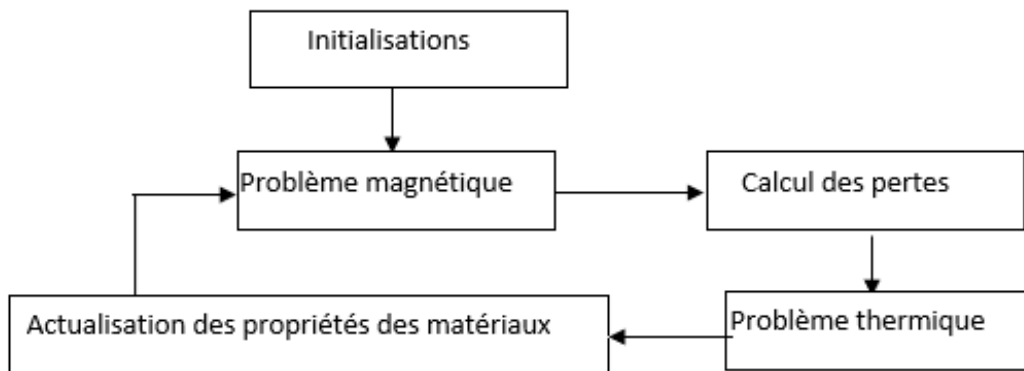


FIGURE IV.1 – La procédure de modélisation.

IV.3 Influence de la température sur les propriétés physiques des matériaux

La modélisation des variations non linéaires des propriétés électromagnétiques et thermiques en fonction du champ magnétique et de la température est nécessaire pour résoudre le problème de couplage magnétothermique. Les modèles utilisés sont décrits dans cette section.

IV.3.1 Variation de la perméabilité magnétique en fonction de la température et du champ magnétique

Dans les matériaux ferromagnétiques, l'alignement des moments magnétiques résulte principalement de l'interaction d'échange qui favorise l'orientation parallèle des spins [100]. Cet alignement se manifeste par la formation de domaines magnétiques, au sein desquels les moments sont colinéaires. Cependant, l'agitation thermique tend à perturber cet ordre interne.

- À basse température, l'agitation thermique reste faible, ce qui permet aux domaines de conserver une orientation stable et à la perméabilité relative d'atteindre des valeurs élevées.
- Lorsqu'on augmente la température, l'énergie thermique se traduit par une agitation accrue des spins. Ce phénomène perturbe progressivement l'ordre magnétique, réduisant l'alignement des domaines et, par conséquent, diminuant la perméabilité relative [101].
- Au voisinage de la température de Curie, l'énergie thermique devient suffisante pour détruire complètement l'ordre ferromagnétique, ce qui induit une transition vers un comportement paramagnétique (où la perméabilité relative tend vers 1) [101].

Cette dynamique est souvent modélisée par la loi de Curie-Weiss, qui relie la susceptibilité magnétique χ à la température T via la relation [100-101] :

$$\chi(T) = \frac{C}{T - T_C} \quad (\text{IV.3})$$

Où, C est la constante de Curie et T_C la température de Curie. Comme la perméabilité relative est donnée par $\mu_r = 1 + \chi$, on constate que près de T_C , une légère variation de température peut entraîner une forte variation de la perméabilité relative μ_r .

La mobilité des parois de domaine a un rôle majeur dans la réponse magnétique d'un matériau.

- À température modérée, la mobilité des parois de domaine est facilitée par une agitation thermique suffisante pour surmonter certaines barrières d'énergie (comme les contraintes mécaniques ou les imperfections du cristal), permettant ainsi une réponse magnétique rapide et efficace à un champ appliqué.
- Avec l'augmentation de la température, cette mobilité peut continuer à s'améliorer jusqu'à un certain point, ce qui peut entraîner une augmentation temporaire de la perméabilité relative.
- Cependant, lorsque la température approche de T_C , l'agitation thermique de-

vient trop forte et conduit à une désorganisation des domaines. La dispersion de l'orientation des spins réduit drastiquement la capacité du matériau à concentrer le flux magnétique, et la perméabilité relative chute brusquement. Ces comportements non linéaires nécessitent une prise en compte fine dans la modélisation pour prédire précisément l'impact des variations thermiques sur le comportement magnétique de la machine.

Pour tenir compte des variations de la perméabilité relative μ_r et de la réponse non linéaire en fonction de la température et du champ magnétique, le modèle de Frölich-Kennely modifié a été utilisé. Ce modèle propose une expression analytique de la relation B-H qui intègre des paramètres dépendants de la température. Une formulation typique peut s'exprimer par [96] :

$$\mu(H, T) = \mu_0 + \frac{1}{a + bH^c} \quad (\text{IV.4})$$

Où, $\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \text{H} \cdot \text{m}^{-1}$ est la perméabilité du vide, et, $a(T)$, $b(T)$, $c(T)$ sont des paramètres dépendant de la température T , calibrées à partir de mesures expérimentales de boucles B(H) réalisées à différentes températures et captent les effets thermiques (la désaimantation thermique) et la saturation magnétique.

Dans ce travail, nous avons développé des fonctions continues donnant les variations des paramètres a , b et c , en fonction de la température, à partir des valeurs expérimentales fournies dans [96]. Ces fonctions sont données par l'équation (IV.5), où $u(x)$ représente la fonction de Heaviside, et T est la température exprimée en [°C]. La figure IV.2 illustre les variations des paramètres a , b et c , en valeurs normalisées, en fonction de la température. La figure IV.3 montre les premières courbes de magnétisation pour différentes températures, obtenues en introduisant ((IV.5)) dans ((IV.4)). On constate que l'induction magnétique de saturation diminue de manière significative avec l'augmentation de la température [102].

$$\begin{cases} a(T) = 132.6 \cdot u(200 - T) + 354 \cdot u(T - 200) \left(1 - e^{-\frac{T-150}{100}}\right) \\ b(T) = \left[4 \cdot \left(u(200 - T) + e^{-\frac{T-200}{170}} \cdot u(T - 200)\right)\right] \cdot u(350 - T) \\ \quad + u(T - 350) \cdot \left[1.68 - 2.5 \times 10^{-3}(T - 350)\right] \\ c(T) = 0.796 \cdot u(220 - T) + 0.953 \cdot \left(1 - e^{-\frac{T-20}{110}} \cdot u(T - 220)\right) \end{cases} \quad (\text{IV.5})$$

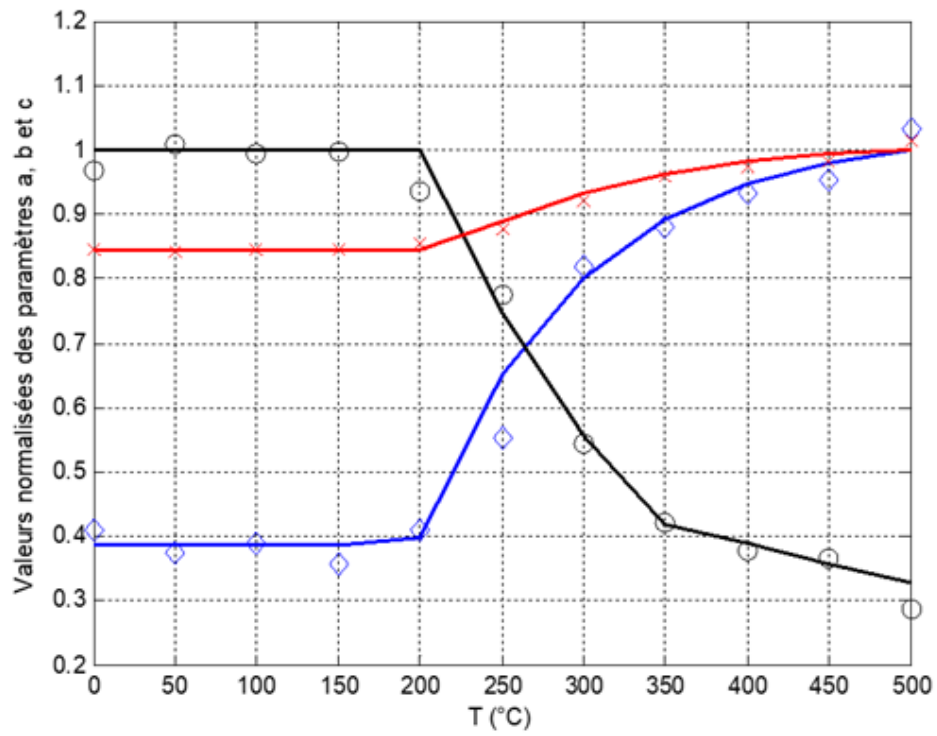


FIGURE IV.2 – Evolution des paramètres a, b et c, en valeurs normalisées, en fonction de la température (Données expérimentales en pointillés).

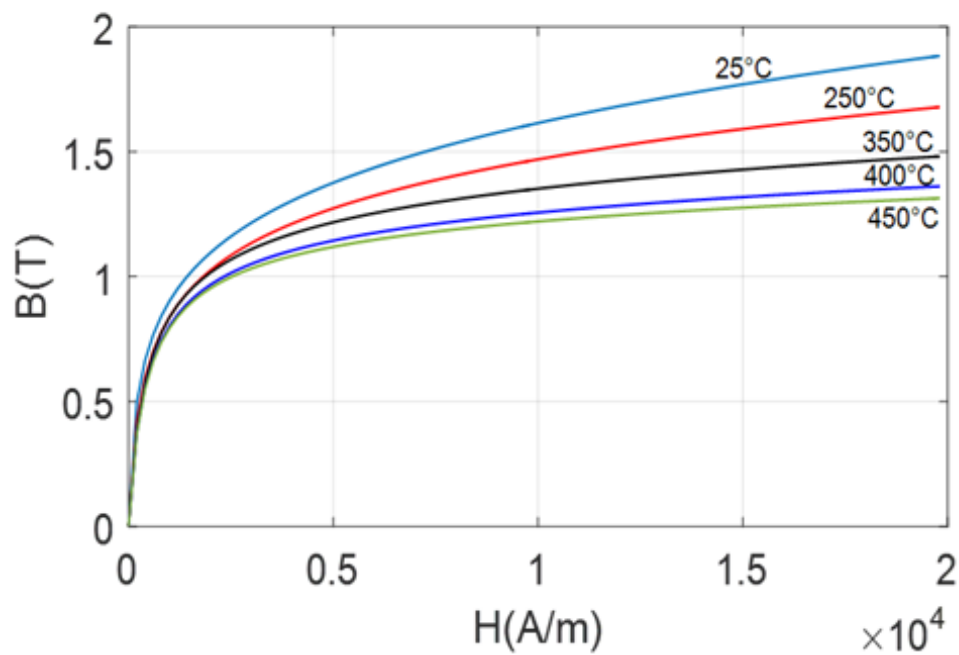


FIGURE IV.3 – Courbes B(H) pour différentes températures.

IV.3.2 Variation de la résistivité électrique en fonction de la température

La résistivité électrique ρ d'un métal ou d'un alliage a essentiellement pour origine les collisions des électrons de conduction avec les différents constituants du réseau cristallin du matériau considéré. Elle est donc une fonction croissante de l'agitation thermique, et augmente ainsi avec la température. Pour un métal idéalement pur (et en se plaçant suffisamment loin de son point de Curie, s'il est ferromagnétique), il a été montré, par des considérations sur les mécanismes de collision électroniques (temps de parcours moyen, probabilité de collision avec un oscillateur), que la résistivité électrique varie de façon linéaire avec la température [103]. C'est bien ce qu'on observe, en outre, pour bon nombre de métaux ; l'aluminium a, par exemple, un large domaine linéaire : de 0 à 900 K [103]. De ce fait, la variation de la résistivité électrique ρ avec la température T est modélisée par la relation linéaire (IV.6), où α est le coefficient de température [K^{-1}], et $\rho_{ref} \cdot [\Omega \cdot m]$ est la résistivité à la température T_{ref} . Pour le cuivre, $\alpha = 3,93 \times 10^{-3} K^{-1}$.

$$\rho(T) = \rho_{ref} [1 + \alpha(T - T_{ref})] \quad (IV.6)$$

IV.4 Influence de la température sur les propriétés thermiques des matériaux

Les propriétés thermiques des matériaux – notamment la conductivité thermique λ et la capacité thermique c_p varient avec la température. Leur modélisation précise est importante pour précéder au calcul des profils thermiques sous diverses conditions de fonctionnement de la machine. La conductivité thermique peut augmenter ou diminuer avec la température, selon la nature du matériau [90]. Par exemple, dans certains polymères, λ augmente légèrement avec la température, alors qu'elle diminue dans les métaux. Les conductivités thermiques sont souvent ajustées par des courbes en fonction de la température à partir des données expérimentales ou des données fournies par les logiciels. Dans ce travail, les variations des conductivités thermiques du cuivre et de l'acier avec la température sont modélisées par des relations linéaires données par les équations (IV.7) et (IV.8) suivantes :

$$\lambda_{Cu}(T) = 401 - 0.0617 \cdot (T - 273) \quad (IV.7)$$

$$\lambda_{SUS410}(T) = 14 + 0.012 \cdot (T - 273) \quad (IV.8)$$

Les conductivités thermiques λ_{air} de l'air et des isolants $\lambda_{isolant}$ sont supposées indépendantes de la température. La capacité thermique massique peut également varier avec la température, plus particulièrement près des transitions de phase ou

à l'approche de températures très élevées, où les excitations vibratoires deviennent significatives. Dans ce travail les capacités thermiques sont supposées indépendantes de la température.

IV.4 Mise en œuvre informatique du couplage de la MRV

Nous avons considéré la même MRV 6/4, dont les paramètres ont été donnés dans le chapitre II. Pour l'implémentation numérique du problème magnétothermique, nous avons utilisé les deux modules magnétiques et thermiques du logiciel libre Finite Element Method Magnetics « FEMM », pilotés via MATLAB (figure IV.4), grâce à l'interface OctaveFEMM [88]. Les modèles donnant les variations des propriétés physiques en fonction de la température et du champ magnétique sont implémentés sur Matlab puis les données issues de ces modèles sont affectés à chaque pas de temps dans les régions de la machine. Afin de découpler les maillages des problèmes magnétique et thermique, une actualisation par région est adoptée au lieu d'une actualisation par élément dans une modélisation par éléments finis. Le critère d'arrêt est une erreur relative consentie sur la température en dessous d'un nombre maximum d'itérations. Le travail consiste à réaliser un calcul évolutif en température,

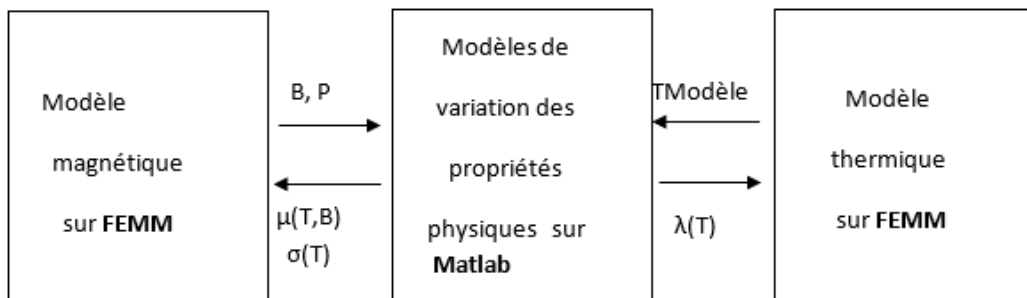


FIGURE IV.4 – Structure du code de calcul développé.

en partant de l'instant $t=0$ s avec la température initiale de la machine fixée à celle du milieu ambiant. Sur la durée de chaque pas de temps, le modèle magnétique évalue la répartition du champ magnétique, le couple et les pertes électromagnétiques en fonction des propriétés des matériaux à une température donnée. Les pertes électromagnétiques sont ensuite utilisées comme source de chaleur dans le modèle thermique, afin de calculer la nouvelle distribution de température. Les propriétés des matériaux sont ensuite réévaluées, par régions, en fonction des nouvelles températures, puis, les quantités électromagnétiques sont à nouveau recalculées.

L'opération est répétée jusqu'à convergence. L'obtention des coefficients d'échange thermique convectif demeure d'une difficulté majeure dans la modélisation thermique des machines électriques. Ils dépendent de la nature de l'écoulement du fluide (laminaire ou turbulent) et de la rugosité des surfaces d'échange. Le coefficient relatif à la convection dans l'entrefer de la machine étudiée est l'un des plus compliqués à déterminer, compte tenu de la structure doublement saillante de la machine. Ainsi, comme il a été mentionné dans le chapitre précédent, une conductivité thermique effective (λ_{eff}) est utilisée, dont la valeur est fixée à $1 \text{ W}\cdot\text{m}^{-1}\cdot\text{K}^{-1}$, pour une vitesse de rotation de 1500 tr/mn. L'effet des ailettes de refroidissement est pris en compte par l'introduction d'un coefficient de convection équivalent, augmenté du rapport de la surface des ailettes à la surface au rayon extérieur du stator. Une alimentation en courant est considérée, avec une densité $J = 6 \times 10^6 \text{ A/m}^2$. Les pertes joules dans les conducteurs sont évaluées par la loi d'Ohm :

$$p(T) = \rho(T) \cdot J^2 \quad (\text{IV.9})$$

Avec $\rho(T)$ donnée par l'équation (IV.6)). Les pertes fer peuvent être évaluées en utilisant les pertes spécifiques, connaissant la distribution du champ magnétique pour chaque position du rotor [97, 99]. La résistivité électrique du matériau ferromagnétique augmente avec la température, réduisant les courants de Foucault (et donc une partie des pertes fer). Cette tendance est d'autant plus justifiée pour les applications à faible vitesse, permettant ainsi de les négliger au profit des pertes Joule [104]. Cette approximation est retenue dans cette étude.

IV.5 Résultats et discussions [105, 106]

IV.5.1 Distributions de la température et des pertes

La distribution des pertes électromagnétiques constitue un facteur fondamental dans la détermination des profils thermiques internes de la machine. Les simulations sont menées pour permettre de quantifier l'impact de ces pertes sur l'élévation de température dans différentes zones critiques de la MRV 6/4. Les pertes Joule sont localisées dans les enroulements statoriques et dans notre étude on considère le cas le plus défavorable où les trois phases de la machine sont simultanément traversées par un courant de densité $J = 6 \times 10^6 \text{ A/m}^2$. La figure IV.5 montre l'évolution des pertes Joule au cours du temps. Les variations de température affectent principalement la résistivité du matériau, ce qui affecte à son tour les pertes. Cette évolution suit celle

de la résistance des bobines. Dans le module thermique de FEMM, on commence par

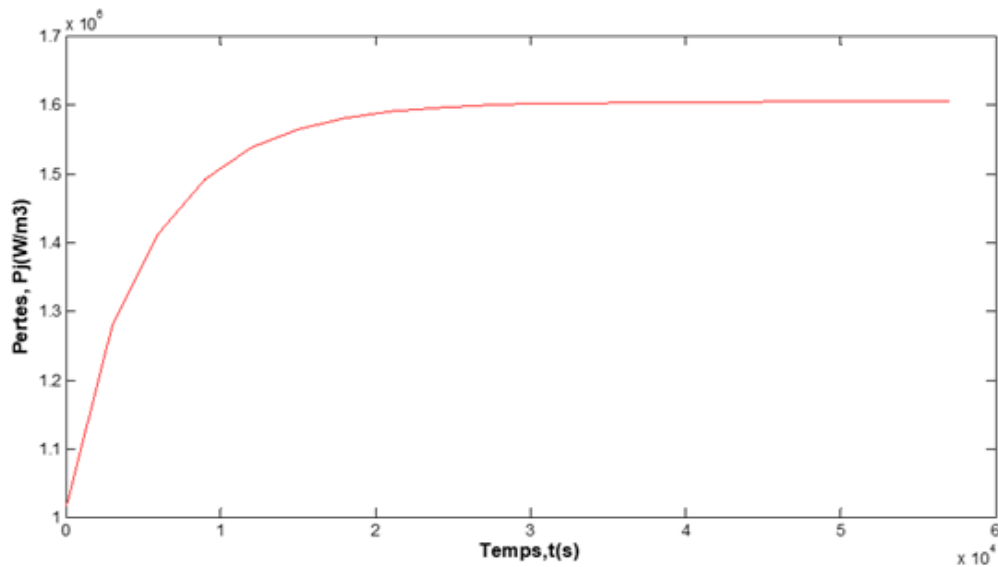


FIGURE IV.5 – Évolution temporelle des pertes Joule dans une bobine.

résoudre le problème thermique sans pertes joules dans les bobines, afin d'initialiser la température dans la machine à la température ambiante. La solution est utilisée comme condition initiale pour le problème thermique transitoire dans FEMM. Pour mettre la machine dans des conditions thermiques sévères, la température ambiante est fixée à 363 K. Ces conditions pourraient correspondre au fonctionnement de la machine étudiée à côté d'un moteur à combustion interne (ICE) dans une propulsion hybride, par exemple. La simulation est réalisée sur 60 000 secondes, avec un pas de 3 000 secondes (Le pas de temps dans la résolution temporelle du modèle thermique est choisi très grand par rapport à la période électrique). La figure IV.6 montre la distribution de la température dans les différentes régions de la machine, à la fin de la simulation. Afin de prendre en compte la variation de température de l'air environnant la machine, la condition aux limites imposant la température ambiante est appliquée sur un contour extérieur suffisamment loin de l'enveloppe externe (le carter) de la machine. La température T_e de l'équation (IV.2) évolue au cours du temps et est réactualisée en fonction des résultats de calcul. Les distributions spatiales des températures et pertes électromagnétiques permettent d'identifier les zones critiques (éventuelles zones de surchauffe). Les points chauds $T = 890K$ coïncident avec les zones de forte densité de pertes situées dans les encoches statoriques.

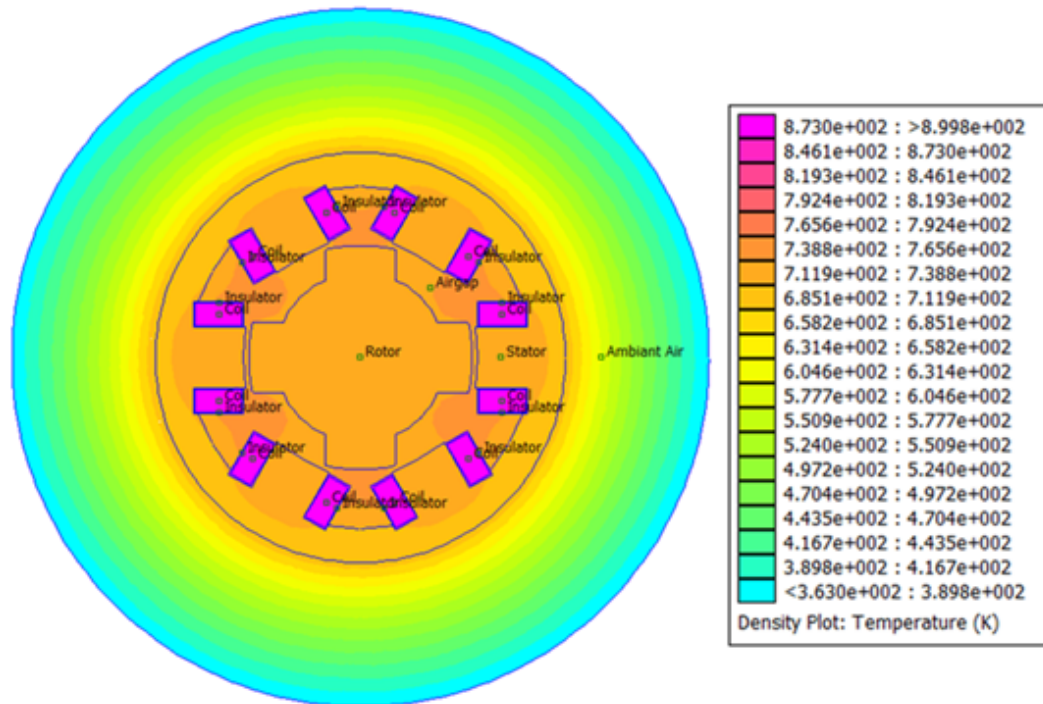


FIGURE IV.6 – Distribution spatiale de la température à la fin de la simulation.

IV.5.2 Analyse comparative des modèles couplé et non couplé

L'analyse comparative révèle des écarts significatifs entre les modèles couplés et non couplés, confirmant l'importance de la rétroaction thermique dans les évolutions des paramètres de la MRV 6/4. Ainsi, une augmentation de température entraîne une hausse de la résistivité du cuivre des bobines statoriques de la machines qui à son tour provoque une croissance des pertes Joule spécifiques qui passent de 1 MW/m^3 (modèle non couplé) à 1.6 MW/m^3 (modèle couplé) à charge fixe. La figure IV.7 montre l'évolution de la température dans les bobines de la machine (point chaud) pour les deux cas (couplé et non-couplé). L'écart de température met en évidence la pertinence du couplage entre le modèle électromagnétique et le modèle thermique qui garantit une prédiction fidèle du comportement thermique de la machine.

IV.5.3 Étude de sensibilité paramétrique

Dans cette section une analyse de l'influence de paramètres tels que : la densité de courant injectée dans les bobines statoriques, le coefficient de convection externe et la température ambiante sur l'évolution des points chauds dans la MRV étudiée est présentée. La valeur de la densité de courant traversant les enroulements statoriques est une donnée d'une importance capitale dans les performances de la machine. La

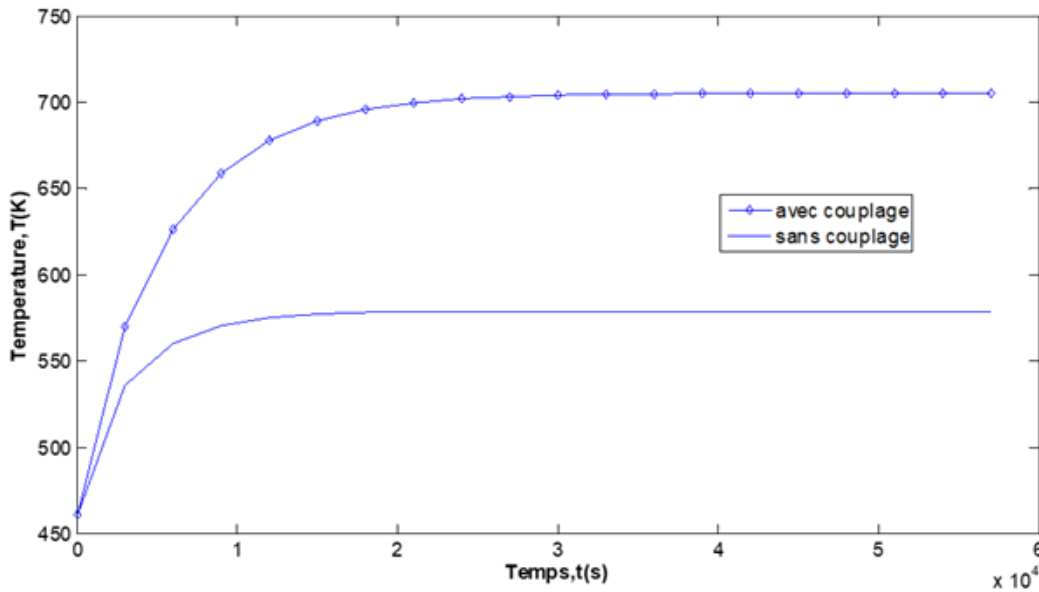


FIGURE IV.7 – Comparaison entre l'échauffement des bobines avec et sans couplage magnétothermique.

figure IV.8 montre l'influence de la densité de courant dans les bobines statoriques sur leur température. L'évolution est non linéaire (quadratique) comme le sont les pertes Joule qui sont à l'origine de cet échauffement. Le coefficient de convection externe, paramètre déterminant dans l'évacuation de la chaleur vers l'extérieur, a été varié dans une plage représentative des conditions réelles (de 10 à 100 W/m²·K). L'analyse de sensibilité a montré que les températures maximales dans la machine varient significativement, avec un effet non linéaire plus marqué à faible coefficient. Une variation de h entre 5 et 25 W/m²·K montre figure IV.9 un fort impact sur la température maximale dans la machine (dans les enroulements statoriques) traduite par une réduction qui fait passer la température de 1600 K à 600 K, par contre la variation entre 25 et 100 W/m²·K ne fait baisser la température maximale que de près de 100 K. Cela met en évidence l'importance d'une estimation rigoureuse de ce paramètre, notamment en fonction de la configuration du système de refroidissement (ventilation naturelle, forcée, etc.). La température ambiante joue un rôle déterminant dans le régime stationnaire thermique. Des simulations ont été effectuées pour des conditions ambiantes variant entre 293 K et 400 K. La figure IV.10 montre une augmentation linéaire de la température maximale interne (point chaud situé dans les bobines du stator), mais une légère sur-sensibilité est prévisible à haute température en raison d'une tendance à la réduction de l'efficacité des échanges thermiques. Ce comportement doit être pris en compte pour la qualification des performances en conditions sévères. Le choix de la densité de courant dépend également de la température ambiante autour de la machine, afin d'éviter la dégradation des isolants.

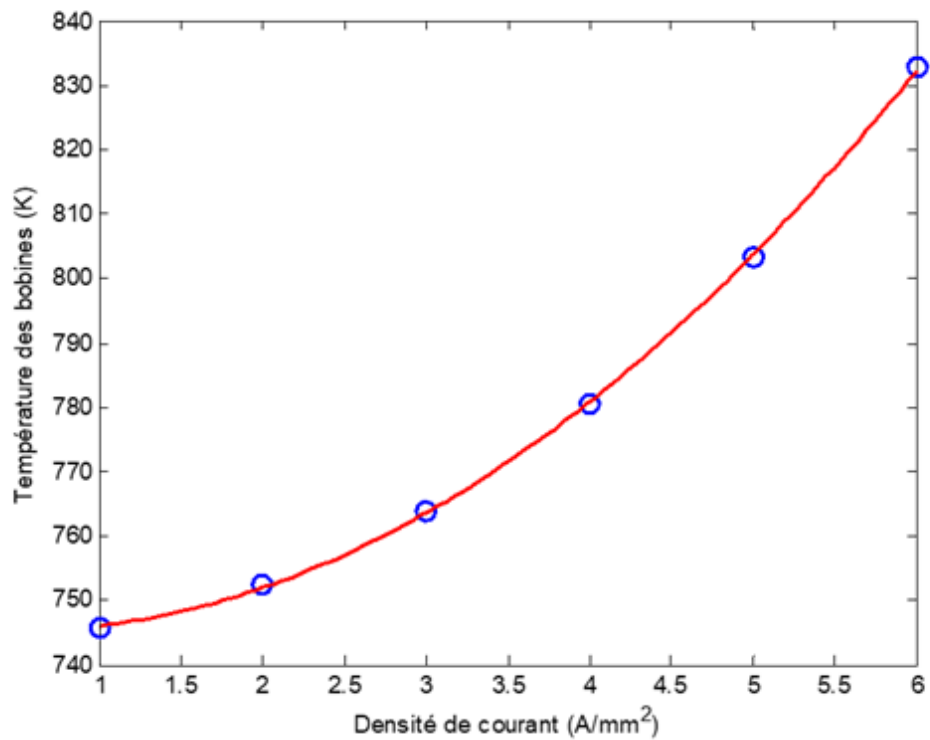


FIGURE IV.8 – Evolution de la température dans les bobines en fonction de la densité des courants.

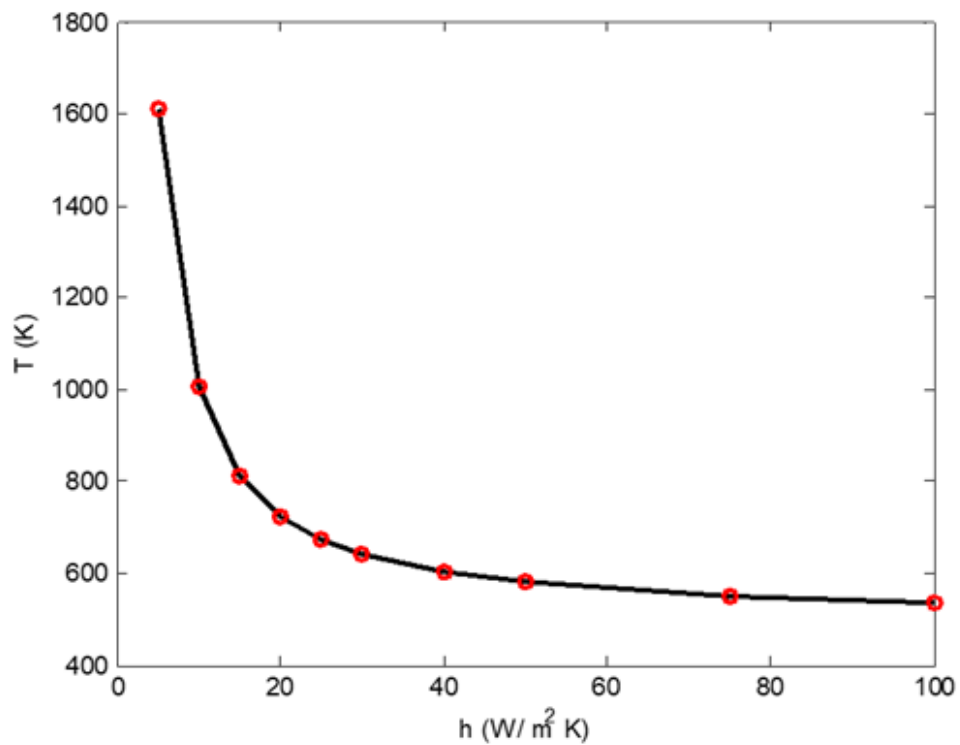


FIGURE IV.9 – Influence du coefficient de convection externe sur la température dans les bobines.

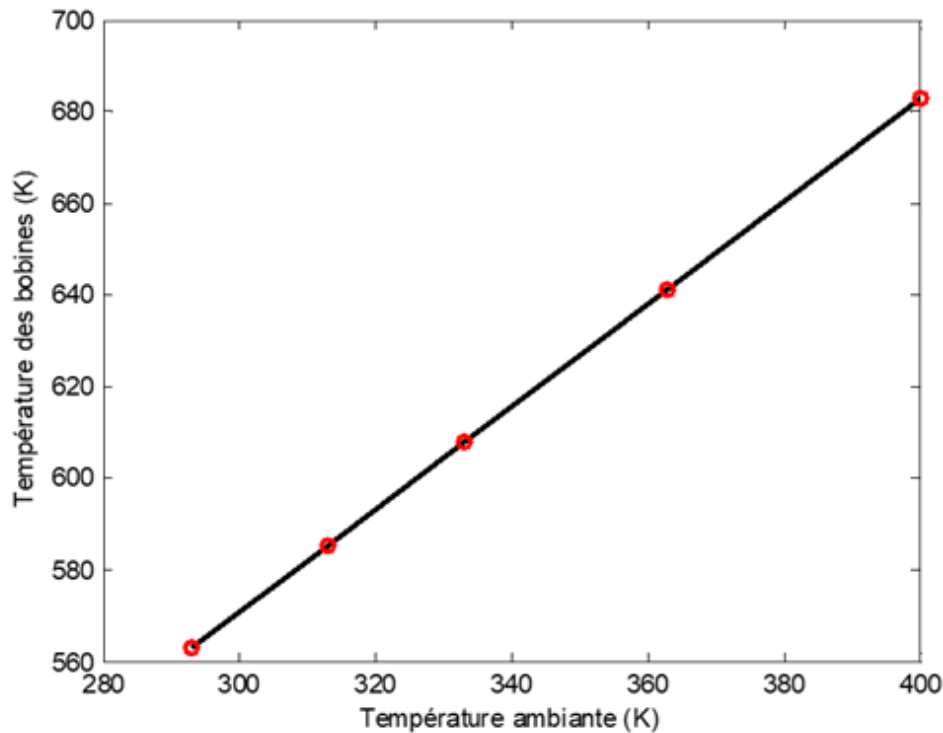


FIGURE IV.10 – Influence de la température ambiante sur la température maximale dans la machine.

IV.5.4 Influence de la température sur le couple électromagnétique

La figure IV.11 montre l'influence de la température sur le couple statique développé par la machine, à source de courant constant. On peut remarquer que, pour un courant imposé, le couple n'est que peu affecté par l'évolution de la température, puisque l'effet de saillance reste important à haute température. C'est le couple maximal qui est affecté, alors que la valeur minimale reste la même. Il en résulte une diminution du couple moyen, et une diminution de l'ondulation de couple de la machine. Un effondrement brutal de la valeur du couple développé se produit pour un échauffement des matériaux proche de la température de Curie. Cependant, la tension et la vitesse seraient fortement affectées par la diminution de la perméabilité du circuit magnétique, et l'augmentation de la résistance des enroulements, conduisant à une augmentation de la chute de tension dans la machine. Pour une étude de la variation de puissance de la machine, il est nécessaire de considérer une alimentation en tension, avec un couplage aux équations du circuit [107, 108].

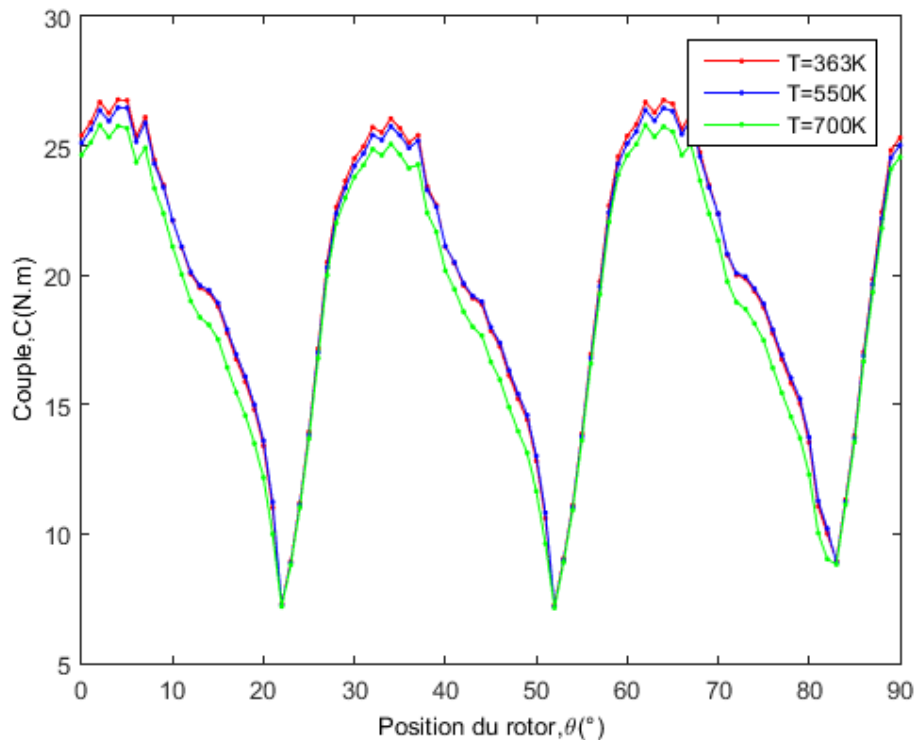


FIGURE IV.11 – Couple statique en fonction de la position du rotor pour différentes valeurs de la température dans la machine.

IV.6 Conclusion

Ce chapitre a permis de développer un modèle de couplage magnétothermique simplifié et rapide d'une MRV 6/4 fonctionnant à haute température, en utilisant le logiciel libre FEMM. Ce modèle constitue un pas significatif de l'étude de la réalité multiphysique (l'interdépendance des différents phénomènes) et ses effets sur le comportement de la machine et aussi de l'identification des zones critiques (points chauds au niveau des bobines). La non-linéarité des propriétés magnétiques et thermiques est prise en compte. Les spécifications choisies ne correspondent pas à une application particulière ; le choix vise uniquement à mettre la machine dans des conditions thermiques sévères à des fins d'illustration. L'une des difficultés rencontrées dans une telle modélisation est le choix adéquat des propriétés des matériaux et de leur évolution avec la température. Un effort a également été fait dans ce sens pour fournir des paramètres réalistes de la machine, et leur intégration dans la modélisation numérique. De plus, le point chaud est généralement atteint dans le bobinage, ce qui augmente la défaillance des isolants électriques. Il est donc nécessaire de mettre en place des modèles décrivant finement le comportement thermique du bobinage, du système d'isolation et des matériaux magnétiques qui l'entourent. Seules les pertes

joules sont considérées comme source de chaleur. Cependant, les pertes fer peuvent être facilement intégrées. La variation de la température dans le sens axial de la machine, prenant en compte les pertes dans les têtes de bobines, peut également être intégrée à la modélisation de manière simple en couplant la modélisation 2D FEM avec un modèle thermique à paramètres localisés dans le sens axial. Les résultats montrent la robustesse de MRV face à l'augmentation de température. Le couple n'est que peu affecté. Cependant, un couplage avec les équations du circuit électrique est nécessaire pour étudier la variation de la puissance nominale qui serait fortement affectée.

Conclusion générale et perspectives

Cette thèse a exploré de manière approfondie la machine à réluctance variable, depuis son état de l'art jusqu'à la modélisation couplée de ses phénomènes électromagnétiques et thermiques. Les quatre chapitres ont permis de construire une approche progressive et cohérente, allant des fondements théoriques aux outils de simulation avancés, en passant par l'analyse des défis clés. Le Chapitre I (État de l'art) a dressé un panorama complet des MRV, mettant en lumière leurs avantages (robustesse, faible coût, adaptabilité aux hautes vitesses) et leurs limitations (ondulations de couple, vibrations acoustiques, échauffement localisé). Cette revue a également l'occasion de présenter les différentes méthodes utilisées pour résoudre les problèmes magnétiques et thermiques dans les machines à réluctance variable.

Nous avons consacré les Chapitres II et III respectivement à la modélisation électromagnétique et la modélisation thermique, en 2D, de la MRV, en utilisant la méthode des éléments finis implémentée sur le logiciel libre FEMM. La modélisation électromagnétique a permis de quantifier les pertes Joule, les pertes fer et le couple électromagnétique, tandis que la modélisation thermique a permis d'étudier l'impact des types d'isolants électriques et des stratégies de refroidissement sur la répartition des températures. Ces différents résultats ont été obtenus moyennant des hypothèses simplificatrices qui dictent la nécessité d'une approche couplée, car les performances électromagnétiques et la stabilité thermique sont étroitement interdépendantes.

Enfin, au Chapitre IV, nous avons proposé une modélisation du couplage magnéto-thermique afin de tenir compte de l'aspect multiphysique des phénomènes. Cette approche multiphysique a permis de simuler avec précision les interactions dynamiques entre les pertes électromagnétiques et les gradients thermiques, offrant ainsi des outils prédictifs et indispensables pour concevoir, contrôler voire optimiser la MRV. L'originalité du travail réside dans l'approche développée combinant une stratégie de couplage à des modèles originaux donnant l'évolution des propriétés magnétiques des matériaux en fonction de la température, et le contournement de certains verrous, comme la convection thermique dans l'entrefer. Le modèle assure une rapidité de calcul compatible avec des processus de conception et d'optimisation.

Perspectives de Recherche Pour prolonger ces travaux, plusieurs axes semblent

prometteurs :

1. Optimisation matériaux et refroidissement :

- Explorer des isolants hybrides exemple : les composites céramique--polymère combinant haute résistance diélectrique et conductivité thermique.
- Étudier des systèmes de refroidissement innovants micro-canaux, immersion dans des diélectriques liquides.

2. Couplage avec d'autres physiques :

- Intégrer l'analyse vibratoire et acoustique pour réduire le bruit, un frein majeur à l'adoption des MRV.
- Prise en compte des échanges thermiques axiaux.
- Pertes fer variables à intégrer en couplant avec un modèle magnétique dynamique.
- Développer des modèles électromagnético-thermo-mécaniques pour prédire la déformation des structures sous contraintes multiphysiques, notamment pour les applications à grandes vitesses.

3. Applications :

- Aérospatial : Profiter de la légèreté et de la résistance aux températures extrêmes pour les actionneurs embarqués.
- Véhicules électriques : Exploiter la robustesse et l'absence d'aimants permanents.

Enfin, cette thèse a exploré la modélisation intégrée d'une machine à réluctance variable à double saillance, en abordant à la fois ses aspects électromagnétiques, thermiques et leur couplage. Le modèle obtenu permet le développement de prototypes plus performants et une intégration accrue de ces machines dans des systèmes industriels exigeants. Les perspectives tracées appellent à des recherches futures pour l'amélioration des modèles et des performances des machines électriques qui constituent une technologie clé de la transition énergétique.

Bibliographie

- [1] Z. XU et al. « Thermal Management of Drive Motor for Transportation : Analysis Methods, Key Factors in Thermal Analysis, and Cooling Methods - A Review ». In : *IEEE Transactions on Transportation Electrification* 9.3 (sept. 2023), p. 4751-4774. DOI : [10.1109/TIA.2008.2009357](https://doi.org/10.1109/TIA.2008.2009357).
- [2] Z. ZHU et D. LIANG. « Perspective of Thermal Analysis and Management for Permanent Magnet Machines, with Particular Reference to Hotspot Temperatures ». In : *Energies* 15.8189 (2022), p. 116-122. DOI : [10.3390/en15218189](https://doi.org/10.3390/en15218189).
- [3] J. A. P. Selvin RAJ et al. « Thermal management strategies and power ratings of electric vehicle motors ». In : *Renewable and Sustainable Energy Review* 189 (2024). DOI : [10.1016/j.rser.2023.113874](https://doi.org/10.1016/j.rser.2023.113874).
- [4] C. DONG et al. « A Review of Thermal Designs for Improving Power Density in Electrical Machine ». In : *IEEE Transactions on Transportation Electrification* 6.4 (déc. 2020), p. 1386-1400. DOI : [10.1109/TTE.2020.3003194](https://doi.org/10.1109/TTE.2020.3003194).
- [5] B. MULTON. « Principe et éléments de dimensionnement des machines à réluctance variable à double saillance autopilotées ». In : *Journées Electrotechniques Club EEA, Belfort* (mars 1993).
- [6] Z. YANG et al. « Comparative Study of Interior Permanent Magnet, Induction, and Switched Reluctance Motor Drives for EV and HEV Applications ». In : *IEEE Transactions on Transportation Electrification* 1.3 (oct. 2015), p. 245-254. DOI : [10.1109/TTE.2015.2470092](https://doi.org/10.1109/TTE.2015.2470092).
- [7] C. HAN-CHIEH et al. « Thermal performance analysis of a 30 kW switched reluctance motor ». In : *International Journal of Heat and Mass Transfer* 114 (nov. 2017), p. 145-154. DOI : <https://doi.org/10.1016/j.ijheatmasstransfer.2017.06.057>.
- [8] S. MEZANI. « Modélisation électromagnétique et thermique des moteurs à induction, en tenant compte des harmoniques d'espace ». Thèse de doctorat. Université de Lorraine, 2004.
- [9] H. ROUHANIA, J. FAIZ et C. LUCAS. « Lumped thermal model for switched reluctance motor applied to mechanical design optimization ». In : *Mathematical and Computer Modelling* 45.5 (mars 2007), p. 625-638. DOI : <https://doi.org/10.1016/j.mcm.2006.07.009>.

- [10] R. WROBEL et P. H. MELLOR. « A General Cuboidal Element for Three-Dimensional Thermal Modelling ». In : *IEEE TRANS. ON MAGNETICS* 46.8 (août 2010), p. 3197-3200. DOI : [10.1109/TMAG.2010.2043928](https://doi.org/10.1109/TMAG.2010.2043928).
- [11] J. NONNEMAN et al. « Advanced lumped parameter model for Switched Reluctance Motors with high performance cooling ». In : *Proceedings of the 16th International Heat Transfer Conference, IHTC-16* (août 2018), p. 1833-1841. DOI : [10.1615/IHTC16.cms.023925](https://doi.org/10.1615/IHTC16.cms.023925).
- [12] J. HUANJANG et al. « Numerical study on electromagnetics and thermal cooling of a switched reluctance motor ». In : *Case Studies in Thermal Engineering* 6 (sept. 2015), p. 16-27. DOI : <https://doi.org/10.1016/j.csite.2015.05.001>.
- [13] K. KOMEZA et al. « Numerical analysis of thermal and mechanical field in the high temperature permanent magnet synchronous machine ». In : *IEEE Transportation Electrification Conference (ITEC-India)* (déc. 2017). DOI : [10.1109/ITEC-India.2017.8333712](https://doi.org/10.1109/ITEC-India.2017.8333712).
- [14] Y.K. CHIN, E. NORDLUND et D.A. STATON. « Thermal analysis - lumped-circuit model and finite element analysis ». In : *IPEC 2003 : Proceedings of the 6th International Power Engineering Conference, SINGAPORE : NANYANG TECHNOLOGICAL UNIV* (mars 2003), p. 952-957.
- [15] S. J. SALON. *Finite element analysis of electrical machines*. Kluwer Academic Publishers, 1995.
- [16] A. D. BROVONT. « Exploring the boundary element method for optimization-based machine design ». In : *Proc. Int. Elect. Mach. & Drives Conf. (IEMDC), Miami* (mai 2015), p. 1-7. DOI : [10.1109/IEMDC.2017.8002382](https://doi.org/10.1109/IEMDC.2017.8002382).
- [17] A. KHALIL et I. HUSAIN. « A Fourier series generalized geometry-based analytical model of switched reluctance machines ». In : *IEEE Trans. Ind. Appl.* 43.3 (mai 2007), p. 673-684. DOI : [10.1109/TIA.2007.895737](https://doi.org/10.1109/TIA.2007.895737).
- [18] B. FAHIMI et al. « A new approach to model switched reluctance motor drive application to dynamic performance prediction, control, and design ». In : *Proc. 29th IEEE Annu. Power Electron. Spec. Conf., Fukuoka, Japan 2* (mai 1998), p. 2097-2102. DOI : [10.1109/PESC.1998.703469](https://doi.org/10.1109/PESC.1998.703469).
- [19] D. A. TORREY, X. M. NIU et E. J. UNKAUF. « Analytical modelling of variable-reluctance machine magnetisation characteristics ». In : *IEE Proc. Electric Power Appl.* 142.1 (jan. 1995), p. 14-22. DOI : [10.1049/ip-epa:19951567](https://doi.org/10.1049/ip-epa:19951567).
- [20] X. D. XUE, K. W. E. CHENG et S. L. HO. « Simulation of switched reluctance motor drives using two-dimensional bicubic spline ». In : *IEEE Trans. Energy Convers.* 17.4 (déc. 2002), p. 471-477. DOI : [10.1109/TEC.2002.805226](https://doi.org/10.1109/TEC.2002.805226).
- [21] D. W. J. PULLE. « New data base for switched reluctance drive simulation ». In : *Proc. Inst. Electr. Eng.* 138.6 (nov. 1991), p. 331-337. DOI : [10.1049/ip-b.1991.0040](https://doi.org/10.1049/ip-b.1991.0040).

- [22] S. SONG, L. GE et M. ZHANG. « Data-reconstruction-based modeling of SRM with few flux-linkage samples from torque-balanced measurement ». In : *IEEE Trans. Energy Convers.* 31.2 (juin 2016), p. 424-435. DOI : [10.1109/TEC.2016.2517924](https://doi.org/10.1109/TEC.2016.2517924).
- [23] S. H. MAO, D. DORRELL et M. C. TSAI. « Fast analytical determination of aligned and unaligned flux linkage in switched reluctance motors based on a magnetic circuit model ». In : *IEEE Trans. Magn.* 45.7 (juin 2009), p. 2935-2942. DOI : [10.1109/TMAG.2009.2016087](https://doi.org/10.1109/TMAG.2009.2016087).
- [24] D. LIN et al. « An analytical circuit model of switched reluctance motors ». In : *IEEE Trans. Magn.* 45.12 (déc. 2009), p. 5368-5375. DOI : [10.1109/TMAG.2009.2024754](https://doi.org/10.1109/TMAG.2009.2024754).
- [25] S. LI et al. « Calculating the unsaturated inductance of 4/2 switched reluctance motors at arbitrary rotor positions based on partial differential equations of magnetic potentials ». In : *in Proc. North American Power Symposium (NAPS), Charlotte, NC* (oct. 2015). DOI : [10.1109/NAPS.2015.7335234](https://doi.org/10.1109/NAPS.2015.7335234).
- [26] A. RADUN. « Analytical calculation of the switched reluctance motor's unaligned inductance ». In : *IEEE Trans. Magn.* 35.6 (nov. 1999), p. 4473-4481. DOI : [10.1109/20.809140](https://doi.org/10.1109/20.809140).
- [27] S. LI et al. « Fast and accurate analytical calculation of the unsaturated phase inductance profile of 6/4 switched reluctance machines ». In : *Proc. IEEE Energy Convers. Congr. and Expo. (ECCE), Milwaukee* (sept. 2016). DOI : [10.1109/ECCE.2016.7855107](https://doi.org/10.1109/ECCE.2016.7855107).
- [28] Z. DJELLOUL-KHEDDA et al. « Nonlinear analytical prediction of magnetic field and electromagnetic performances in switched reluctance machines ». In : *IEEE Trans. Magn.* 53.7 (juill. 2017). DOI : [10.1109/TMAG.2017.2679686](https://doi.org/10.1109/TMAG.2017.2679686).
- [29] E. ILHAN et al. « Spatial discretization methods for air gap permeance calculations in double salient traction motors ». In : *IEEE Trans. Ind. Appl.* 48.6 (nov. 2012), p. 2165-2172. DOI : [10.1109/TIA.2012.2226692](https://doi.org/10.1109/TIA.2012.2226692).
- [30] J. LEGRANGER et al. « Combination of Finite Element and Analytical Models in the Optimal Multi-Domain Design of Machines : Application to an Interior Permanent Magnet Starter Generator ». In : *IEEE Industry Applications* (oct. 2008). DOI : [10.1109/O8IAS.2008.35](https://doi.org/10.1109/O8IAS.2008.35).
- [31] M. F. MOMEN et I. HUSAIN. « Design and performance analysis of a switched reluctance motor for low duty cycle operation ». In : *IEEE Trans. Ind. Appl.* 41.6 (nov. 2005), p. 1612-1618. DOI : [10.1109/IAS.2004.1348443](https://doi.org/10.1109/IAS.2004.1348443).
- [32] J. FAIZ et al. « Temperature rise analysis of switched reluctance motors due to electromagnetic losses ». In : *IEEE Trans. Magn.* 45.7 (juill. 2009), p. 2927-2934. DOI : [10.1109/TMAG.2009.2015755](https://doi.org/10.1109/TMAG.2009.2015755).
- [33] F. R. JAWAD, I. IRANPUR et P. PILLAY. « Thermal model for a switched reluctance motor of TEFC design during steady and transient operation ». In : *Elect. Mach. Power Syst.* 26.10 (août 1998), p. 77-91. DOI : [10.1080/03616967908955346](https://doi.org/10.1080/03616967908955346).

- [34] G. J. LI et al. « Comparative studies between classical and mutually coupled switched reluctance motors using thermal-electromagnetic analysis for driving cycles ». In : *IEEE Trans. Magn.* 47.4 (avr. 2011), p. 839-847. DOI : [10.1109/TMAG.2011.2104968](https://doi.org/10.1109/TMAG.2011.2104968).
- [35] N. ARBAB et al. « Thermal modeling and analysis of a double-stator switched reluctance motor ». In : *IEEE Trans. Energy Convers.* 30.3 (sept. 2015), p. 1209-1217. DOI : [10.1109/TEC.2015.2424400](https://doi.org/10.1109/TEC.2015.2424400).
- [36] S. INAMURA, T. SAKAI et K. SAWA. « A temperature rise analysis of switched reluctance motor due to the core and copper loss by FEM ». In : *IEEE Trans. Magn.* 39.3 (mai 2003), p. 1554-1557. DOI : [10.1109/TMAG.2003.810358](https://doi.org/10.1109/TMAG.2003.810358).
- [37] K. N. SRINIVAS et R. ARUMUGAM. « Analysis and characterization of switched reluctance motors : Part II—Flow, thermal, and vibration analyses ». In : *IEEE Trans. Magn.* 41.4 (avr. 2005), p. 1321-1332. DOI : [10.1109/TMAG.2004.843349](https://doi.org/10.1109/TMAG.2004.843349).
- [38] C. M. BEDNAR, J. R. MAYOR et S. A. SEMIDEY. « Parametric, self-segmenting steady state thermal estimation for switched reluctance machines ». In : *Proc. 7th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2014)* (juin 2014), p. 1-6. DOI : [10.1049/cp.2014.0405](https://doi.org/10.1049/cp.2014.0405).
- [39] S. LI et al. « A fast control-integrated and multiphysics-based multi-objective design optimization of switched reluctance machines ». In : *Proc. IEEE Energy Convers. Congr. and Expo. (ECCE), Cincinnati* (oct. 2017). DOI : [10.1109/ECCE.2017.8095857](https://doi.org/10.1109/ECCE.2017.8095857).
- [40] W. JIANG et T. M. JAHNS. « Coupled electromagnetic-thermal analysis of electric machines including transient operation based on finite-element techniques ». In : *IEEE Trans. Ind. Appl.* 51.2 (mars 2015), p. 1880-1889. DOI : [10.1109/ECCE.2013.6647283](https://doi.org/10.1109/ECCE.2013.6647283).
- [41] M. O. HAMITI. « Réduction des ondulations de couple d'une machine synchrone à réluctance variable : Approches par la structure et par la commande ». Thèse de doctorat. Université Henri Poincaré, Nancy, 2009.
- [42] H. SAHRAOUI, H. ZEROUG et H. A. TOLIYAT. « Switched Reluctance Motor Design Using Neural-Network Method with Static Finite-Element Simulation ». In : *IEEE Trans. Magn.* 43.12 (déc. 2007), p. 4089-4095. DOI : [10.1109/TMAG.2007.907990](https://doi.org/10.1109/TMAG.2007.907990).
- [43] F. SAHIN, H. B. ERTAN et K. LEBLEBICIOGLU. « Optimum geometry for torque ripple minimization of switched reluctance motors ». In : *IEEE Trans. Energy Convers.* 15.1 (mars 2000), p. 30-39. DOI : [10.1109/60.849113](https://doi.org/10.1109/60.849113).
- [44] A. VAGATI et al. « Design refinement of synchronous reluctance motors through finite-element analysis ». In : *IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 36, N° 4*, pp 1094–1102, 2000. 36.4 (juill. 2000), p. 1094-1102. DOI : [10.1109/28.855965](https://doi.org/10.1109/28.855965).
- [45] M.E. ZAÏM. « High-speed solid rotor synchronous reluctance machine design and optimization ». In : *IEEE Transactions on Magnetics* 45.3 (mars 2009), p. 1796-1799. DOI : [10.1109/TMAG.2009.2012824](https://doi.org/10.1109/TMAG.2009.2012824).

- [46] A. TOUNZI. « Contribution à la commande vectorielle de machines à réluctance variable. prise en compte de l'amortissement et de la saturation ». Thèse de doctorat. Institut National Polytechnique de Lorraine, 1993.
- [47] T. KOSAKA et N. MATSUI. « Some considerations on torque ripple suppression in reluctance motors ». In : *Electrical Engineering in Japan* 130.1 (oct. 2000), p. 118-128. DOI : [https://doi.org/10.1002/\(SICI\)1520-6416\(200001\)130:1%3C118::AID-EEJ14%3E3.0.CO;2-W](https://doi.org/10.1002/(SICI)1520-6416(200001)130:1%3C118::AID-EEJ14%3E3.0.CO;2-W).
- [48] J. H. CHOI et al. « The multi-object optimization of switched reluctance motor ». In : *Proc. IEEE Int. Conf. EMECS 4.4* (nov. 2003), p. 184-189.
- [49] A. K. SAHU, A. EMADI et B. BILGIN. « Noise and Vibration in Switched Reluctance Motors : A Review on Structural Materials, Vibration Dampers, Acoustic Impedance, and Noise Masking Methods ». In : *IEEE Access* 11 (mars 2023), p. 27702-27718. DOI : [10.1109/ACCESS.2023.3257124](https://doi.org/10.1109/ACCESS.2023.3257124).
- [50] J. LIANG et al. « Analytical calculation of temporal and circumferential orders of radial force density harmonics in external-rotor and internalrotor switched reluctance machines ». In : *IEEE Open J. Ind. Appl.* 2 (avr. 2021), p. 70-81. DOI : [10.1109/OJIA.2021.3071157](https://doi.org/10.1109/OJIA.2021.3071157).
- [51] A. D. CALLEGARO, B. BILGIN et A. EMADI. « Radial force shaping for acoustic noise reduction in switched reluctance machines ». In : *IEEE Trans. Power Electron.* 34.10 (oct. 2019), p. 9866-9878. DOI : [10.1109/TPEL.2019.2891050](https://doi.org/10.1109/TPEL.2019.2891050).
- [52] J. FURQANI et al. « Analytical and experimental verification of novel current waveforms for noise reduction in switched reluctance motor ». In : *Proc. IEEE Int. Electr. Mach. Drives Conf., San Diego, CA, USA* (mai 2019+), p. 576-583. DOI : [10.1109/IEMDC.2019.8785171](https://doi.org/10.1109/IEMDC.2019.8785171).
- [53] A. HOFMANN et al. « Direct instantaneous force control : A method to eliminate mode-0-borne noise in switched reluctance machines ». In : *Proc. Int. Electr. Mach. Drives Conf.* (mai 2013), p. 1009-1016. DOI : [10.1109/IEMDC.2013.6556220](https://doi.org/10.1109/IEMDC.2013.6556220).
- [54] M. DEEPAK, G. JANAKI et C. BHARATIRAJA. « Analysing low speed efficiency of switched reluctance motor material grade for electric vehicle ». In : *Science direct* 68.6 (2022), p. 1845-1852. DOI : [10.1016/j.matpr.2022.07.416](https://doi.org/10.1016/j.matpr.2022.07.416).
- [55] A. MICHAELIDES et C. POLLOCK. « Design and performance of a high efficiency 5-phase switched reluctance motor ». In : *Proc. 7th Int. Conf. Electrical Machines and Drives* (sept. 1995), p. 266-270. DOI : [10.1049/cp:19950876](https://doi.org/10.1049/cp:19950876).
- [56] T. HUSAIN et al. « Unified control for switched reluctance motors for wide speed operation ». In : *IEEE Trans Industrial Electronics* 66.5 (mai 2019), p. 3401-3411. DOI : [10.1109/TIE.2018.2849993](https://doi.org/10.1109/TIE.2018.2849993).

- [57] A. K. RANA et A. V. RAVITEJA. « A mathematical torque ripple minimization technique based on nonlinear modulating factor for switched reluctance motor drives ». In : *IEEE Trans Industrial Electronics* 69.2 (fév. 2022), p. 1356-1366. DOI : [10.1109/TIE.2021.3063871](https://doi.org/10.1109/TIE.2021.3063871).
- [58] M. S. RAHMAN et al. « Optimization and Characteristics Analysis of High Torque Density 12/8 Switched Reluctance Motor Using Metaheuristic Gray Wolf Optimization Algorithm ». In : *Energies* 14.7 (avr. 2021). DOI : [10.3390/en14072013](https://doi.org/10.3390/en14072013).
- [59] F. KUCUK et T. NAKAMURA. « Torque Density and Efficiency Improvement of a Switched Reluctance Motor via low-cost Permanent Magnets ». In : *XXIII International Conference on Electrical Machines (ICEM)* (oct. 2019), p. 2318-2322. DOI : [10.1109/ICELMACH.2018.8507091](https://doi.org/10.1109/ICELMACH.2018.8507091).
- [60] A. LABAK et N. C. KAR. « A novel five-phase pancake shaped switched reluctance motor for hybrid electric vehicles ». In : *2009 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference* (sept. 2009), p. 494-499. DOI : [10.1109/VPPC.2009.5289806](https://doi.org/10.1109/VPPC.2009.5289806).
- [61] T. YIFAN. « Switched reluctance motor with fractionally pitched windings and bipolar currents ». In : *Proc. 33rd IAS Annual Meeting 1* (oct. 1998), p. 351-358. DOI : [10.1109/IAS.1998.732317](https://doi.org/10.1109/IAS.1998.732317).
- [62] S. M. MAHMOUD, M. Z. EL-SHERIF et E. S. ABDEL-ALIEM. « Studying Different Types of Power Converters Fed Switched Reluctance Motor ». In : *International Journal of Electronics and Electrical Engineering* 1.4 (déc. 2013), p. 281-290. DOI : [10.12720/ijeee.1.4.281-290](https://doi.org/10.12720/ijeee.1.4.281-290).
- [63] J. L. STEVENS, J. S. SHAFFER et J. T. VANDENHAM. « The service life of large aluminum electrolytic capacitors : Effects of construction and application ». In : *IEEE Trans. Ind. Appl.* 38.5 (sept. 2002), p. 1441-1446. DOI : [10.1109/TIA.2002.802922](https://doi.org/10.1109/TIA.2002.802922).
- [64] D. ILEA. « Conception optimale des moteurs à réluctance variable à commutation électronique pour la traction des véhicules électriques légers ». Thèse de doctorat. École Centrale de Lille, 2011.
- [65] J. GU et al. « Multi Objective Optimization Design of Switched Reluctance Motor for Low Speed Electric Vehicles ». In : *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics* 23.4 (mai 2018), p. 1762-1774. DOI : [10.1109/TMECH.2018.2839619](https://doi.org/10.1109/TMECH.2018.2839619).
- [66] N. SCHOFIELD et al. « Design of a switched reluctance machine for extended speed operation ». In : *IEEE Trans. Ind. Appl.* 45.1 (jan. 2009), p. 116-122. DOI : [10.1109/TIA.2008.2009506](https://doi.org/10.1109/TIA.2008.2009506).
- [67] J. W. JIANG, B. BILGIN et A. EMADI. « Three-phase 24/16 switched reluctance machine for a hybrid electric powertrain ». In : *IEEE Trans. Transp. Electrification* 3.1 (mars 2017), p. 76-85. DOI : [10.1109/TTE.2017.2664778](https://doi.org/10.1109/TTE.2017.2664778).
- [68] T. IMAKAWA et al. « Characteristic measurements of switched reluctance motor on prototype electric vehicle ». In : *Proc. IEEE Int. Electri. Veh. Conf. (IEVC), Greenville* (mars 2012), p. 1-8. DOI : [10.1109/IEVC.2012.6183265](https://doi.org/10.1109/IEVC.2012.6183265).

- [69] K. TAKASE, H. GOTO et O. ICHINOKURA. « Design and experiment of double stator structure axial-flux SR motor for electric city commuters ». In : *Proc. Int. Conf. Electri. Mach. Syst. (ICEMS), Chiba, Japan* (nov. 2016), p. 1-6.
- [70] B. SARLIOGLU et C. T. MORRIS. « More electric aircraft : Review, challenges, and opportunities for commercial transport aircraft ». In : *IEEE Trans. Transp. Electrification*. 1.1 (juin 2015), p. 54-64. DOI : [10.1109/TTE.2015.2426499](https://doi.org/10.1109/TTE.2015.2426499).
- [71] R. KRISHNAN et al. « High reliability SRM drive system for aerospace applications ». In : *Proc. 29th Annual Conf. IEEE Ind. Electron. Soc. (IECON), Roanoke* (nov. 2003), p. 1110-1115. DOI : [10.1109/IECON.2003.1280202](https://doi.org/10.1109/IECON.2003.1280202).
- [72] S. R. MACMINN et J. W. SEMBER. « Control of a switched-reluctance aircraft engine starter-generator over a very wide speed range ». In : *Proc. Intersociety Energy Convers. Eng. Conf., Washington, DC 1* (août 1989), p. 631-638. DOI : [10.1109/IECEC.1989.74532](https://doi.org/10.1109/IECEC.1989.74532).
- [73] M. E. ELBULUK et M. D. KANKAM. « Potential starter/generator technology for future aerospace application ». In : *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine* 12.5 (août 2002), p. 24-31. DOI : [10.1109/62.587815](https://doi.org/10.1109/62.587815).
- [74] H. LE-HUY. « Modeling and simulation of a switched reluctance generator for aircraft power systems ». In : *Proc. Int. Conf. Electri. Syst. Aircraft, Railway, Ship Propuls. Road Vehicles (ESARS), Aachen, Germany* (mars 2015), p. 1-6. DOI : [10.1109/ESARS.2015.7101486](https://doi.org/10.1109/ESARS.2015.7101486).
- [75] V. VALDIVIA et al. « Behavioral modeling of a switched reluctance generator for aircraft power systems ». In : *IEEE Trans. Ind. Electron.* 61.6 (juin 2014), p. 2690-2699. DOI : [10.1109/TIE.2013.2276768](https://doi.org/10.1109/TIE.2013.2276768).
- [76] M. LAFOZ et al. « Design methodology of a high speed switched reluctance generator drive for aircrafts ». In : *Proc. Europe Conf. Power Electron. Appli (EPE ECCE Europe), Karlsruhe, Germany* (sept. 2016), p. 1-9. DOI : [10.1109/EPE.2016.7695549](https://doi.org/10.1109/EPE.2016.7695549).
- [77] V. IOSIF. « Conception et mise au point des bobines inorganiques pour des actionneurs électriques capables de travailler aux températures extrêmes ». Thèse de doctorat. Université d'Artois, 2016.
- [78] H. ELMADAH. « Machine synchro-réductante à haute température interne (500° C) ». Thèse de doctorat. Université de Lorraine, 2020.
- [79] M. A. MUELLER. « Design and performance of a 20 kW, 100 rpm, switched reluctance generator for a direct drive wind energy converter ». In : *Proc. IEEE Int. Conf. Electri. Machi. Drives (IEMDC), San Antonio* (mai 2005). DOI : [10.1109/IEMDC.2005.195701](https://doi.org/10.1109/IEMDC.2005.195701).
- [80] E. ECHENIQUE et al. « Sensorless control for a switched reluctance wind generator, based on current slopes and neural networks ». In : *IEEE Trans. Ind. Electron.* 56.3 (mars 2009), p. 817-825. DOI : [10.1109/TIE.2008.2005940](https://doi.org/10.1109/TIE.2008.2005940).

- [81] A. ARIFIN, I. AL-BAHADLY et S. C. MUKHOPADHYAY. « Performance analysis of a 12/8 and 12/16 switched reluctance machine in low and medium speed operations for wind energy applications ». In : *Proc. IEEE Int. Conf. Power Energy (PECon), Kota Kinabalu, Malaysia* (déc. 2012), p. 916-921. DOI : [10.1109/PECon.2012.6450348](https://doi.org/10.1109/PECon.2012.6450348).
- [82] M. A. RAHMAN, A. CHIBA et T. FUKAO. « Super high speed electrical machines - summary ». In : *Proc. IEEE Power Eng. Soc. Gener. Meeting (PES-GM), Denver* (juin 2004), p. 1272-1275. DOI : [10.1109/PES.2004.1373062](https://doi.org/10.1109/PES.2004.1373062).
- [83] J. DANG et al. « Practical considerations for the design and construction of a high-speed SRM with a flux-bridge rotor ». In : *IEEE Trans. Ind. Appl.* 51.6 (nov. 2015), p. 4515-4520. DOI : [10.1109/TIA.2015.2445813](https://doi.org/10.1109/TIA.2015.2445813).
- [84] J. L. S. NETO et al. « Experimental validation of a dynamic model of a SRM used in superconducting bearing flywheel energy storage system ». In : *Proc. IEEE Int. Symp. Ind. Electron. (ISIE), Montreal, QC, Canada* (juill. 2006), p. 2492-2497. DOI : [10.1109/ISIE.2006.295964](https://doi.org/10.1109/ISIE.2006.295964).
- [85] Y. CHEN et al. « Switched reluctance generation control over wide speed range applied to flywheel energy storage system ». In : *Proc. Int. Conf. Elect. Mach. Syst. (ICEMS), Beijing, China* (août 2011), p. 1-5. DOI : [10.1109/ICEMS.2011.6073920](https://doi.org/10.1109/ICEMS.2011.6073920).
- [86] C. M. LIAW et al. « Development and operation control of a switched-reluctance motor driven flywheel ». In : *IEEE Trans. Power Electron.* 34.1 (mars 2018), p. 526-537. DOI : [10.1109/TPEL.2018.2814790](https://doi.org/10.1109/TPEL.2018.2814790).
- [87] O. ZIENKIEWITCZ et R. L. TAYLOR. *The finite element method : The basis*. Butterworth-Heinemann, 2002.
- [88] D. MEEKER. *Finite Element Method Magnetics*. Consulté le 22 juillet 2025. 1998. URL : <https://www.femm.info/wiki/davidmeeker>.
- [89] E. HOANG. « Étude, modélisation et mesure des pertes magnétiques dans les moteurs à réluctance variable à double saillance ». Thèse de doctorat. ENS Cachan, 1995.
- [90] F. P. INCROPERA, D. P. DEWITT et T. L. BERGMAN. *Introduction to heat transfer*. John Wiley & Sons, New York, 2007.
- [91] J. H. LIENHARD. *A Heat Transfer Textbook*. Massachusetts Institute of Technology, 2024. URL : <https://ahtt.mit.edu/>.
- [92] M. L. HOSAIN et R. BEL FDHILA. « Air-Gap Heat Transfer in Rotating Electrical Machines : A Parametric Study ». In : *9th International Conference on Applied Energy, ICAE2017* 142 (août 2017), p. 4176-4181. DOI : <https://doi.org/10.1016/j.egypro.2017.12.343>.
- [93] D. A. STATON et A. CAVAGNINO. « Convection Heat Transfer and Flow Calculations Suitable for Electric Machines Thermal Models ». In : *IEEE trans. on industrial electronics* 55.10 (oct. 2008), p. 3509-3516. DOI : [10.1109/TIE.2008.922604](https://doi.org/10.1109/TIE.2008.922604).

- [94] T. HAYASE, J. A. C. HUMPHREY et R. GREIF. « Numerical Calculation of Convective Heat Transfer Between Rotating Coaxial Cylinders With Periodically Embedded Cavities ». In : *Journal of Heat Transfer* 114.3 (août 1992), p. 589-597. DOI : [10.1115/1.2911322](https://doi.org/10.1115/1.2911322).
- [95] M. BOUAFIA et al. « Analyse expérimentale des transferts de chaleur en espace annulaire étroit et rainuré avec cylindre intérieur tournant ». In : *International Journal of Heat and Mass Transfer* 41.10 (mai 1998), p. 1279-91. DOI : [10.1016/S0017-9310\(97\)00317-7](https://doi.org/10.1016/S0017-9310(97)00317-7).
- [96] M. D. NOH et al. « Modeling and Validation of High-Temperature Electromagnetic Actuator ». In : *IEEE Trans. Mag.* 51.11 (nov. 2015). DOI : [10.1109/TMAG.2015.2450364](https://doi.org/10.1109/TMAG.2015.2450364).
- [97] I. LAMGHARI-JAMAL et al. « A Magneto-Thermal Study of a High-Speed Synchronous Reluctance Machine ». In : *IEEE Trans. Mag.* 42.4 (avr. 2006), p. 1271-1274. DOI : [10.1109/TMAG.2006.871956](https://doi.org/10.1109/TMAG.2006.871956).
- [98] Y. HUANG et al. « Thermal Characteristics Analysis of Single-Winding Bearingless Switched Reluctance Motor ». In : *Progress In Electromagnetics Research M* 86 (jan. 2019), p. 59-69. DOI : [10.2528/PIERM19072305](https://doi.org/10.2528/PIERM19072305).
- [99] Y. SUN et al. « Thermal Characteristics of Switched Reluctance Motor under Different Working Conditions ». In : *Progress In Electromagnetics Research M* 74 (jan. 2018), p. 11-23. DOI : [10.2528/PIERM18071301](https://doi.org/10.2528/PIERM18071301).
- [100] M. BROUSSEAU. *Physique du solide. Propriétés électroniques*. Masson, 1992.
- [101] J. P. PÉREZ, R. CARLES et R. FLECKINGER. *Électromagnétisme fondements et applications*. Dunod, 2001.
- [102] K. ALITOCHE et al. « Contribution to the Magneto-Thermal Modeling of SRM Operating at High Temperatures ». In : *European Journal of Electrical Engineering* 23.2 (avr. 2021), p. 143-147. DOI : [10.18280/ejee.230208](https://doi.org/10.18280/ejee.230208).
- [103] Y. QUÉRÉ. *Physique des matériaux*. Editions Marketing, 1989.
- [104] A. E. FITZGERALD, C. KINGSLEY et S. UMANS. *Electric Machinery*. McGraw-Hill, 2005.
- [105] H MENANA et al. « Weak Magneto-Thermal Coupling for Modeling of a Reluctance Motor Working at High Temperature ». In : *20th International Symposium on Electromagnetic Fields in Mechatronics* (sept. 2021).
- [106] K ALITOCHE et al. « Modélisation magnétothermique d'une MRV opérant dans un environnement thermique contraint ». In : *Symposium de Génie Electrique, SGE 2020* (juill. 2021).
- [107] P. K. VONG et D. RODGER. « Coupled Electromagnetic-Thermal Modeling of Electrical Machines ». In : *IEEE trans. on magnetics* 39.3 (mai 2003), p. 1614-1617. DOI : [10.1109/TMAG.2003.810420](https://doi.org/10.1109/TMAG.2003.810420).

- [108] A. ADOUNI et A. J. M. CARDOSO. « Thermal Analysis of Synchronous Reluctance Machines–A Review ». In : *Electric Power Components and Systems* 47.6-7 (avr. 2019), p. 471-485. DOI : [10.1080/15325008.2019.1602688](https://doi.org/10.1080/15325008.2019.1602688).

Résumé

Ce travail s'inscrit dans le cadre du développement de modèles multiphysiques pour une meilleure compréhension et optimisation des machines électriques. L'étude se concentre sur une MRV à double saillance, souvent sollicitée dans des environnements thermiquement contraignants. Après une revue approfondie des atouts et des limites des MRV, le travail propose successivement une modélisation électromagnétique et une modélisation thermique 2D de la machine à l'aide du logiciel **FEMM**. L'originalité réside dans l'élaboration d'un modèle couplé magnétothermique simplifié et rapide, prenant en compte les non-linéarités des matériaux ainsi que l'interdépendance entre les phénomènes thermiques et électromagnétiques. Ce modèle permet d'identifier les zones critiques comme les points chauds dans les enroulements et d'envisager des stratégies de refroidissement et d'optimisation. L'ensemble des résultats obtenus met en évidence la robustesse de la MRV à haute température et ouvre des perspectives intéressantes, notamment dans les domaines de l'électromobilité et de l'aéronautique.

Mots clés : Modélisation magnétothermique, fonctionnement à haute température, non-linéarités magnétiques et thermiques, machine à réluctance variable (MRV), méthode des éléments finis (MEF).

Abstract

This work is part of the development of multiphysics models aimed at improving the understanding and optimization of electrical machines. The study focuses on a double-salient switched reluctance machine (SRM), often used in thermally demanding environments. Following a thorough review of the advantages and limitations of SRMs, the work successively presents a 2D electromagnetic and thermal modeling of the machine using the **FEMM** software. The originality of the study lies in the development of a simplified and fast magneto-thermal coupled model, which accounts for the nonlinearities of materials as well as the interdependence between thermal and electromagnetic phenomena. This model enables the identification of critical zones, such as hot spots in the windings, and helps in devising appropriate cooling and optimization strategies. The overall results highlight the robustness of the SRM under high-temperature conditions and open up promising prospects, particularly in the fields of electromobility and aerospace.

Keywords : Magneto-thermal modeling, high-temperature operation, magnetic and thermal nonlinearities, switched reluctance machine (SRM), finite element method (FEM).

الملخص

يهدف هذا العمل إلى تطوير نماذج متعددة الفيزياء من أجل تحسين فهم وأداء الآلات الكهربائية. وقد تم التركيز على آلة الممانعة المتبدلة ذات البروز المزدوج (SRM) المستعملة في البيئات ذات المتطلبات الحرارية العالية. بعد عرض مزايا وقيود هذا النوع من الآلات، تم إنجاز نمذجة كهرومغناطيسية وحرارية ثنائية الأبعاد باستعمال برنامج **FEMM**، ثم اقترح نموذج مغناطو-حراري مبسط وسريع يأخذ في الحسبان لاختية المواد والترابط المتبادل بين الظواهر الحرارية والكهرومغناطيسية. يسمح هذا النموذج بتحديد المناطق الحرجة مثل النقاط الساخنة في الملفات، ويساهم في اقتراح استراتيجيات فعالة للتبريد والتحسين. وتبين النتائج متانة آلة الممانعة المتبدلة في ظروف التشغيل بدرجات الحرارة المرتفعة، مما يفتح آفاقاً واعدة خاصة في مجالي النقل الكهربائي والفضاء. الكلمات المفتاحية: النمذجة المغناطو-الحرارية، التشغيل في درجات الحرارة العالية، الملاحظات المغناطيسية والحرارية، آلة الممانعة المتبدلة، (SRM) طريقة العناصر المحدودة (FEM).