



HAL
open science

Contribution à la modélisation mécanique et thermique d'une machine synchronélectrique pour une application véhicule

Iman Kleilat-Iaaly

► **To cite this version:**

Iman Kleilat-Iaaly. Contribution à la modélisation mécanique et thermique d'une machine synchronélectrique pour une application véhicule. Energie électrique. Université de Technologie de Compiègne; Université Libanaise, 2021. Français. NNT : 2021COMP2641 . tel-03644155

HAL Id: tel-03644155

<https://theses.hal.science/tel-03644155>

Submitted on 18 Apr 2022

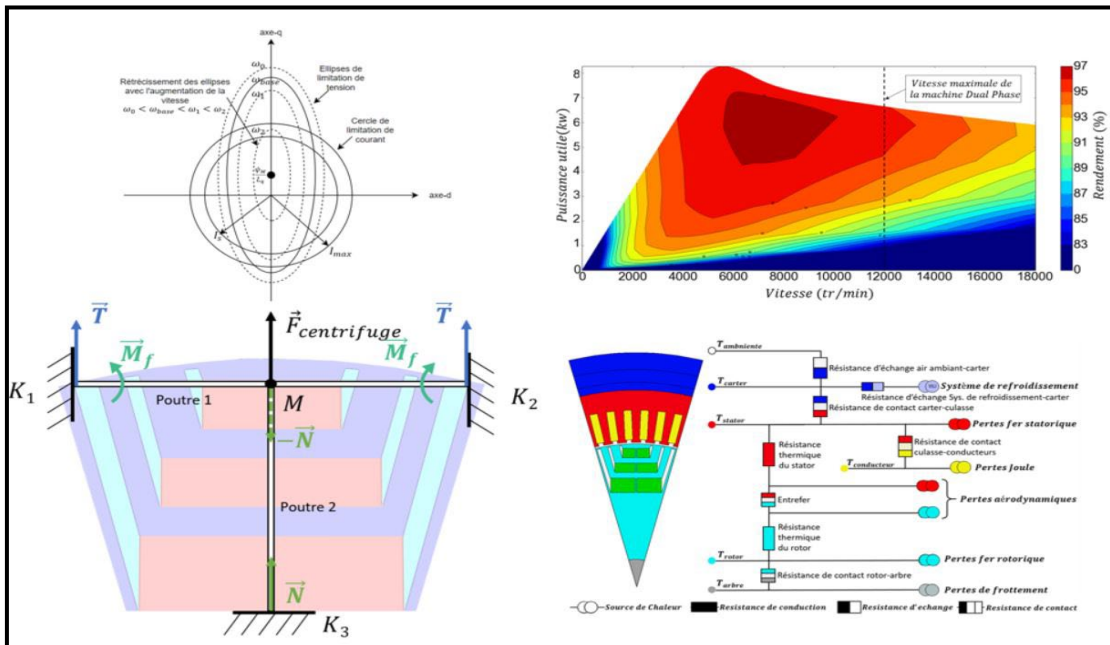
HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

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

Par Iman KLEILAT IAALY

Contribution à la modélisation mécanique et thermique d'une machine synchronreluctante pour une application véhicule

Thèse présentée en cotutelle pour l'obtention du grade de Docteur de l'UTC



Soutenue le 7 décembre 2021
Spécialité : Génie Électrique : Unité de recherche en Mécanique - Laboratoire Roberval (FRE UTC - CNRS 2012)
D2641

THESE
PRESENTEE POUR L'OBTENTION DU TITRE DE
DOCTEUR DE L'UNIVERSITE DE TECHNOLOGIE DE COMPIEGNE ET DE L'UNIVERSITE LIBANAISE

Spécialité : Génie Électrique

Contribution à la modélisation mécanique et thermique d'une machine synchronoréductante pour une application véhicule

Iman KLEILAT IAALY

Soutenue le 07/12/2021 devant un jury composé de :

M. Mohamed Machmoum , <i>Professeur à l'Université De Nantes</i>	Rapporteur
M. Ragi Ghosn , <i>Professeur à l'Université Saint-Joseph de Beyrouth</i>	Rapporteur
M. Mohamed Khémis Gabsi , <i>Professeur à Ens Paris-Saclay</i>	Examineur
M. Mohamad Ali , <i>Maître de Conférences à Beirut Arab University</i>	Examineur
M. Guy Friedrich , <i>Professeur à l'UTC</i>	Directeur
M. Nazih Moubayed , <i>Professeur à l'Université Libanaise</i>	Directeur
Mme Khadija El Kadri Benkara , <i>Ingénieur De Recherche à l'UTC</i>	Co-directeur
M. Rabih Dib , <i>Maître de Conférences à l'Université Libanaise</i>	Co-directeur
M. Stéphane Vivier , <i>Maître de Conférences à l'UTC</i>	Invité

RESUME

Dans le cadre d'applications des véhicules électriques et hybrides, le développement des machines électriques à bas coût trouve tout son sens. La machine synchronoréductante à barrières de flux se révèle être une alternative viable pour des applications de traction, notamment automobile, en remplacement des machines à aimants permanents.

Les contraintes mécaniques et thermiques jouent un rôle important dans la conception des machines synchronoréductantes. Le comportement mécanique affecte la puissance massique de la machine en limitant sa vitesse de rotation. Le comportement thermique affecte les performances de la machine en termes de couple massique en limitant la densité de courant admissible.

Les travaux proposés dans cette thèse consistent à élaborer un modèle multi-physique de la machine synchronoréductante avec un regard particulier sur les aspects mécaniques et thermiques. Une partie importante des travaux comporte une validation expérimentale des modèles proposés. Cette validation utilise un prototype de la machine synchronoréductante et des moyens d'essais disponibles au laboratoire.

Mots clés : machine synchronoréductante, modélisation multi-physique, modèle électromagnétique, modèle mécanique, modèle thermique, puissance massique, vitesse de rotation, densité de courant, simulation, essais expérimentaux

ABSTRACT

In the context of electric and hybrid vehicle applications, the development of low-cost electric machines makes sense. The flux barrier synchronous reluctance motor is proving to be a viable alternative for traction applications, especially automotive, replacing permanent magnet machines.

Mechanical and thermal constraints play an essential role in the design of synchronous reluctance motors. The mechanical behavior affects the power density of the machine by limiting its rotational speed. The thermal behavior affects the performance of the machine in terms of torque density by limiting the allowable current density.

The work proposed in this thesis consists in developing a multi-physical model of the synchronous reluctance motor with a particular focus on mechanical and thermal aspects. An important part of the work includes an experimental validation of the proposed models. This validation uses a prototype of the synchronous reluctance motor and test facilities available in the laboratory.

Key words: synchronous reluctance motor, multi-physical modeling, electromagnetic model, mechanical model, thermal model, power density, rotational speed, current density, simulation, experimental tests

REMERCIEMENT

Les travaux de cette thèse ont été menés en collaboration entre l'université Libanaise et le laboratoire Roberval de l'université de Technologie de Compiègne.

Je tiens à remercier le programme ESSENCYELE au sein duquel cette thèse s'intègre et la société VALEO pour la réalisation du prototype de la machine étudiée. Je remercie aussi la région Hauts de France pour le demi financement du projet, et l'université Libanaise pour le deuxième demi financement.

Je remercie chaleureusement mes directeurs de thèse, Monsieur Guy Friedrich et Monsieur Nazih Moubayed pour toute leur aide. Je suis ravie d'avoir travaillé en leur compagnie car outre leur appui scientifique, ils ont toujours été là pour me soutenir et me conseiller au cours de l'élaboration de cette thèse.

Je remercie également mes encadrants, Madame Khadija El Kadri Benkara et Monsieur Rabih Dib pour leurs précieux conseils, leur soutien continu et leur patience pendant mes études de doctorat. Leurs immenses connaissances et leur riche expérience m'ont encouragé tout au long de ma thèse.

J'adresse tous mes remerciements à Monsieur Mohamed Machmoum, Professeur à l'Université de De Nantes, ainsi qu'à Monsieur Ragi Ghosn, Professeur à l'Université Saint-Joseph de Beyrouth, pour l'honneur qu'ils m'ont fait en acceptant d'être rapporteurs de cette thèse.

Je remercie également Monsieur Mohamed Khémis Gabsi, professeur à Ens Paris-Saclay, ainsi que Monsieur Mohamad Ali, maître de Conférences à Beirut Arab University pour l'honneur qu'ils m'ont fait d'être les examinateurs dans mon jury de thèse.

Je tiens à remercier Monsieur Stéphane Vivier pour avoir accepté de participer à mon jury de thèse et pour sa participation scientifique ainsi que le temps qu'il a consacré à ma thèse. Je le remercie pour toutes nos discussions et ses conseils qui m'ont toujours accompagné.

Je remercie l'ensemble des membres de l'équipe M2EI du laboratoire Roberval : mes collègues de bureau, les doctorants et l'ensemble des personnels et plus spécifiquement Caroline et Loïc pour avoir simplifié tant de fois la vie administrative et technique durant ma thèse.

Je remercie les membres des écoles doctorale à l'UTC et à l'université libanaise : Madame Christine Prelle, Madame Julie Jarek, Monsieur Mohamad Khalil et Madame Jana El Hajj.

Je tiens à remercier mes amis, les compiégnais, pour le temps précieux passé ensemble au cours des dernières années.

Je tiens à exprimer ma gratitude à mes parents, mes grands-parents, mes frères, mes sœurs, mes tantes, mes oncles et mon mari. Sans leur immense compréhension et leurs encouragements au cours des dernières années, il me serait impossible de terminer cette thèse.

Enfin, je dédie ce travail à ma fille Bella Sahar et à la mémoire de mon grand-père maternel.

TABLE DES MATIERES

Résumé.....	3
Abstract.....	3
Remerciement.....	4
Introduction	11
Chapitre 1 : Contexte et problématique.....	15
1.1 Introduction	17
1.2 Machines à aimants permanents terres rares.....	17
1.3 Machines envisageables	19
1.3.1 Machine à courant continu	19
1.3.2 Machine asynchrone	20
1.3.3 Machine synchrone à rotor bobiné	21
1.3.4 Machine synchronoréductante.....	23
1.3.5 Comparaison entre les machines envisageables.....	25
1.4 Puissance massique élevée	25
1.4.1 Augmentation de la vitesse :	26
1.4.2 Augmentation des densités linéiques des courants :	28
1.5 Optimisation multi physique.....	28
1.6 Conclusion	29
Chapitre 2 : Caractérisation de la machine synchronoréductante.....	33
2.1 Introduction	36
2.1.1 Problématique.....	36
2.1.2 Conception optimale.....	38
2.2 Géométries des machines envisagées	39
2.2.1 Machine synchronoréductante assistée d'aimants ferrites	39
2.2.2 Machine synchronoréductante Dual phase.....	40
2.2.3 Stator des machines synchronoréductantes	41
2.2.4 Bobinage.....	43
2.3 Matériaux magnétiques	44
2.3.1 Fer doux.....	44
2.3.2 Dual phase.....	45
2.3.3 Ferrites.....	46
2.4 Commande optimale	47
2.4.1 Définition des principales notations	47
2.4.2 Hypothèses simplificatrices	48
2.4.3 Notion de vecteur d'espace	48
2.4.4 Avantages du concept de vecteur d'espace	50

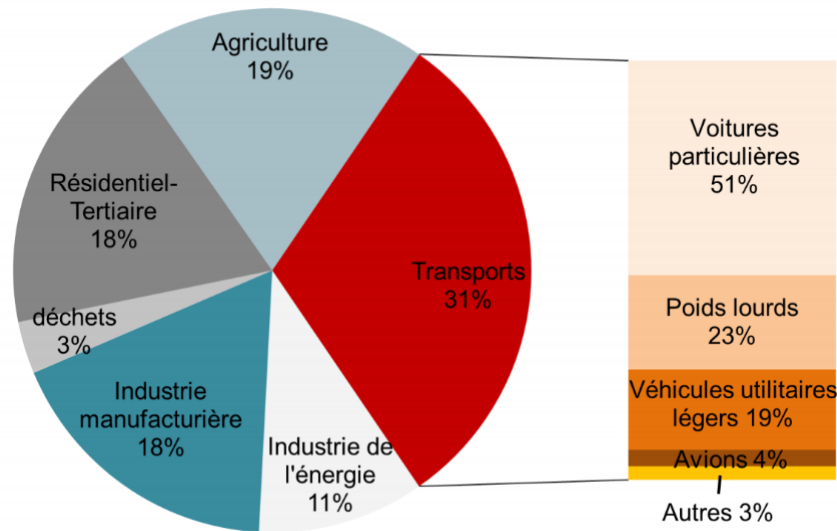
2.4.5	Transformation de Park.....	50
2.4.6	Equations de la machine – Equations de Park	50
2.4.7	Représentation graphique des limites de fonctionnement et des modes de pilotage	52
2.4.8	Stratégies de contrôle	55
2.5	Modélisation de la machine	55
2.6	Comparaison entre la machine assistée et la machine Dual phase	57
2.6.1	Alimentation	57
2.6.2	Performances.....	57
2.6.3	Résultats	57
2.7	Validation expérimentale	60
2.7.1	Résistance des enroulements	60
2.7.2	Tension à vide.....	61
2.7.3	Couple maximal	63
2.8	Conclusion	73
Chapitre 3 : Modélisation mécanique		76
3.1	Introduction	79
3.2	Etat de l’art.....	79
3.3	Analyse de la tenue du rotor.....	80
3.4	Rappel sur la résistance des matériaux.....	83
3.4.1	Hypothèses en mécanique des structures.....	83
3.4.2	Définition d’une poutre	84
3.4.3	Quelques sollicitations usuelles.....	84
3.4.4	Efforts et conditions de liaisons	86
3.5	Méthode de la théorie des poutres	87
3.5.1	Représentation mécanique des régions critiques	87
3.5.2	Type de liaisons	87
3.5.3	Forces principales et point d’application	88
3.5.4	Contraintes mécaniques.....	88
3.5.5	Facteur de concentration des contraintes.....	91
3.6	Modèle numérique par éléments finis	93
3.6.1	Géométrie, maillage et conditions de contact	93
3.6.2	Résultats numériques.....	94
3.7	Modèle analytique renforcé	100
3.7.1	Systèmes isostatiques.....	102
3.7.2	Systèmes hyperstatiques	104
3.7.3	Résolution du système mécanique du rotor.....	109
3.7.4	Facteur de concentration des contraintes analytiques	111

3.7.5	Résultats	114
3.8	Exploitation du modèle mécanique.....	117
3.8.1	Vitesse maximale du prototype	117
3.8.2	Optimisation des ponts magnétiques.....	118
3.9	Validation expérimentale	119
3.10	Conclusion	122
Chapitre 4 : Caractérisation thermique.....		125
4.1	Introduction	128
4.2	Sources de chaleur dans la machine synchronreluctante.....	128
4.2.1	Pertes par effet Joule	128
4.2.2	Pertes fer	130
4.2.3	Pertes mécaniques	131
4.3	Problématique	131
4.4	Choix des technologies innovantes	131
4.4.1	Bobinage à épingle	131
4.4.2	Refroidissement par circulation de fluide.....	133
4.5	Modélisation thermique	135
4.5.1	Méthode de modélisation	135
4.5.2	Généralités de la méthode nodale.....	135
4.6	Lois de transfert de chaleur dans une machine électrique.....	136
4.6.1	La conduction.....	136
4.6.2	La convection.....	136
4.6.3	Le rayonnement	137
4.7	Calcul des paramètres thermiques	137
4.7.1	Résistances thermiques	137
4.7.2	Capacités thermiques.....	138
4.8	Modèle thermique de la machine synchroreluctante assistée.....	139
4.8.1	Discrétisation de la machine.....	139
4.8.2	Détermination des échanges thermiques entre les zones	139
4.8.3	Développement du circuit nodal	140
4.9	Résultats de simulations numériques	142
4.9.1	Régime permanent.....	142
4.9.2	Régime transitoire	142
4.10	Exploitation du modèle thermique	144
4.11	Validation expérimentale	147
4.11.1	Environnement des essais	147
4.11.2	Description des essais réalisés	148

4.11.3	Résultat de validation	148
4.12	Conclusion	153
	Conclusion et perspectives.....	157
	Annexes	160
	Annexe A : Calcul des pertes mécaniques.....	160
	Annexe B : Méthode d'anneau équivalent.....	161
	Annexe C : Calcul des intégrales des moments de flexion	162

INTRODUCTION

Au cours de ces dernières années, la concentration de CO₂ dans l'atmosphère a augmenté à un rythme assez rapide. Le secteur des transports demeure responsable de 31% des émissions de ce gaz à effet de serre selon le Bilan annuel des transports en 2019 [1].



Le transport, secteur qui contribue le plus aux émissions de gaz à effet de serre [1]

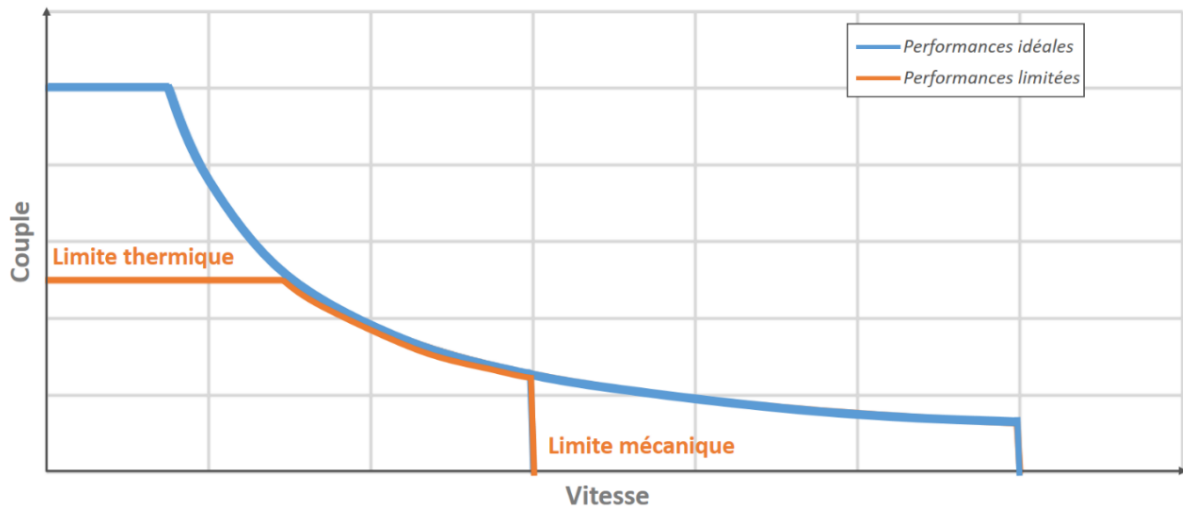
Compte tenu de la forte contribution du secteur des transports au réchauffement climatique, les objectifs à moyen terme seront de proposer de plus en plus de véhicules « bas carbone ». Malgré leur présence sur le marché, les familles n'osent pas adopter les véhicules hybrides et électriques à cause de leur coût élevé et les ventes de voitures équipées d'un moteur à combustible fossile demeurent majoritaires [2].

En effet, les machines électriques principalement utilisées pour l'hybridation sont les machines à aimants permanents terres rares. Elles possèdent des atouts importants sur l'axe des performances (puissance, couple et rendement), mais leur principal inconvénient est le prix élevé des terres rares ainsi que la forte variation de leur coût dans le temps [3]. Pour faire face à ce problème, le développement des machines électriques à bas coût trouve tout son sens [4].

Dans ce contexte, un nombre significatif d'études ont montré que la machine synchronélectrique semble être un bon choix. Cette machine se révèle être une alternative viable pour des applications de traction, notamment automobile, en remplacement des machines à aimants permanents de type terres rares [5] - [8].

La recherche d'une machine synchronélectrique compacte impose d'assurer d'une part une vitesse de rotation élevée pour augmenter sa puissance massique et d'autre part une densité de courant élevée pour augmenter son couple massique [9], [10].

Cependant, le comportement mécanique (à grande vitesse) et thermique (à courant élevé) affecte d'une façon significative les performances de la machine et réduit d'une manière contraignante son espace de fonctionnement [11], [12].



Les limites multi physiques réduisent l'espace de fonctionnement de la machine

Ainsi, pour répondre à cette problématique, les travaux de cette thèse, présentés en quatre chapitres, consistent à élaborer un modèle multi physique avec un regard plus particulier sur les aspects mécaniques et thermiques de la machine synchronreluctante.

Le premier chapitre résume le contexte et la problématique de la thèse. Nous examinons les différentes solutions, déjà existantes de structures de machines sans aimants terres rares pouvant remplacer les machines à aimants permanents dans les chaînes de traction. Nous justifions le choix de la machine synchronreluctante en abordant son mode de fonctionnement qui nous amène à des performances équivalentes à celles des machines à aimants permanents. Nous faisons le point sur les contraintes multi physiques à respecter durant le processus de dimensionnement de ce type des machines.

Le deuxième chapitre présente une **étude électromagnétique** de la machine synchronreluctante. Nous rappelons tout d'abord la théorie de base de cette machine et ses modes de fonctionnement. Nous proposons une stratégie de contrôle de la machine, puis nous l'appliquons à deux types de machine synchronreluctante de même architecture mais utilisant différents types de matériaux : machine synchronreluctante assistée d'aimant ferrite et machine synchronreluctante à base du matériau Dual phase. Nous procédons ensuite à la comparaison des performances des deux machines.

Le troisième chapitre présente une **étude mécanique** de la machine synchronreluctante. Nous développons un modèle mécanique rapide et facile à intégrer dans la boucle d'optimisation globale de dimensionnement de la machine. Nous validons ensuite le modèle proposé par les calculs en éléments finis. L'ensemble des calculs sera appliqué sur le prototype de la machine synchronreluctante assistée d'aimants. Le but final sera de prévoir la vitesse maximale sur laquelle nous sommes capables de faire tourner le prototype.

Le quatrième chapitre présente une **étude thermique** de la machine synchronreluctante. Nous discutons tout d'abord les différentes pertes dans la machine. Ensuite, nous nous intéressons au comportement thermique des machines utilisant dans leur structure statorique, les conducteurs à épingles et le refroidissement par circulation de fluide. Nous étudions l'impact de ces deux innovations sur les performances de la machine. Le but final sera de prévoir la densité de courant maximale avec laquelle nous sommes capables d'alimenter le prototype.

Dans chacun des chapitres 2, 3 et 4, nous présentons une étude expérimentale visant à valider les modèles multi physiques développés. Notre but final est de construire un prototype virtuel validé par les essais expérimentaux. On parle donc d'un jumeau numérique de la machine synchronoréductante.

Finalement, nous récapitulons nos principaux résultats dans une conclusion générale, et nous présentons les perspectives envisagées.

Il est à noter que cette étude est issue d'une collaboration entre l'université Libanaise et l'université de technologie de Compiègne dans le cadre d'une convention de cotutelle entre les deux établissements.

L'ensemble des travaux s'intègre au sein du projet ESSENCYELE (moteur ESSENCE injection directe hYbride Electrique abordabLE), qui vise à créer une synergie de compétences au niveau national afin de proposer des solutions de voitures plus « propres » et à des prix abordables. Il consiste, grâce à une approche innovante et globale à associer un moteur thermique essence à haut rendement et une chaîne de traction électrique de type mild-hybrid basse tension.

Les essais expérimentaux sont effectués sur un prototype spécifique de la machine synchronoréductante réalisé par la société VALEO mais sont couverts par des contraintes de confidentialité.

Références

- [1] SARRON C, BAUDE M, LE MOULLEC A, JALUZOT L, BRASSEUR MF. BILAN ANNUEL DES TRANSPORTS EN 2019: LES EXTERNALITES.
- [2] BOILARD M., CONFAIS E., VÉHICULE ÉLECTRIQUE: CE QU'ATTENDENT LES CLIENTS FRANÇAIS. OLIVIER WYMAN. 2019.
- [3] CHARLES N, TUDURI J, LEFEBVRE G, POURRET O, GAILLARD F, GOODENOUGH K. RESSOURCES EN TERRES RARES DE L'EUROPE ET DU GROENLAND: UN POTENTIEL MINIER REMARQUABLE MAIS TABOU?. 2021.
- [4] LIU C. DIMENSIONNEMENTS ET COMPARAISONS DE CONVERTISSEURS ELECTROMECHANQUES A BAS COUT ET A GRANDE DISPONIBILITE POUR VEHICULES ELECTRIQUES (DOCTORAL DISSERTATION, UNIVERSITE PARIS-SACLAY). 2016.
- [5] RAMINOSOA T. OPTIMISATION DES PERFORMANCES DES MACHINES SYNCHRO-RELUCTANTES PAR RESEAUX DE PERMEANCES (DOCTORAL DISSERTATION, INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE LORRAINE-INPL). 2006.
- [6] MILLER TJ, HUTTON A, COSSAR C, STATON DA. DESIGN OF A SYNCHRONOUS RELUCTANCE MOTOR DRIVE. IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS. 1991 JUL;27(4):741-9.
- [7] KIM KC, AHN JS, WON SH, HONG JP, LEE J. A STUDY ON THE OPTIMAL DESIGN OF SYNRM FOR THE HIGH TORQUE AND POWER FACTOR. IEEE TRANSACTIONS ON MAGNETICS. 2007 MAY 21;43(6):2543-5.
- [8] LIPO TA. SYNCHRONOUS RELUCTANCE MACHINES-A VIABLE ALTERNATIVE FOR AC DRIVES? ELECTRIC MACHINES AND POWER SYSTEMS. 1991 Nov 1;19(6):659-71.
- [9] HAGE-HASSAN M. METHODOLOGIES DE CONCEPTION OPTIMALE DE SYSTEMES DE CONVERSION ELECTROMECHANIQUE (DOCTORAL DISSERTATION, UNIVERSITE PARIS SUD (PARIS 11)). 2014.
- [10] ILEA D. CONCEPTION OPTIMALE DES MOTEURS A RELUCTANCE VARIABLE A COMMUTATION ELECTRONIQUE POUR LA TRACTION DES VEHICULES ELECTRIQUES LEGERS (DOCTORAL DISSERTATION, ECOLE CENTRALE DE LILLE). 2011.
- [11] BRACIKOWSKI N. MODELISATION MULTI-PHYSIQUE PAR MODELES A CONSTANTES LOCALISEES; APPLICATION A UNE MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS EN VUE DE SON DIMENSIONNEMENT (DOCTORAL DISSERTATION, ECOLE CENTRALE DE LILLE). 2012.
- [12] BENLAMINE R. ETUDE ET REALISATION D'UNE MACHINE ELECTRIQUE A FORTE DENSITE DE COUPLE ET FORT RAPPORT DE SUR-COUPLE POUR DES APPLICATIONS DE TRACTION AUTOMOBILE (DOCTORAL DISSERTATION, UNIVERSITE DE FRANCHE-COMTE). 2015.

Chapitre 1 : CONTEXTE ET PROBLEMATIQUE

NOMENCLATURE

σ_T	Pression magnétique tangentielle moyenne	Pa
Ω	Vitesse de rotation	$rad\ s^{-1}$
A_L	Densité linéique efficace de courant	$A\ m^{-1}$
B_e	Valeur moyenne de l'induction dans l'entrefer	T
C_{em}	Couple électromagnétique	Nm
L	Longueur active du moteur	m
P_{em}	Puissance électromagnétique	W
R	Rayon d'entrefer	m

ABREVIATIONS

WLTC	Worldwide harmonized Light vehicles Test Cycles
WLTP	Worldwide harmonized Light vehicles Test Procedures

1.1 INTRODUCTION

Dans ce chapitre, nous discutons du positionnement des machines à aimants permanents dans le domaine d'hybridation des véhicules à faible coût. Ensuite, nous examinons les différentes solutions possibles de structures de machines sans aimants terres rares pouvant remplacer les machines à aimants permanents. Nous justifions le choix de la machine synchronoréductante en abordant son mode de fonctionnement pouvant donner des performances équivalentes de celles des machines à aimants permanents. Enfin nous faisons un état de l'art sur les méthodes de dimensionnement optimal pouvant traiter la modélisation multi physique de la machine synchronoréductante.

1.2 MACHINES A AIMANTS PERMANENTS TERRES RARES

Les machines à aimants permanents terres rares, sont largement utilisées dans la construction des véhicules hybrides. Elles possèdent des atouts importants sur l'axe des performances. En effet, les matériaux terres rares utilisés contribuent directement à la création du couple électromagnétique garantissant ainsi un rendement élevé de la machine.

Toyota Prius 2004 et 2010, BMW i3 et i8, Nissan Leaf 2012, Toyota Camry 2007, Lexus 2008, Honda Accord 2014, sont des exemples des véhicules hybrides et électriques déjà commercialisés utilisant des machines à aimants permanents [1], [2].

Cependant, le principal inconvénient des machines à aimants permanents, est le prix élevé des terres rares utilisées dans leur construction et la forte variation de leur coût dans le temps (Figure 1.1) [3].

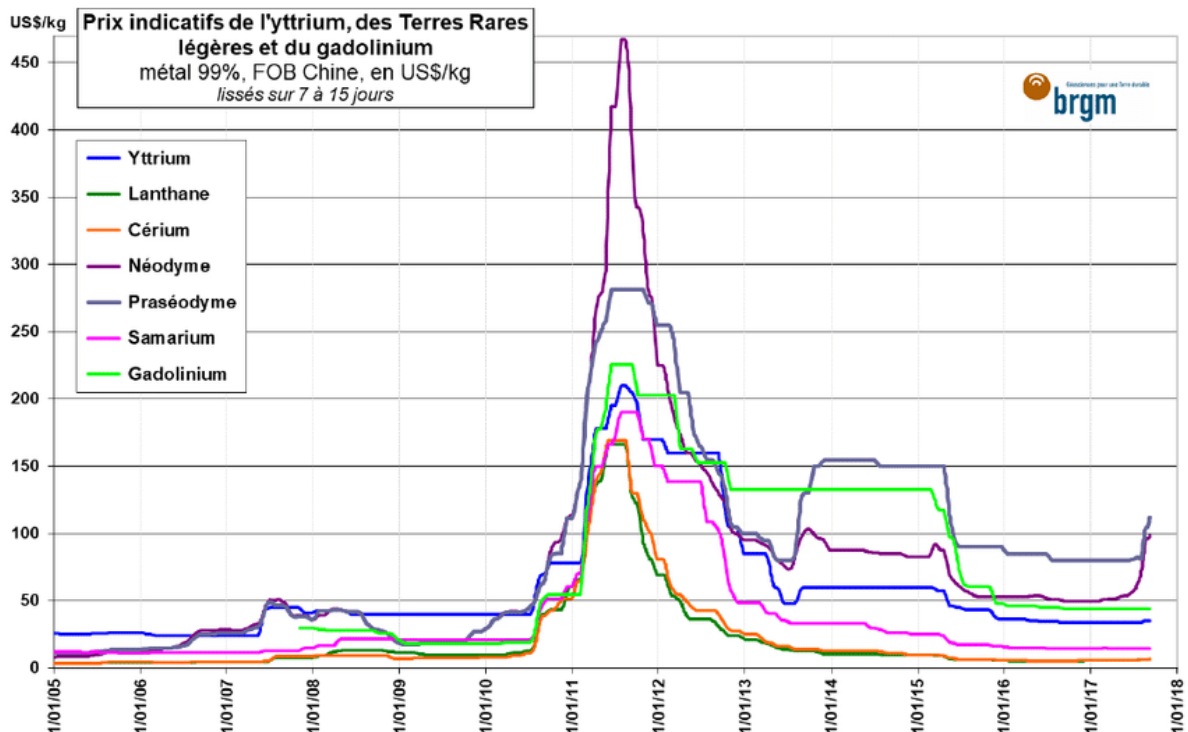


Figure 1.1 Evolution du prix des terres rares entre les années 2005 et 2018 [4]

En effet, les métaux rares sont chers à cause de leur coût d'extraction et de raffinage. Les normes environnementales, les coûts de production élevés et les faibles concentrations en métaux rares de certains gisements ont conduit des pays industrialisés à abandonner progressivement l'utilisation de ces métaux et à chercher des produits de remplacement afin de s'affranchir des fluctuations de prix sur les marchés. Plus particulièrement, la plupart des constructeurs des véhicules électriques, travaillent à réduire leur dépendance à ces matériaux, et essaient même de ne plus du tout en dépendre.

A titre d'exemple, le constructeur automobile Renault, qui consomme 4 millions de tonnes de matières premières chaque année, est entré depuis 2011 dans une démarche visant à réduire les besoins en terres rares de l'alliance Renault-Nissan de 60% [5].

Dans le cas de la Nissan Leaf, le constructeur a réduit de 40% les besoins de ses moteurs en dysprosium en 2013. Cette amélioration a été rendue possible grâce à l'optimisation de la structure de l'alliage entre l'aimant NdFeB et le dysprosium. Ainsi, au lieu d'être largement diffusé à l'intérieur de la structure de l'aimant, le dysprosium est concentré à sa bordure.

Dans le cas de Chevrolet Volt, la réduction de la masse de dysprosium est encore plus flagrante (de l'ordre de 80%). Le constructeur a réussi à lancer une deuxième génération de Chevrolet Volt en 2015 n'utilisant que 40g de dysprosium au lieu de 280g utilisés dans la première génération celle de 2011.

D'autres constructeurs de moteurs des véhicules hybrides tentent de réduire la masse des terres rares dans les machines à aimants en changeant la topologie du rotor tout en maintenant les performances en termes de puissance, couple et rendement (Figure 1.2) [6].

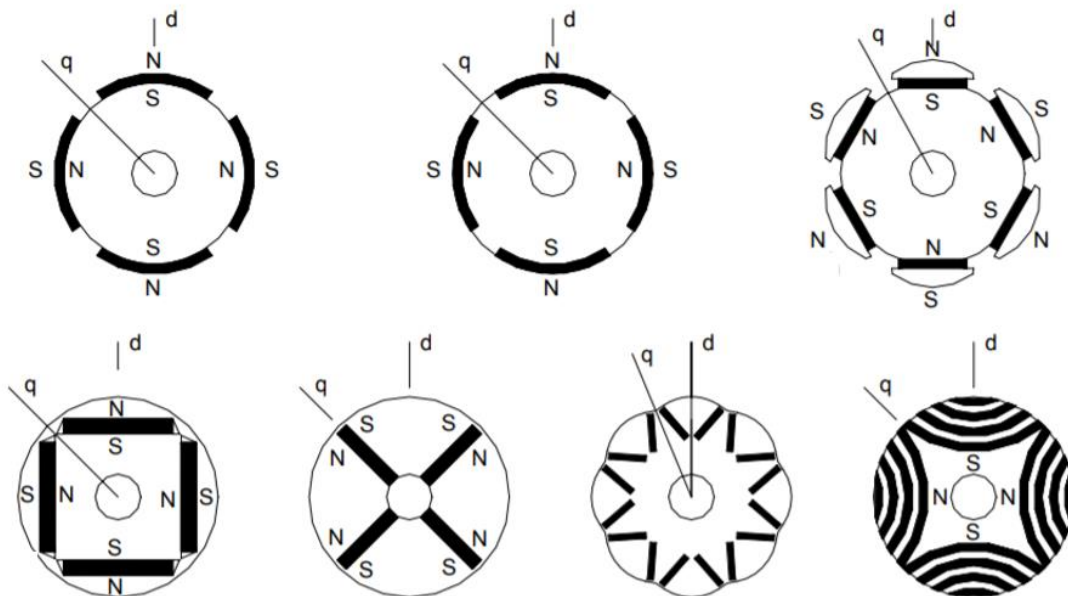


Figure 1.2 Différentes topologies des machines synchrones à aimant permanents

BMW a repensé la structure du rotor dans le cas de l'i3 (ainsi que l'i8) afin de réduire d'environ 50% la masse totale de terres rares contenues dans son moteur. Le constructeur allemand a fait le choix d'encastrement des aimants permanents dans le rotor au lieu de les monter en surface.

D'autres constructeurs cherchent à trouver des machines tout à fait différentes. C'est dans cette démarche que la thèse s'inscrit : trouver des technologies de machines sans aimants terres rares mais possédant des performances équivalentes.

1.3 MACHINES ENVISAGEABLES

Afin d'assurer une bonne fonctionnalité de la chaîne de traction dans les véhicules hybrides/électriques, les machines électriques utilisées doivent répondre aux exigences principales suivantes [2] :

1. Un couple massique et une puissance massique élevés,
2. Un couple constant important à basse vitesse pour le démarrage,
3. Une large plage de vitesse à puissance constante,
4. Un rendement élevé sur une grande plage de vitesse.

Ajoutons à ces exigences, les exigences mécaniques (robustesse de la machine électrique) ainsi que l'exigence financière (fabrication en séries non coûteuse).

Dans la suite, les candidats potentiels des machines électriques pour des applications véhicules hybrides/électriques, sont présentés et évalués en fonction des exigences majeures d'un système de propulsion électrique.

1.3.1 Machine à courant continu

La plupart des constructeurs des véhicules électriques exploitaient le choix d'utilisation des machines à courant continu (Figure 1.3) afin de bénéficier de son fonctionnement basique et sa facilité de production. En 1995, le groupe PSA a commercialisé des Peugeot 106, des Citroën AX et des Saxo électriques dotées de moteurs à courant continu. La Figure 1.4 montre les principales caractéristiques du moteur électrique de la Peugeot 106 électrique [7].

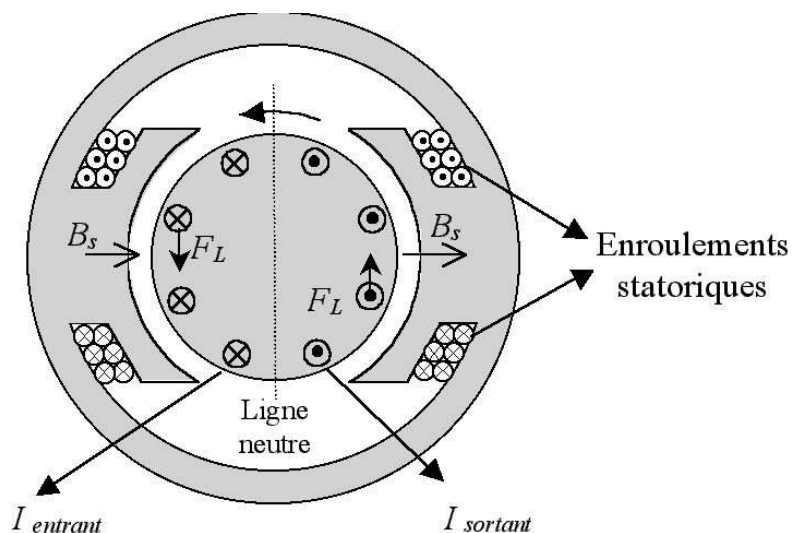


Figure 1.3 Coupe transversal d'une machine à courant continu

Moteur Peugeot 106 Electrique (1995-1996)	
Type du moteur	Electrique
Energie	Electrique
Disposition	Transversal avant
Alimentation	Batterie Nickel Caldium
Suralimentation	-
Distribution	-
Nombre de soupapes	sans soupape
Alésage & Course	- mm
Cylindrée	0 cc
Compression	-
Puissance	27 chevaux à 1600 tr/min
Couple	13.0 mkg à 1 tr/min

Figure 1.4 Caractéristiques principales de la Peugeot 106 électrique

Cependant, ces moteurs ont été moins utilisés dans les applications de traction à cause des inconvénients qu'ils présentent. La puissance massique est faible, les pertes thermiques impactent le rendement, les collecteurs qui sont des pièces fragiles et coûteuses ont besoin d'un entretien délicat et les balais doivent être changés régulièrement à cause des hautes vitesses de rotation. Pour cela, les constructeurs des véhicules électriques ont progressivement abandonné les moteurs à courant continu au profit des moteurs synchrones et asynchrones.

1.3.2 Machine asynchrone

Utilisé le plus souvent dans l'industrie lourde, le moteur asynchrone (Figure 1.5) est aussi bien utilisé dans l'automobile. La machine asynchrone demeure une solution envisagée par des nombreux constructeurs puisqu'elle est bien connue et facile à construire en série [8]. Dans une machine asynchrone, le rotor essaye sans fin de suivre le champ magnétique généré par le stator lors du passage du courant électrique dans les bobines. Ainsi, il existe un décalage entre la vitesse de rotation du rotor et celle du champ magnétique.



Figure 1.5 Moteur à induction

On rencontre aujourd'hui des machines asynchrones dans certains véhicules électriques. Citons la Tesla Roadster qui est la star des voitures électriques, l'une des premières voitures électriques de sport disponible sur le marché. La Figure 1.6 montre ses caractéristiques principales [9]. Cette technologie de machine bénéficie d'une robustesse mécanique, d'un prix de fabrication peu élevé et d'un bon fonctionnement à haute température.

Caractéristiques de la Tesla Roadster

Motorisation	
Technologie	électrique
Puissance max	185 kw (régime maxi:13 500 tr/mn)
Batterie	
Technologie batterie	Lithium-ion
Performances	
Vitesse maxi	200 Km/h
Autonomie	395 Km

Figure 1.6 Caractéristiques principales de la véhicule électrique Tesla Roadster

Cependant, le facteur de puissance des machines asynchrones est réduit puisque ces machines nécessitent un courant magnétisant important. En plus, les pertes Joule au rotor sont importantes et sont difficiles à évacuer, de ce fait, le rendement du moteur asynchrone est plus faible que celui des machines à aimants permanents. L'un des autres inconvénients de la machine asynchrone est sa zone de fonctionnement à puissance constante qui est réduite par rapports à d'autres machines [10].

1.3.3 Machine synchrone à rotor bobiné

Le fonctionnement de la machine synchrone à rotor bobiné (Figure 1.7) repose sur la polarisation des bobines du rotor en les alimentant par un courant continu. D'où la création d'un nouveau degré de liberté assurant une facilité de défluxage grâce au réglage ajouté au courant d'excitation des bobines rotoriques. La polarisation des bobines du rotor nous amène à un principe de fonctionnement similaire à celui d'une machine à aimants permanents. L'absence de terres rares dans les machines à rotor bobiné représente un réel avantage pour ces machines puisque le prix du cuivre est généralement moins élevé que celui des aimants terres rares.

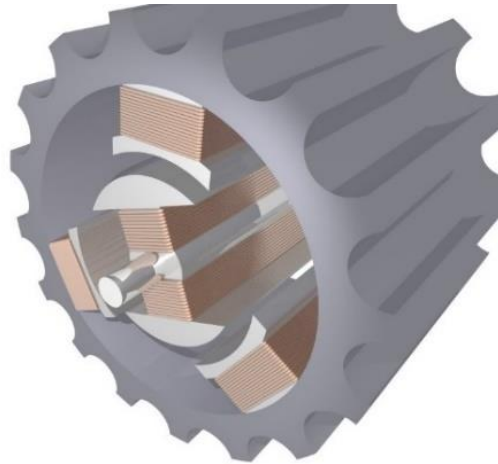


Figure 1.7 Moteur à rotor bobiné

La Figure 1.8 montre les principales caractéristiques de la voiture électrique ZOE selon la norme WLTP, dans laquelle le groupe Renault a adopté la machine à rotor bobiné afin d'être indépendant du problème de coût et de l'approvisionnement en terres rares [11]. Le cycle WLTP, nommé aussi WLTC (Worldwide harmonized Light vehicles Test Procedures / Cycles) est un cycle d'homologation pour mesurer la consommation de carburant, l'autonomie électrique, les rejets de CO₂ et de polluants.





 Performance	135 ch - 100 kw
Accélération	9,5 s (0-100 km/h)
Vitesse max.	140 km/h
Couple	245 Nm
 Batterie utilisable	52 kWh
 Autonomie	390 km (WLTP)
 Consommation	17,7 kWh/100km (WLTP)

Figure 1.8 Caractéristiques principales du véhicule électrique ZOE [11]

Cependant, la présence de bobines au rotor génère des pertes supplémentaires difficiles à évacuer qui font que cette machine a un rendement inférieur aux machines ne disposant pas de bobinage au rotor. A cause des bobines au rotor, ces machines ont tendance à être plus lourdes et plus encombrantes que les autres types des machines. Enfin ce type de machine nécessite un circuit d'électronique de puissance dédié au pilotage du courant d'excitation des bobines rotoriques.

1.3.4 Machine synchronéreluctante

La machine synchronéreluctante (Figure 1.9), introduite la première fois par Kostko [12] en 1923, a connu un développement remarquable jusqu'à présent favorisé par les progrès dans la conception et la fabrication des rotors. Le fonctionnement de cette machine se base sur la saillance présente dans le rotor. Ainsi le couple électromagnétique est constitué exclusivement du couple de saillance.

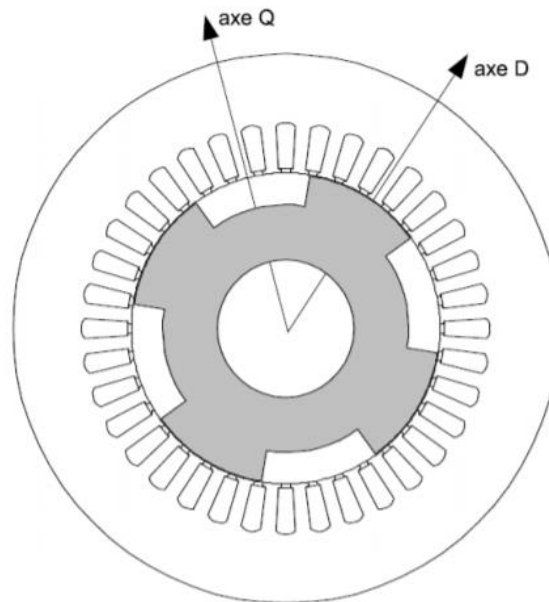


Figure 1.9 Coupe transversale d'une machine synchronéreluctante. Les axes d et q définissent la saillance du rotor.

Les rotors des machines synchronéreluctantes peuvent être regroupés en trois familles : rotor à pôles saillants simples, rotor axialement laminé et rotor transversalement laminé (Figure 1.10).

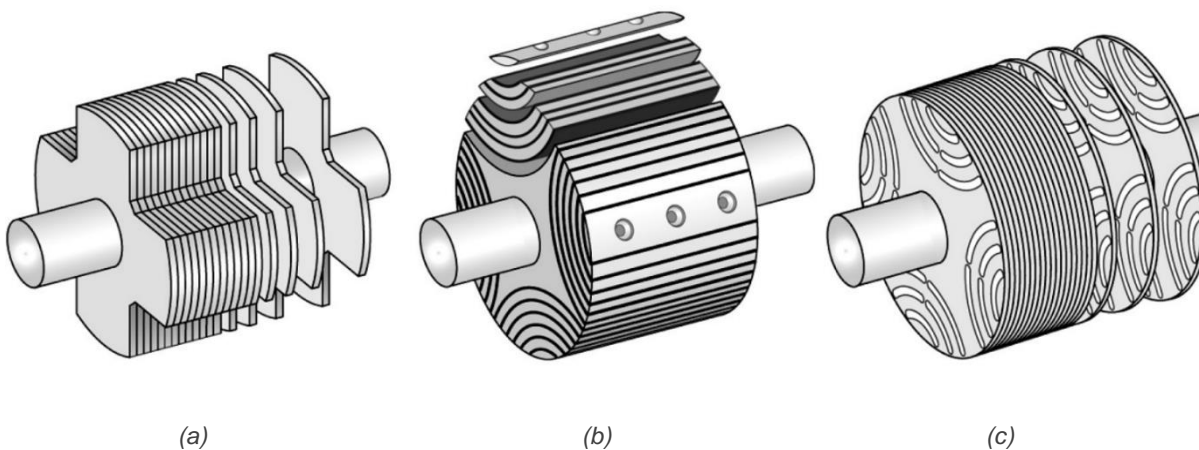


Figure 1.10 Types de machines synchronéreluctantes, (a) rotor à pôles saillants simples, (b) rotor axialement laminé, (c) rotor transversalement laminé

Les rotors à pôles saillants simples présentent une structure rigide et donne la possibilité d'être utilisés dans les applications à grande vitesse. Cependant, leur rapport de saillance est faible et par conséquent leurs performances sont médiocres [13], [14].

Les rotors axialement laminés présentent un bon rapport de saillance, ainsi que de bonnes performances. Cependant, leur conception mécanique est extrêmement complexe pour la fabrication industrielle [15], [16].

Les rotors transversalement laminés présentent un compromis entre les deux familles de rotor précédents : un bon rapport de saillance avec une bonne tenue mécanique. La saillance rotorique dans ce cas des machines est souvent favorisée par des barrières de flux qui sont des cavités amagnétiques réalisées dans le corps du rotor dont leur principal rôle est de stimuler la circulation du champ magnétique [17] - [19].

La machine synchronreluctante a été utilisée en 1981 dans le véhicule électrique Chloride Lucas (Figure 1.11) [20] et en 2012 dans le véhicule électrique Holden Commodore en Australie (Figure 1.12) [21]. Ces deux véhicules ne sont plus disponibles actuellement.



Figure 1.11 Véhicule électrique Chloride Lucas



Figure 1.12 Véhicule électrique Holden Commodore

Les études récentes tentent à réintroduire les machines synchronreluctantes dans l'automobile, surtout étant une alternative performante de la machine à aimants permanents terres rares. Les travailleurs sur l'hybridation souhaitent bénéficier de la construction simple et robuste des machines synchronreluctantes dans la construction des véhicules hybrides.

Le principal avantage de cette machine repose sur l'absence de pertes issues de la cage du rotor, permettant ainsi un couple constant supérieur au couple d'un moteur à induction (asynchrone) de la même taille. L'essentiel des pertes est ainsi localisé au stator, et est donc plus facile à évacuer. Les autres caractéristiques importantes sont :

1. Le rotor est potentiellement moins cher que les moteurs asynchrones et à aimants permanents ;
2. La machine synchronreluctante fournit plus de puissance qu'une machine asynchrone ;
3. Le rotor de la machine synchronreluctante favorise le fonctionnement à température élevée.

Cependant, les machines synchronreluctantes sont connues par des ondulations de couple importantes, un bruit et des vibrations élevés et un facteur de puissance assez moyen.

Malgré ces inconvénients, il est possible d'obtenir des moteurs à haute puissance massique et à haut rendement grâce à l'optimisation du rotor.

1.3.5 Comparaison entre les machines envisageables

Compte tenu des avantages et des inconvénients de chaque structure, nous avons dressé un schéma radar (Figure 1.13) comparant les machines traitées avec la machine à aimants permanents. Notons que ce schéma exclut la machine à courant continu puisqu'elle n'est plus utilisée dans l'hybridation.

L'évaluation des machines dans ce schéma est basée sur les caractéristiques principales du système de traction des véhicules électriques : puissance massique, rendement, contrôlabilité, robustesse et prix. Chaque critère est évalué par une note de zéro à cinq points, où les cinq points signifient les meilleures performances [22] - [24].

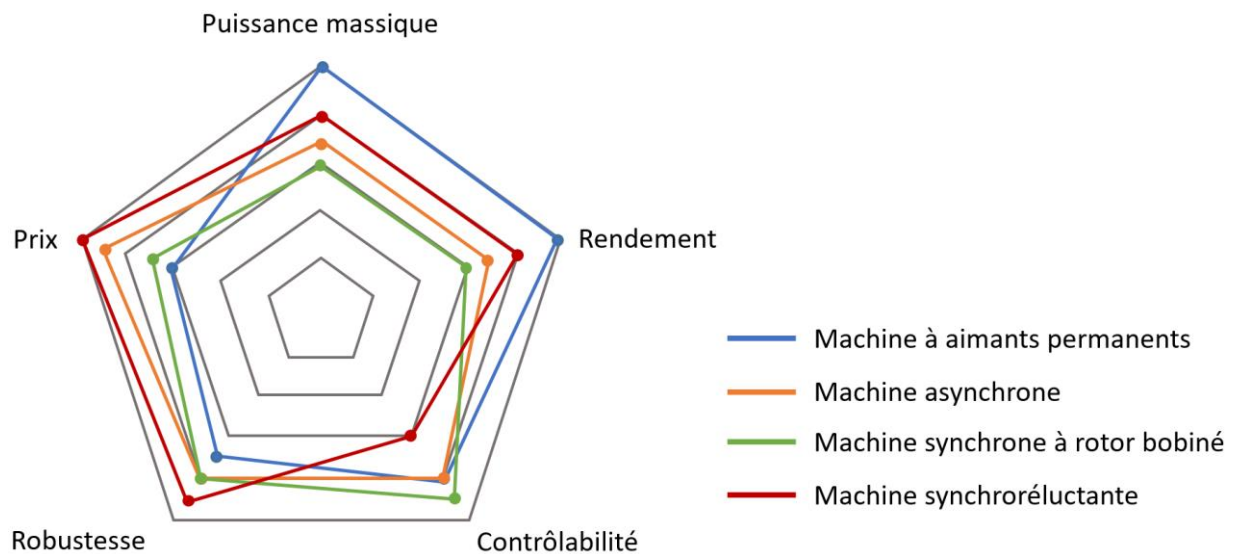


Figure 1.13 Comparaison entre les machines envisageables

Les machines synchronreluctantes semblent être un bon choix pour concurrencer les machines à aimants permanents en termes de coût et de performances. Parmi les différentes architectures de rotors des machines synchronreluctantes, notre étude examine le cas des machines à barrières de flux. Dans la suite du chapitre, nous caractérisons la machine synchronreluctante à barrières de flux de façon à augmenter sa puissance massique afin d'atteindre des performances équivalentes à celles des machines à aimants.

1.4 PUISSANCE MASSIQUE ELEVEE

Sur la voie d'hybridation et d'électrification, l'importance d'une machine électrique augmente avec l'augmentation de sa puissance massique.

La puissance électromagnétique P_{em} développée par une machine électrique est calculée par le produit du couple C_{em} électromagnétique par la vitesse de rotation Ω de la machine.

$$P_{em} = C_{em} \times \Omega \quad (1.1)$$

Or le couple électromagnétique s'exprime en fonction de la pression tangentielle σ_T , le rayon R d'entrefer et la longueur active L de la machine à travers l'expression :

$$C_{em} = \sigma_T \times 2\pi \times R^2 \times L \quad (1.2)$$

La pression magnétique tangentielle moyenne, qui s'exerce dans l'entrefer et qui est à l'origine du couple électromagnétique, s'exprime en fonction de la densité linéique efficace A_L de courant ainsi que de la valeur moyenne d'induction dans l'entrefer B_e [25]:

$$\sigma_T = K \times A_L \times B_e \quad (1.3)$$

On remarque donc, que la puissance massique d'une machine électrique dépend principalement de la vitesse de rotation de la machine ainsi que de la densité linéique du courant d'alimentation [26], [27]. Une augmentation de la puissance massique exige donc une augmentation de ces deux paramètres essentiels.

En augmentant leurs puissances massiques et par suite leurs performances électromagnétiques, les machines synchronreluctantes peuvent devenir un remplaçant idéal des machines à aimants permanents.

1.4.1 Augmentation de la vitesse :

L'augmentation de la vitesse de rotation de la machine synchronreluctante sert à augmenter sa puissance massique. Cependant, la vitesse de rotation maximale est limitée par la tenue mécanique de la machine.

En effet, dans les applications à grande vitesse, les forces centrifuges élevées imposent des contraintes mécaniques très élevées sur les parties sensibles du rotor, notamment sur les ponts magnétiques dans les cas des machines synchronreluctantes à barrières de flux (Figure 1.14).

Les ponts magnétiques, qui sont des jonctions mécaniques ajoutées au rotor afin de conserver sa tenue mécanique, se comportent comme des court-circuit magnétiques : les lignes de champ circulent à l'intérieur de ces ponts et ne participent pas à la création du couple, car elles ne traversent pas l'entrefer.

Dans les conditions de fonctionnement à haute vitesse, les limites élastiques des matériaux peuvent être atteintes au niveau des ponts magnétiques à cause de leur structure sensible [28].

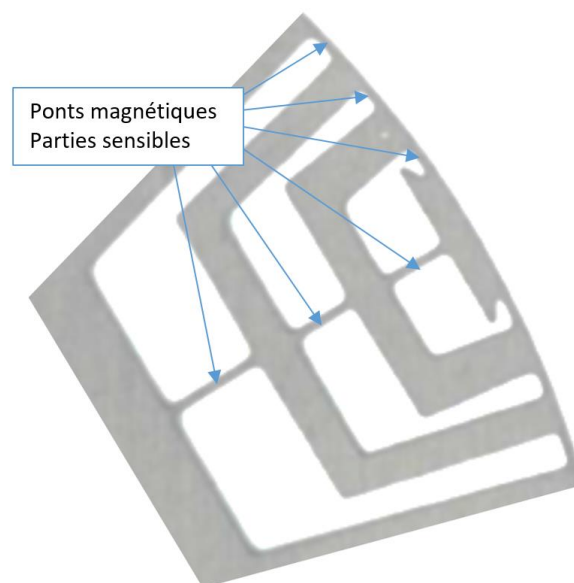


Figure 1.14 Ponts magnétiques: les parties les plus sensibles dans le rotor d'une machine synchronreluctante à barrières de flux

Du point de vue mécanique, la conception des ponts magnétiques plus épais peut assurer une bonne tenue mécanique de la machine lors des applications à grande vitesse. Cependant, du point de vue électromagnétique, la conception des ponts magnétiques plus fins peut réduire les flux de fuites dans ces zones et par suite assurer des meilleures performances. On se trouve devant un problème de compromis, d'une part, une bonne tenue mécanique impose des ponts magnétiques épais, d'autre part, des bonnes performances imposent des ponts magnétiques fins (Figure 1.15). Un compromis magnétique-mécanique doit donc être trouvé.

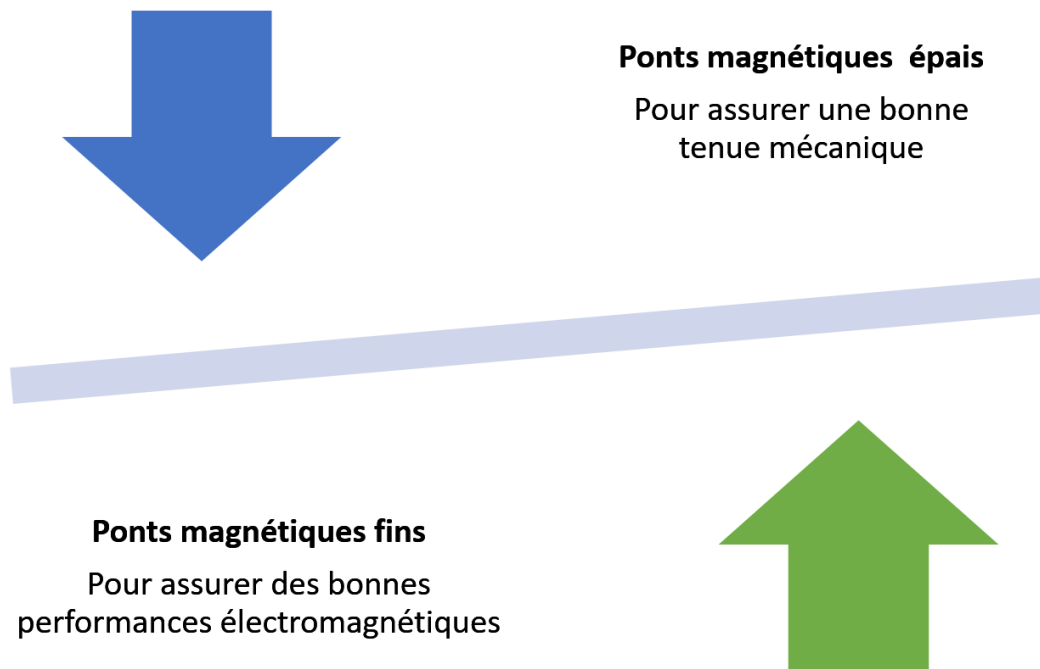


Figure 1.15 Problème de contradiction : d'une part, une bonne tenue mécanique impose des ponts magnétiques épais, d'autre part, des bonnes performances imposent des ponts magnétiques fins

Sur l'axe magnétique, le choix des matériaux constituant le rotor, joue un rôle important dans la diminution de l'effet de court-circuit généré par les ponts magnétiques. Certaines études traitent l'insertion des ferrites dans les barrières de flux d'une machine synchronreluctante afin de pallier l'effet court-circuit des ponts magnétiques en accélérant leur saturation. Ce type de machine est appelé machine synchronreluctante assistée d'aimants. Grâce aux ferrites, une amélioration des performances a été notée [29]. D'autres études décrivent un nouveau matériau appelé Dual phase, pour lequel il est possible de changer localement les propriétés magnétiques des ponts de fer. Par un traitement thermique particulier, il devient possible de réduire la perméabilité des ponts magnétiques pour atteindre une perméabilité proche de celle de l'air [30]. L'évaluation de ces deux solutions fera l'objet du chapitre 2, dans lequel nous comparons les performances des machines synchronreluctantes assistées d'aimants à celles des machines synchronreluctantes Dual phase.

Sur l'axe mécanique, la fragilité des ponts magnétiques montre que leur épaisseur doit être bien optimisée. Pour cela, il devient nécessaire de développer des modèles précis de calcul des contraintes mécaniques maximales durant le processus de dimensionnement des machines à grande vitesse de rotation. Le but est de pouvoir intégrer un modèle mécanique simple et rapide dans la boucle d'optimisation. Cela fera l'objet du chapitre 3, dans lequel nous développons un modèle analytique permettant de calculer facilement les contraintes mécaniques maximales dans le rotor.

1.4.2 Augmentation des densités linéiques des courants :

Lorsqu'on souhaite augmenter la puissance massique d'une machine, on procède directement par l'augmentation de la densité linéique du courant qui traverse ses bobinages. Pour cela, il est important d'optimiser la densité de courant admissible dans chaque conducteur.

D'autre part, l'augmentation du courant dans les conducteurs conduit à l'augmentation des pertes Joule au niveau du stator. D'où la nécessité des techniques spécifiques d'évacuation de la chaleur pour éviter l'augmentation de la température. On se trouve donc de nouveau devant un problème contradictoire, où d'un côté on a besoin de diminuer la taille de la machine afin d'augmenter sa puissance massique, et d'autre part une bonne évacuation des calories de la machine impose une augmentation dans la zone de transfert de chaleur et par suite une augmentation dans la taille de la machine.

Pour remédier à ce problème, plusieurs solutions sont envisagées. L'augmentation de la section des conducteurs sert à abaisser la résistance des enroulements, et par suite minimiser les pertes par échauffement dans le stator. L'augmentation de coefficient de remplissage d'encoche sert aussi à minimiser les pertes.

Actuellement, le bobinage le plus performant qui répond aux caractéristiques demandées pour diminuer les pertes Joule est le bobinage à épingle réalisé avec du fil de cuivre, d'une section carrée ou rectangulaire. L'arrangement des épingles en forme de grille permet également d'améliorer le refroidissement des têtes de bobines tout en réduisant leur longueur (résistance stator plus faible).

Cependant, lorsqu'un courant à fréquence élevée traverse les conducteurs, la densité de courant dans la section de ces conducteurs ne garde plus sa forme uniforme. Ce phénomène est lié à l'apparition de deux effets : l'effet de peau et l'effet de proximité. L'effet de peau est dû au fait que la densité de courant ne se répartit plus de façon homogène dans le conducteur et a tendance à rester à sa périphérie. Alors que l'effet de proximité caractérise l'influence des conducteurs adjacents sur la distribution de la densité de courant dans un conducteur. Ces deux effets induisent l'augmentation de la résistance par phase, et par conséquent, les pertes par effet Joule.

Ainsi, si l'on souhaite augmenter le courant dans les conducteurs statoriques, il est important de traiter deux critères essentiels :

- Minimisation des pertes Joule en jouant sur le type de bobinage, sur sa forme et sur le coefficient de remplissage des encoches.
- Evacuation des pertes Joule en utilisant des systèmes de refroidissement et des isolants bien adaptés aux machines synchronreluctantes.

Ces deux points feront l'objet du chapitre 4 dans lequel nous évaluons les performances des technologies innovantes utilisées afin de réduire au maximum les pertes par échauffements et pouvoir ainsi augmenter la densité de courant conduisant à son tour à une augmentation du couple massique.

1.5 OPTIMISATION MULTI PHYSIQUE

Le choix de la méthode d'optimisation dépendra du niveau de modélisation choisi, celui-ci dépendra de la finesse des méthodes de résolution (numérique, semi-analytique ou analytique) et des phénomènes physiques pris en compte, en particulier les phénomènes exigeant des temps de résolution relativement importants comme les phénomènes couplés entre eux [32]. La Figure 1.16 présente les performances de chaque niveau de modélisation en fonction du temps de calcul et de précision.

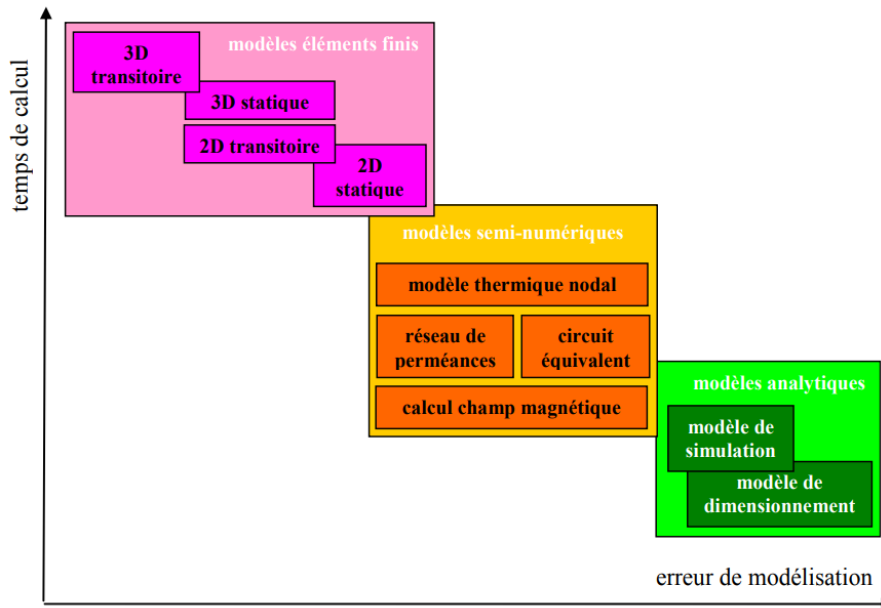


Figure 1.16 Classification des modèles utilisés pour la conception des machines électriques par rapport à l'erreur de modélisation et au temps de calcul [33]

Les modèles numériques, basés sur la méthode des éléments finis, permettent de prendre en compte la géométrie exacte de la structure et de résoudre localement des lois physiques. Ces modèles sont bien précis mais coûteux en temps de calcul. Actuellement, l'utilisation des méthodes numériques est généralement limitée au modèle direct (Simulation, étude de sensibilité, validation des modèles analytiques, etc.).

Les modèles semi-numériques sont plus raisonnables en terme de temps de calcul, et peuvent aussi modéliser des problèmes non linéaires. Ils répondent bien aux problèmes de dimensionnement des machines électriques, surtout dans le domaine thermique.

Les modèles analytiques sont les plus avantageux en terme de temps de calcul. Leur mise en place nécessite des études profondes, des calibrages et des validations. Mais une fois le modèle analytique conçu, il peut répondre aux problèmes d'optimisation multi physique d'une manière simple et rapide.

Dans notre étude, et dans le but d'intégrer des modèles simples et rapides dans le processus de dimensionnement des machines, nous avons adopté les modèles analytiques et semi analytiques dans l'étude magnétique, mécanique et thermique. Ensuite, nous avons utilisé le modèle numérique par éléments finis pour valider les modèles multi physiques déjà développés. L'ensemble de nos calculs seront validés par des essais expérimentaux menés sur le prototype de la machine synchronoréductante.

1.6 CONCLUSION

La machine synchronoréductante à barrière de flux réunit les avantages des autres machines électriques : elle présente un bon compromis en termes de performances, coût et robustesse. Pour qu'elle soit une solution alternative et viable aux machines à aimants terres rares, son fonctionnement doit garantir une puissance massique élevée. D'où les problématiques liées à l'augmentation de la vitesse de rotation et à l'augmentation de la densité de courant qui viennent perturber le comportement mécanique et thermique de la machine. Dans la suite, nous mettrons en place une étude multi physique de la machine synchronoréductante à barrière de flux dans laquelle nous répondons aux principales problématiques citées dans ce chapitre.

Références

- [1] XAVIER RA. LES SOLUTIONS ACTUELLES DE MOTORISATIONS POUR VEHICULES ELECTRIQUES. ISSUE D'UNE PUBLICATION DE LA REVUE 3EI, NUMERO 99 DE JANVIER 2020
- [2] CISSE KM, HLIOUI S, CHENG Y, BELHADI MH. ETAT DE L'ART DES TOPOLOGIES DE MACHINES ELECTRIQUES UTILISEES DANS LES VEHICULES ELECTRIQUES ET HYBRIDES. INSYMPOSIUM DE GENIE ELECTRIQUE 2018 JUL 3.
- [3] WIDMER JD, MARTIN R, KIMIABEIGI M. ELECTRIC VEHICLE TRACTION MOTORS WITHOUT RARE EARTH MAGNETS. SUSTAINABLE MATERIALS AND TECHNOLOGIES. 2015 APR 1;3:7-13.
- [4] BRGM, SERVICE GEOLOGIQUE NATIONAL: RESSOURCES MINERALES : LES TERRES RARES. 2021.
- [5] DELAMARCHE M. COMMENT L'INDUSTRIE REDUIT SA DEPENDANCE AUX TERRES RARES. L'USINE NOUVELLE. 2015 JUILLET 06.
- [6] HEIKKILAE T. PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTOR FOR INDUSTRIAL INVERTER APPLICATIONS-ANALYSIS AND DESIGN. ACTA UNIVERSITATIS LAPPEENRANTAENSIS. 2002 JUL 1;4.
- [7] FICHE TECHNIQUE PEUGEOT 106 ELECTRIQUE (1995-1996).
- [8] MULTON B, HIRSINGER L. PROBLEME DE LA MOTORISATION D'UN VEHICULE ELECTRIQUE, 1ERE PARTIE. LA REVUE 3 E. I. 1995 DEC: PP-53.
- [9] FICHE TECHNIQUE TESLA ROADSTER
- [10] FRIEDRICH G, CHEDOT L, BIEDINGER JM. COMPARISON OF TWO OPTIMAL MACHINE DESIGN FOR INTEGRATED STARTER-GENERATOR APPLICATIONS. ININT. CONF. ELECTRICAL MACHINES 2002 AUG.
- [11] FICHE TECHNIQUE RENAULT ZOE
- [12] KOSTKO JK. POLYPHASE REACTION SYNCHRONOUS MOTORS. JOURNAL OF THE AMERICAN INSTITUTE OF ELECTRICAL ENGINEERS. 1923 NOV;42(11):1162-8.
- [13] LAMGHARI-JAMAL MI, FOULADGAR J, ZAIM EH, TRICHET D. A MAGNETO-THERMAL STUDY OF A HIGH-SPEED SYNCHRONOUS RELUCTANCE MACHINE. IEEE TRANSACTIONS ON MAGNETICS. 2006 MAR 20;42(4):1271-4.
- [14] ZAIM ME. HIGH-SPEED SOLID ROTOR SYNCHRONOUS RELUCTANCE MACHINE DESIGN AND OPTIMIZATION. IEEE TRANSACTIONS ON MAGNETICS. 2009 FEB 24;45(3):1796-9.
- [15] BOLDEA I, FU ZX, NASAR SA. PERFORMANCE EVALUATION OF AXIALLY-LAMINATED ANISOTROPIC (ALA) ROTOR RELUCTANCE SYNCHRONOUS MOTORS. IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS. 1994 JUL;30(4):977-85.
- [16] STATON DA, MILLER TJ, WOOD SE. MAXIMISING THE SALIENCY RATIO OF THE SYNCHRONOUS RELUCTANCE MOTOR. INIEEE PROCEEDINGS B (ELECTRIC POWER APPLICATIONS) 1993 JUL 1 (VOL. 140, NO. 4, PP. 249-259). IET DIGITAL LIBRARY.
- [17] KOLEHMAINEN J. SYNCHRONOUS RELUCTANCE MOTOR WITH FORM BLOCKED ROTOR. IEEE TRANSACTIONS ON ENERGY CONVERSION. 2010 FEB 2;25(2):450-6.

- [18] OPREA C, DZIECHCIARZ A, MARTIS C. COMPARATIVE ANALYSIS OF DIFFERENT SYNCHRONOUS RELUCTANCE MOTOR TOPOLOGIES. IN2015 IEEE 15TH INTERNATIONAL CONFERENCE ON ENVIRONMENT AND ELECTRICAL ENGINEERING (EEEIC) 2015 JUN 10 (PP. 1904-1909). IEEE.
- [19] OH JY, INVENTOR; LG ELECTRONICS INC, ASSIGNEE. FLUX BARRIER SYNCHRONOUS RELUCTANCE MOTOR. UNITED STATES PATENT US 6,239,526. 2001 MAY 29.
- [20] UN-NOOR F, PADMANABAN S, MIHET-POPA L, MOLLAH MN, HOSSAIN E. A COMPREHENSIVE STUDY OF KEY ELECTRIC VEHICLE (EV) COMPONENTS, TECHNOLOGIES, CHALLENGES, IMPACTS, AND FUTURE DIRECTION OF DEVELOPMENT. ENERGIES. 2017 AUG;10(8):1217.
- [21] CLIMATEWORKS AUSTRALIA, CLIMATEWORKS AUSTRALIA.THE STATE OF ELECTRIC VEHICLES IN AUSTRALIA. SECOND REPORT: DRIVING MOMENTUM IN ELECTRIC MOBILITY JUNE 2018.
- [22] ZERAOULIA M, BENBOUZID ME, DIALLO D. ELECTRIC MOTOR DRIVE SELECTION ISSUES FOR HEV PROPULSION SYSTEMS: A COMPARATIVE STUDY. IEEE TRANSACTIONS ON VEHICULAR TECHNOLOGY. 2006 NOV 13;55(6):1756-64.
- [23] CHAN CC. THE STATE OF THE ART OF ELECTRIC AND HYBRID VEHICLES. PROCEEDINGS OF THE IEEE. 2002 AUG 7;90(2):247-75.
- [24] BHATT P, MEHAR H, SAHAJWANI M. ELECTRICAL MOTORS FOR ELECTRIC VEHICLE–A COMPARATIVE STUDY. PROCEEDINGS OF RECENT ADVANCES IN INTERDISCIPLINARY TRENDS IN ENGINEERING & APPLICATIONS (RAITEA). 2019 APR 3.
- [25] MULTON B, AHMED HB, RUELLAN M, ROBIN G. COMPARAISON DU COUPLE MASSIQUE DE DIVERSES ARCHITECTURES DE MACHINES SYNCHRONES A AIMANTS. INELECTROTECHNIQUE DU FUTUR 2005 2005 SEP 14 (P. 8P).
- [26] MARTIN F. CONTRIBUTION AU DIMENSIONNEMENT OPTIMAL DE MACHINES SYNCHRONES A AIMANTS DEPOSES EN SURFACE POUR APPLICATIONS A HAUTES VITESSES (DOCTORAL DISSERTATION, NANTES). 2013.
- [27] BOUKER H. CONCEPTION ET OPTIMISATION DES MACHINES SYNCHRONES A AIMANTS PERMANENTS A HAUTE VITESSE DEDIEES AUX VEHICULES ELECTRIQUES HYBRIDES (DOCTORAL DISSERTATION, UNIVERSITE PARIS-SACLAY). 2016.
- [28] TAGHAVI S, PILLAY P. A MECHANICALLY ROBUST ROTOR WITH TRANSVERSE-LAMINATIONS FOR A SYNCHRONOUS RELUCTANCE MACHINE FOR TRACTION APPLICATIONS. IN2014 IEEE ENERGY CONVERSION CONGRESS AND EXPOSITION (ECCE) 2014 SEP 14 (PP. 5131-5137). IEEE.
- [29] MORIMOTO S, SANADA M, TAKEDA Y. PERFORMANCE OF PM-ASSISTED SYNCHRONOUS RELUCTANCE MOTOR FOR HIGH-EFFICIENCY AND WIDE CONSTANT-POWER OPERATION. IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS. 2001 SEP;37(5):1234-40.
- [30] REDDY PB, EL-REFAIE AM, GALIOTO S, ALEXANDER JP. DESIGN OF SYNCHRONOUS RELUCTANCE MOTOR UTILIZING DUAL-PHASE MATERIAL FOR TRACTION APPLICATIONS. IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS. 2017 JAN 31;53(3):1948-57.
- [31] FRANCK LE, INDUSTRIE : LES MOTEURS ELECTRIQUES, DE LA PHYSIQUE A LA REALISATION INDUSTRIELLE - TECHNOLOGIE N°203. 2016.

[32] KÜTTLER S. DIMENSIONNEMENT OPTIMAL DE MACHINES SYNCHRONES POUR DES APPLICATIONS DE VEHICULES HYBRIDES (DOCTORAL DISSERTATION, UNIVERSITE DE TECHNOLOGIE DE COMPIEGNE). 2013.

[33] BRISSET S. DEMARCHES ET OUTILS POUR LA CONCEPTION OPTIMALE DES MACHINES ELECTRIQUES (DOCTORAL DISSERTATION, UNIVERSITE DES SCIENCES ET TECHNOLOGIE DE LILLE-LILLE I). 2007.

Chapitre 2 : CARACTERISATION DE LA MACHINE SYNCHRORELUCTANTE

NOMENCLATURE

β	Angle du courant; position du vecteur courant par rapport à l'axe d	rad
η	Rendement	%
Ω	Vitesse de rotation du rotor	$tr\ min^{-1}$
Ω_{base}	Vitesse de base	$tr\ min^{-1}$
ω_{base}	Pulsation électrique de base	$rad\ s^{-1}$
ω_s	Vitesse électrique de la machine	$rad\ s^{-1}$
ψ_d	Flux dans l'axe d	Wb
ψ_M	Flux d'aimant	Wb
ψ_q	Flux dans l'axe q	Wb
ρ_e	Résistivité électrique	Ωm
ρ_m	Masse volumique	$kg\ m^{-3}$
θ	Position du rotor ; position de l'axe d par rapport à l'axe a	rad
μ_r	Perméabilité relative	
ξ	Rapport de saillance	
B_{sat}	Induction de saturation	T
C_{em}	Couple électromagnétique	Nm
C_{max}	Couple maximal	Nm
d	Indice référant à l'axe directe du rotor	
d_t	Epaisseur de tôle	mm
D_a	Diamètre d'arbre	mm
D_{ext}	Diamètre extérieur	mm
e	Hauteur d'entrefer	mm
e_c	Epaisseur pont central	mm
e_e	Epaisseur pont d'entrefer	mm
f	Facteur de puissance	
H_c	Excitation coercitive	$A\ m^{-1}$
H_{cul}	Hauteur de culasse	mm
H_{ist}	Hauteur d'isthme	mm
$i_a(t)$	Courant instantané de la phase a	A
$i_b(t)$	Courant instantané de la phase b	A
$i_c(t)$	Courant instantané de la phase c	A
i_d	Courant direct	A
I_d	Courant direct efficace	A
i_q	Courant quadratique	A
I_q	Courant quadratique efficace	A
I_{eff}	Valeur efficace du courant	A

I_{max}	Courant maximal	A
I_M	Valeur crête du courant	A
I_s	Vecteur courant	A
J	Densité de courant	$A\ mm^{-2}$
k_c	Constante du couple	$Nm\ A^{-1}$
ℓ	Longueur du paquet de tôles	mm
L	Longueur de la machine	mm
L_d	Inductance directe	H
l_{enc}	Largeur d'encoche	mm
L_{enc}	Longueur d'encoche	mm
l_{ist}	Largeur d'isthme	mm
L_q	Inductance quadrature	H
N	Nombre de systèmes triphasés	
N_{cond}	Nombre de conducteurs/encoche	
N_{enc}	Nombre d'encoches	
p	Nombre de paires de pôles	
P_e	Puissance électrique	W
P_{em}	Puissance électromagnétique	W
p_m	Pertes mécaniques	W
P_{max}	Puissance maximale	W
q	Indice référant à l'axe quadrature du rotor	
R_s	Résistance électrique d'une phase statorique	Ω
S_{cond}	Section du conducteur	mm^2
T_c	Température de Curie	$^{\circ}C$
v_{eff}	Tension efficace	V
v_d	Tension directe	V
v_{dc}	Tension bus continue	V
v_{max}	Tension maximale	V
v_q	Tension quadratique	V
v_s	Vecteur tension	V

ABREVIATIONS

FEM	Force électromotrice
f.m.m	Force magnéto motrice
ME	Maximum efficiency (Rendement maximal)
MLI	Modulation de largeur d'impulsions
MTPA	Maximum torque per amper (Couple maximal par Ampère)

2.1 INTRODUCTION

Le fonctionnement de la machine synchronreluctante repose sur l'effet de la reluctance dans un champ magnétique tournant. Le rotor de cette machine essaiera de s'aligner avec la force magnéto motrice (f.m.m) tournante produite par le stator en générant ainsi le mouvement de rotation [1]. Afin d'assurer ce fonctionnement, le rotor de la machine synchronreluctante modélisé sur deux axes bien distincts : un axe par lequel le passage du champ magnétique est plus facile (axe d), et un axe ayant une reluctance plus forte par lequel le champ magnétique circule plus difficilement (axe q). Le rotor se positionne par rapport à la f.m.m de manière à ce que le champ magnétique circule par le chemin de plus faible reluctance [2]. D'où l'intérêt de la notion du rapport de saillance ξ (rapport entre les inductances L_d de l'axe d et L_q de l'axe q) qui peut quantifier le niveau de déséquilibre magnétique entre ces deux axes. Ainsi, un rapport de saillance ξ élevé reflète des performances élevées. La production de couple dans la machine synchronreluctante est directement liée à la maximisation du rapport de saillance.

$$\xi = \frac{L_d}{L_q} \quad (2.1)$$

Parmi les différentes architectures de rotors des machines synchronreluctantes, notre étude examine le cas des machines à barrières de flux [3]. Elles permettent de réaliser le déséquilibre dans la circulation de champ magnétique, et donc leurs géométries doivent faire l'objet d'une attention particulière.

2.1.1 Problématique

Les barrières de flux sont des cavités amagnétiques réalisées dans le corps du rotor permettant de dévier la circulation du champ magnétique afin qu'il traverse l'entrefer. Elles constituent un moyen essentiel d'amélioration du rapport de saillance d'une machine synchronreluctante principalement par la réduction de l'inductance en quadrature L_q . La Figure 2.1 représente la configuration idéale de la machine synchronreluctante pour laquelle les barrières de flux débouchent directement vers l'entrefer. Cette configuration, ouverte directement vers l'entrefer, est considérée la plus idéale pour augmenter au maximum le rapport de saillance, et par suite les performances de la machine. Cependant, afin d'assurer une bonne tenue mécanique, les différentes parties solides du rotor doivent être liées ensemble par de fines jonctions jouant le rôle de renforts mécaniques. Or, ces ponts de fer (idéalement d'épaisseur nulle) se comportent comme des courts circuits magnétiques et par conséquent, les lignes de champ qui y circulent ne participent pas à la création du couple puisqu'elles ne traversent plus l'entrefer. Cela provoque une réduction des performances de la machine.

Pour remédier à ce problème, deux solutions peuvent être envisagées. L'insertion d'aimants ferrites dans les machines synchronreluctantes permet d'accélérer la saturation des ponts magnétiques (Figure 2.2). Grâce à ce type de machines (machine synchronreluctante assistée d'aimants), une amélioration du couple, du facteur de puissance ainsi que du rendement a été notée [4], [5]. D'autre part, certaines études décrivent un nouveau matériau, appelé Dual phase, pour lequel il est possible de modifier localement les propriétés magnétiques du matériau [6]. Les matériaux Dual phase peuvent donc être utilisés pour remplacer les matériaux ferromagnétiques classiques, surtout dans les ponts magnétiques. Plus précisément, lorsqu'ils sont utilisés pour la réalisation des machines synchronreluctantes (Figure 2.3), il devient intéressant de réduire la perméabilité des ponts magnétiques pour obtenir des propriétés proches de celles de l'air ($\mu_r = 1$).

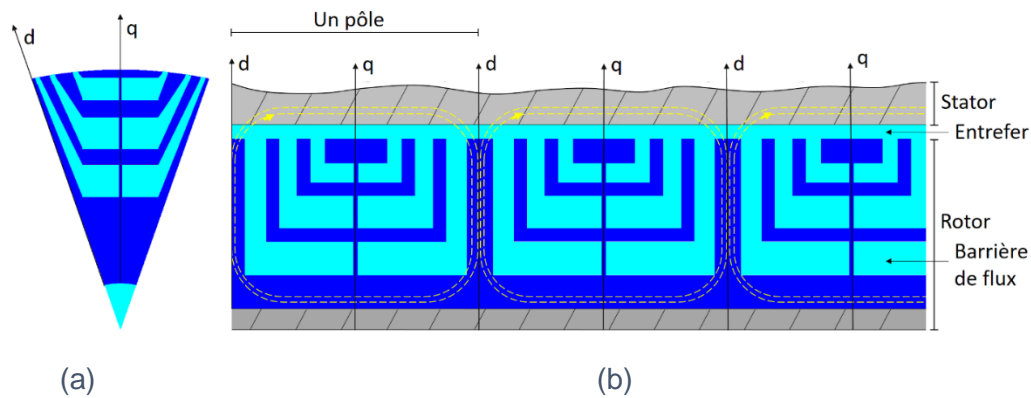


Figure 2.1 Configuration idéale d'une machine synchronreluctante à barrière de flux. Les barrières de flux débouchent directement vers l'entrefer. D'où la problématique d'une faible tenue mécanique. (a) un pôle et (b) vue plane

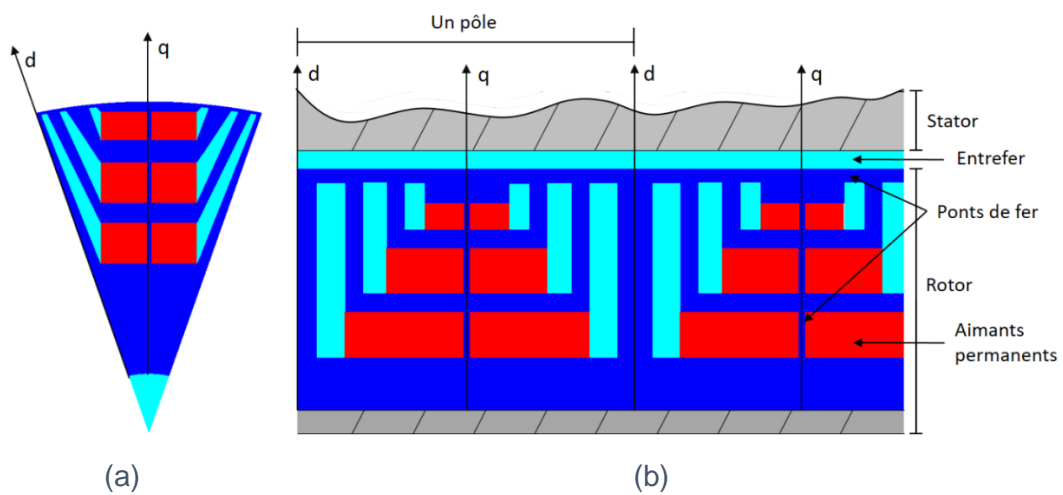


Figure 2.2 Machine synchronreluctante assistée d'aimants ferrites. Les aimants ferrites permettent d'accélérer la saturation des ponts magnétiques. (a) un pôle et (b) vue plane

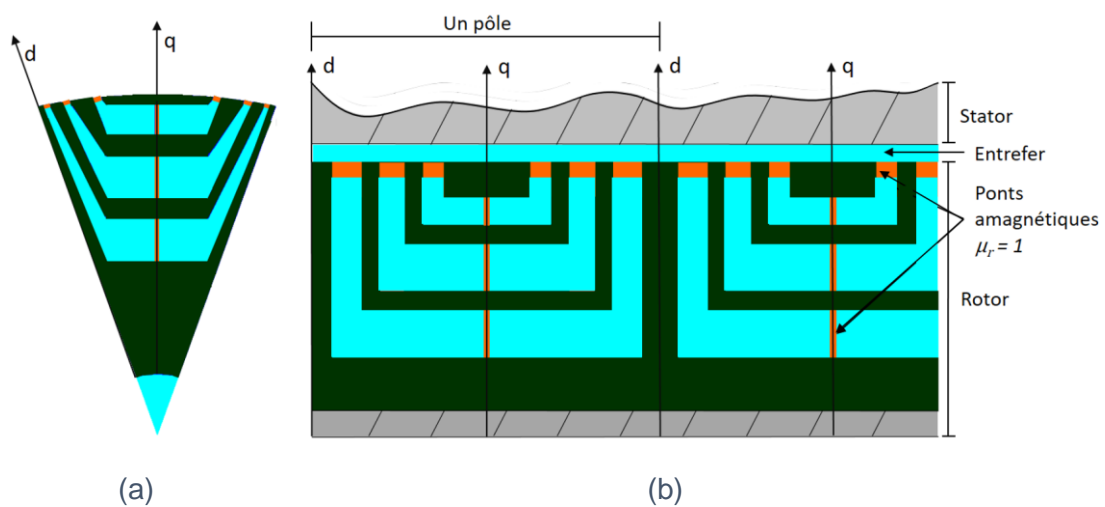


Figure 2.3 Machine synchronreluctante Dual phase qui permet de réduire la perméabilité des ponts magnétiques. (a) un pôle et (b) vue plane

2.1.2 Conception optimale

La clé d'un bon fonctionnement d'une machine synchronreluctante repose sur trois points essentiels (Figure 2.4) :

1. Une architecture bien conçue
2. Des matériaux bien choisis
3. Une commande (bien) optimisée

Dans les machines synchronreluctantes, la géométrie du rotor et les matériaux utilisés dans la machine affectent directement les reluctances dans chaque axe magnétique et par suite le couple maximal développé par la machine. Les machines synchronreluctantes bien conçues avec des matériaux bien choisis ne peuvent être performantes que lorsqu'elles sont bien pilotées. Ainsi, l'optimisation du courant est importante dans la conception de la machine synchronreluctante.

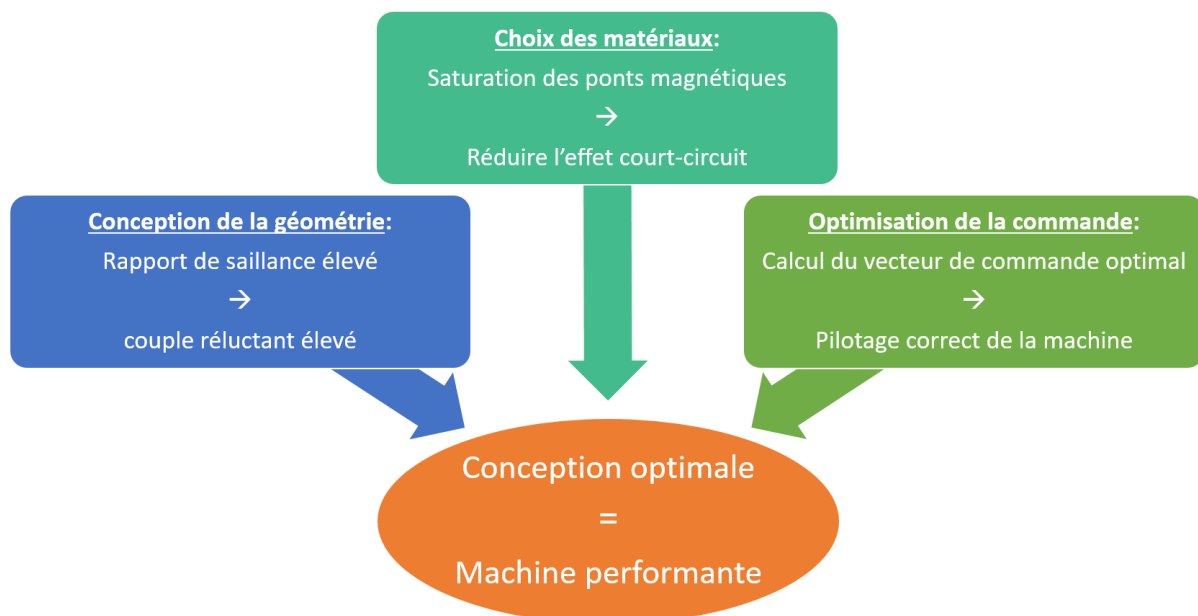


Figure 2.4 Comment concevoir une machine synchronreluctante optimale?

Dans ce chapitre, nous définissons les géométries et les matériaux utilisés dans les machines pouvant être une solution de la problématique de robustesse des machines à barrières de flux : la machine synchronreluctante assistée d'aimants ferrites et la machine synchronreluctante Dual phase. Nous rappelons également la théorie de fonctionnement des machines synchronreluctantes, les équations de base qui les régissent et leurs stratégies de contrôle en précisant leurs modes de commande. Puis nous dévoilons les performances de deux machines à comparer.

Enfin, nous essayons de développer un jumeau numérique de la machine synchronreluctante à barrières de flux à travers une validation expérimentale du modèle numérique. Cette validation est établie sur un prototype de la machine disponible dans notre laboratoire.

L'ensemble de nos calculs sont effectués en utilisant MATLAB, MotorCAD et Flux 2D.

2.2 GEOMETRIES DES MACHINES ENVISAGEES

2.2.1 Machine synchronreluctante assistée d'aimants ferrites

Une façon d'améliorer les performances de la machine synchronreluctante est l'ajout d'une quantité appropriée d'aimants dans le corps du rotor. Cette opération consiste à garnir les barrières de flux d'aimants ferrites orientés suivant l'axe q afin d'accélérer la saturation des ponts magnétiques et pallier leur effet de court-circuit. Ainsi, l'augmentation de la saturation magnétique dans l'axe q entraîne la diminution de la valeur de l'inductance L_q et par suite l'augmentation du rapport de saillance de la machine. La machine étudiée est celle de la Figure 2.5.

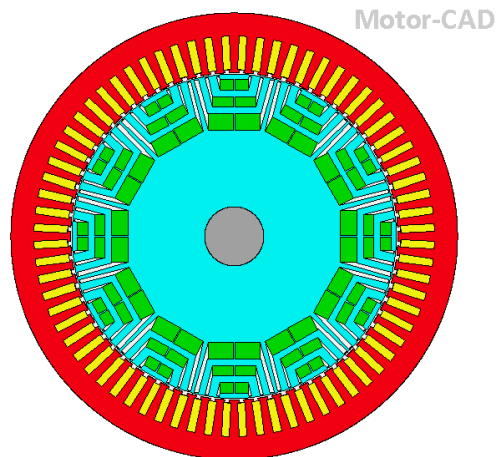


Figure 2.5 Machine synchronreluctante assistée d'aimants (couleur verte)

Comme déjà mentionné, la structure de la machine synchronreluctante bénéficie du couple apporté à la saillance du rotor. Ainsi, le rotor est l'élément cœur de cette machine. Dans le choix du rotor, plusieurs paramètres doivent être pris en considération. L'auteur dans [7] a étudié l'influence du nombre de pôles ainsi que le nombre des barrières de flux et leurs angles d'ouverture sur les performances de la machine synchronreluctante. En se basant sur l'optimisation de la géométrie développée dans [2], le rotor présenté à la Figure 2.6 fera l'objet de notre étude. Les aimants ferrites (couleur verte) sont insérés au centre des barrières de flux avec un taux de remplissage permettant la saturation des ponts magnétiques sans aboutir au comportement des machines à aimant permanents.

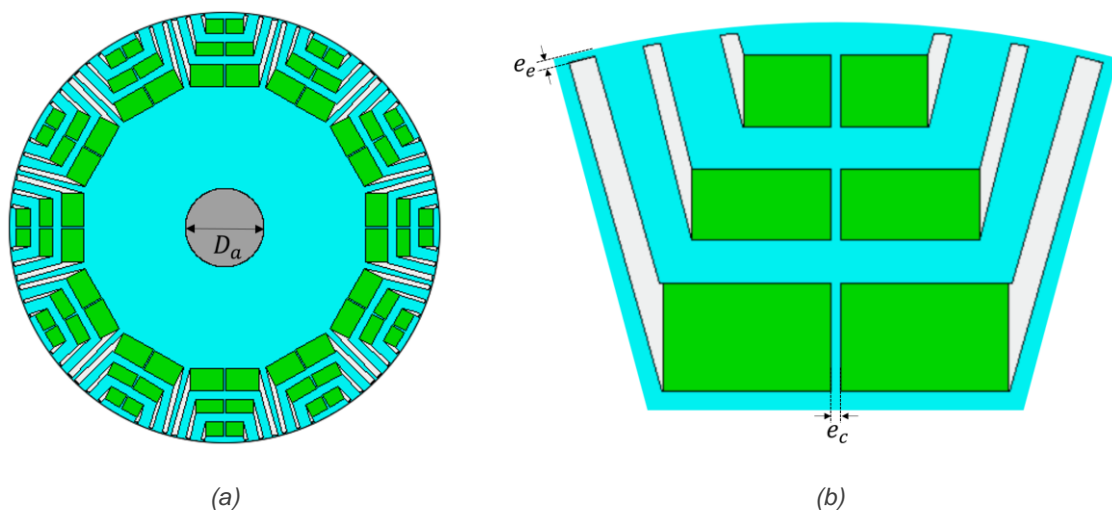


Figure 2.6 Rotor de la machine synchronreluctante assistée : (a) rotor complet et (b) un pôle du rotor

Le Tableau 2.1 récapitule les caractéristiques générales du rotor.

Tableau 2.1 Caractéristiques générales du rotor de la machine synchronreluctante assistée

Paramètres	Symbole	Valeur	Unité
Nombre de barrières		3	
Epaisseur pont d'entrefer	e_e	0.485	mm
Epaisseur pont central	e_c	0.513	mm
Diamètre d'arbre	D_a	20	mm
Longueur du paquet de tôles	ℓ	67	mm
Hauteur d'entrefer	e	0.5	mm

2.2.2 Machine synchronreluctante Dual phase

Les performances magnétiques idéales d'une machine synchronreluctante sont assurées lorsque l'épaisseur des ponts magnétiques se réduit à zéro, c.à.d. lorsque les barrières de flux débouchent directement vers l'entrefer. Cependant, pour des raisons mécaniques, ces ponts sont indispensables dans la structure des telles machines. Une des solutions considérées est de rendre le comportement magnétique des ponts proche de celui de l'air. D'où l'intérêt de l'utilisation des matériaux Dual phase dans les machines synchronreluctantes. Les aciers Dual phase sont constitués de deux phases obtenues par un procédé de traitement thermomécanique caractérisé par des vitesses de refroidissement supérieures après un maintien à haute température [8]. Lorsqu'ils sont utilisés pour la réalisation des machines synchronreluctantes (Figure 2.7), il devient intéressant de réduire la perméabilité des ponts magnétiques par un traitement thermique local pour obtenir des propriétés proches de celles de l'air tout en conservant leurs propriétés mécaniques.

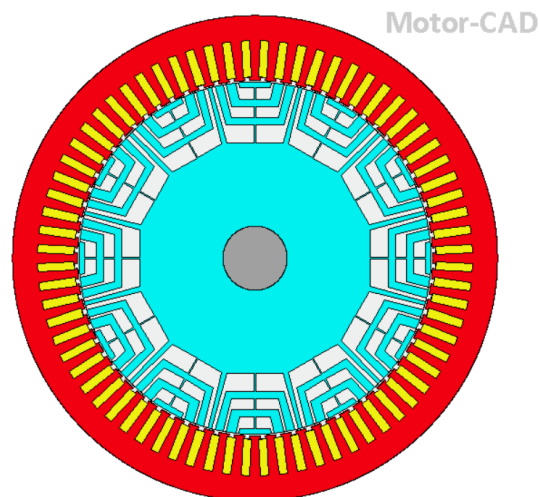


Figure 2.7 Machine synchronreluctante Dual phase

Pour la géométrie du rotor, nous utilisons les mêmes dimensions de la machine assistée mais cette fois sans aimants. Le traitement thermique effectué sur les ponts magnétiques dans le cas des machines Dual phase est modélisé en considérant le cas idéal d'une machine synchronreluctante, c.à.d. en considérant que les ponts magnétiques sont constitués de la phase amagnétique du matériau Dual phase.

La Figure 2.8 présente le rotor de la machine synchronreluctante Dual phase dans laquelle la couleur orange représente le traitement thermique local effectué pour obtenir les zones amagnétiques.

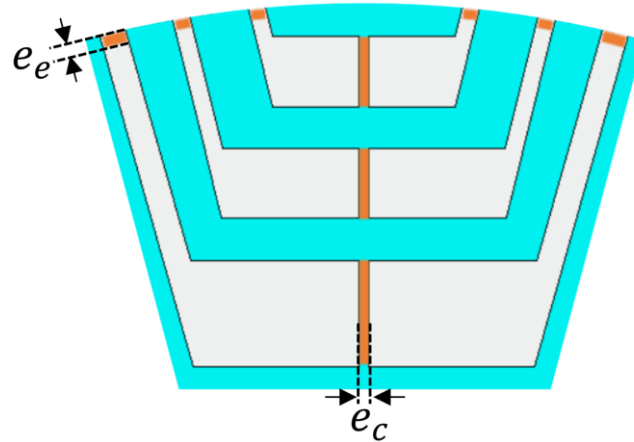


Figure 2.8 Un pôle du rotor de la machine synchronreluctante Dual phase, la couleur orange représente le traitement thermique local effectué pour obtenir les zones amagnétiques au niveau des ponts magnétiques

Les matériaux de type Dual phase font encore l'objet de recherche en ce qui concerne les modifications locales des performances magnétiques. Néanmoins, dans le cadre des travaux présentés, nous ferons l'hypothèse que ces modifications locales sont possibles. Les résultats présentés correspondent donc à une machine « Dual phase » idéale. Les performances réelles de la machine seront donc inférieures à celles prédéterminées.

2.2.3 Stator des machines synchronreluctantes

De la même manière que celui d'une machine synchrone et asynchrone, le stator de la machine synchronreluctante se compose d'un noyau magnétique percé d'encoches dans lesquelles est logé un bobinage triphasé. En référence à un aimant, le stator est organisé en paires de pôles (pôle Nord et pôle Sud). Chaque paire est constituée de deux bobines alimentées par la même phase. Les phases de chaque enroulement triphasé sont décalées de 120 degrés (électriques) l'une par rapport à l'autre, et permettent de générer un champ magnétique tournant.

La géométrie et les caractéristiques générales du stator utilisé dans les deux machines à étudier sont présentées dans la Figure 2.9 et le Tableau 2.2.

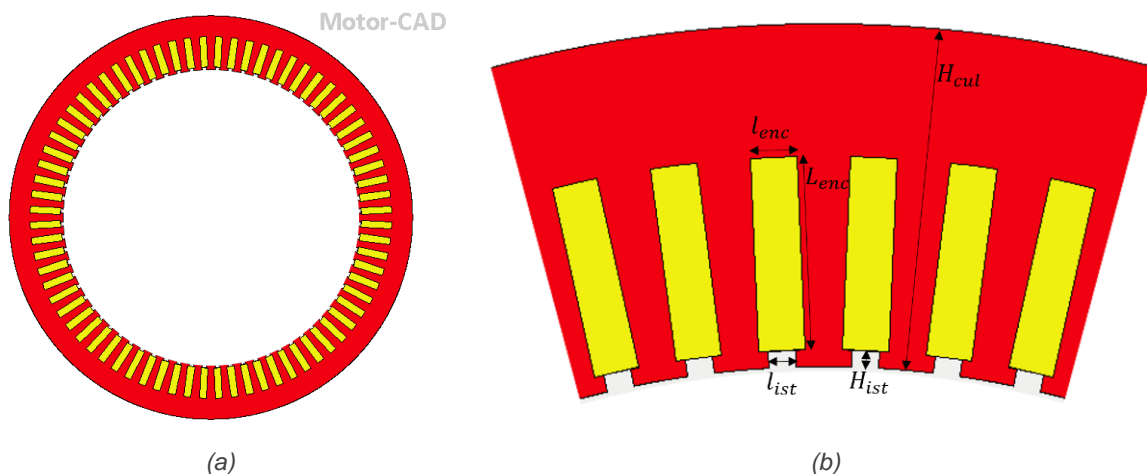


Figure 2.9 Géométrie du stator des deux machines synchronreluctantes : (a) stator complet et (b) un pôle du stator

Tableau 2.2 Caractéristiques générales du stator

Paramètres	Symbole	Valeur	Unité
Diamètre extérieur	D_{ext}	151	mm
Longueur machine	L	127	mm
Hauteur de culasse	H_{cul}	20	mm
Longueur d'encoche	L_{enc}	11.4	mm
Largeur d'encoche	l_{enc}	2.7	mm
Hauteur d'isthme	H_{ist}	1	mm
Largeur d'isthme	l_{ist}	1.6	mm
Nombre de paires de pôles	p	6	
Type des encoches		Droit	
Nombre d'encoches	N_{enc}	72	
Nombre de système triphasé	N	2	

Dans notre cas, les deux machines à étudier sont alimentées par un **double système triphasé** dont chaque enroulement sera alimenté par un convertisseur indépendant (Figure 2.10). Nous appliquons ce type d'alimentation dans l'ensemble des simulations menées sur les deux machines.

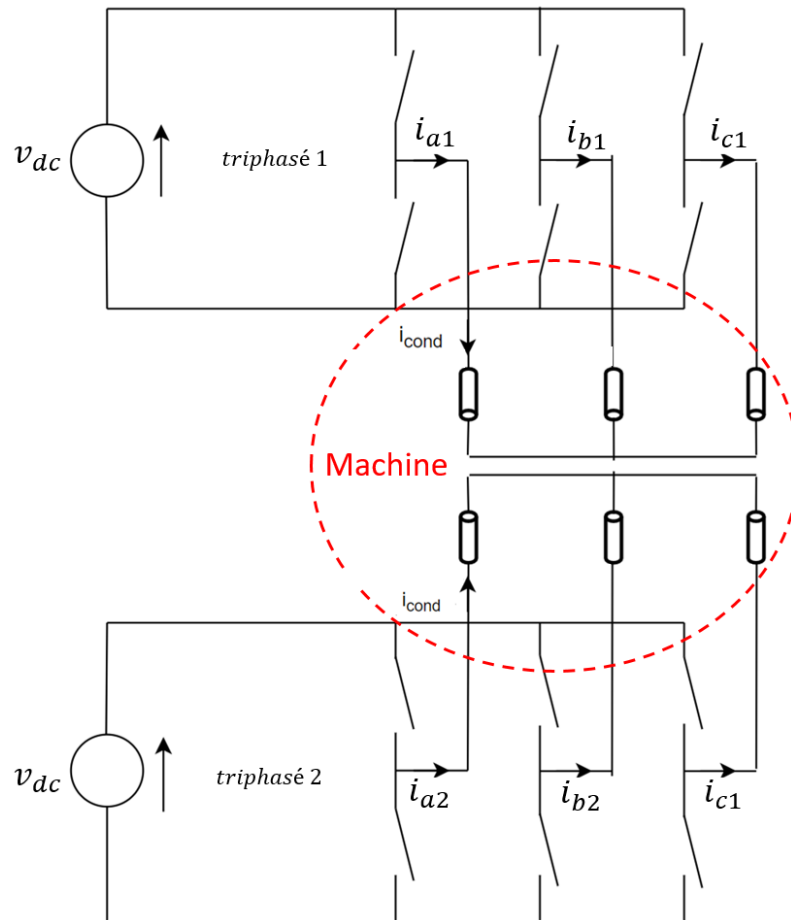


Figure 2.10 Double système triphasé alimentant les deux machines étudiées

La Figure 2.11 représente la répartition des six phases dans un pôle statorique. Il est à noter que :

- Deux phases ne se rencontrent jamais dans une même encoche (Chaque encoche correspond à une seule phase d'alimentation).
- Deux encoches successives ne sont jamais alimentées par le même système triphasé (Chaque système triphasé alimente une encoche sur deux).

Par ailleurs, toutes les validations expérimentales seront réalisées par un simple système triphasé disponible au laboratoire. Donc dans le cas des essais, une seule encoche sur deux sera alimentée (Figure 2.12).

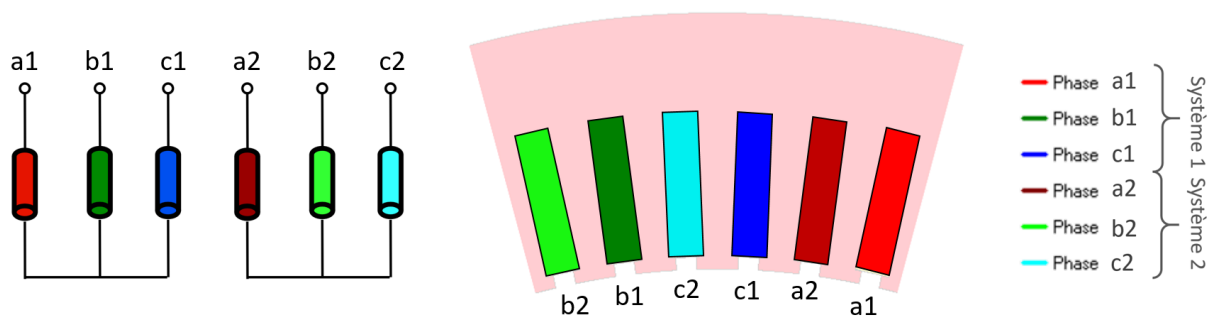


Figure 2.11 Stator alimenté par deux systèmes triphasés: répartition des six phases dans les encoches d'un pôle statorique

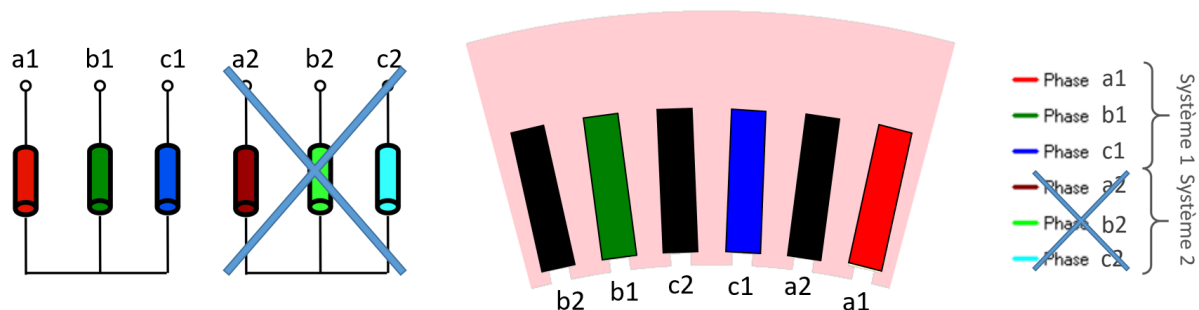


Figure 2.12 Stator alimenté par un seul système triphasés: les encoches noirs représentent les encoches non utilisées durant les essais

2.2.4 Bobinage

La machine électrique à bobinage à épingles a attiré une attention considérable en raison de son facteur de remplissage élevé, de sa rigidité élevée, de sa bonne dissipation thermique, et de ses courts enroulements dans les têtes de bobine. Ce type de machines semble être des candidats potentiels pour certaines applications de traction surtout dans le but d'améliorer le couple et le rendement, diminuer les vibrations et affaiblir le bruit [9]. Dans notre étude, nous faisons le choix d'utiliser les bobinages à épingles dans la structure des machines synchronreluctantes (Figure 2.13). Le Tableau 2.3 présente les caractéristiques générales des conducteurs utilisés.

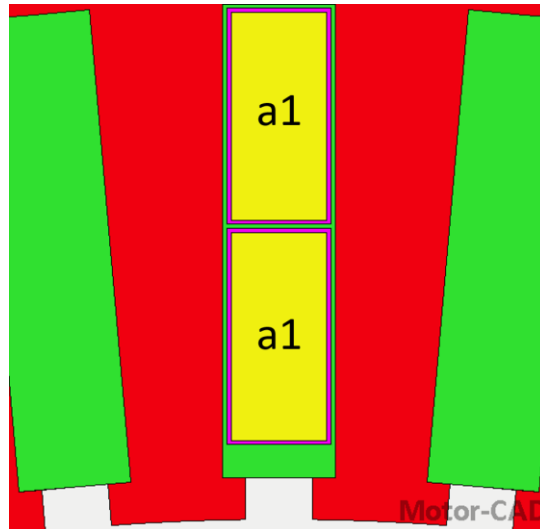


Figure 2.13 Bobinage à épingle utilisé dans le stator des machines synchronreluctantes. Les deux conducteurs d'une même encoche sont alimentés par la même phase

Tableau 2.3 Caractéristiques générales des conducteurs

Paramètres	Symbole	Valeur	Unité
Type de conducteur		Épingle	
Section de conducteur	S_{cond}	10	mm^2
Nombre de conducteurs/encoche	N_{cond}	2	
Type de connexion		Série	

2.3 MATERIAUX MAGNETIQUES

Les matériaux utilisés pour la conception des machines synchronreluctantes sont :

- Le fer doux pour les tôles statoriques des deux types de machines.
- Le fer doux pour les tôles rotoriques des machines synchronreluctantes assistées.
- Le fer Dual phase pour les tôles rotoriques des machines synchronreluctantes Dual phase.
- Les ferrites pour les aimants des machines synchronreluctantes assistées.

2.3.1 Fer doux

L'évolution des processus de fabrication et de traitement des alliages Fer Silicium a permis à ce matériau d'être de plus en plus utilisé dans le domaine de la machinerie. Ce type de tôles assure la canalisation du flux magnétique dans les machines électriques tournantes et diminue les pertes par courants de Foucault [10].

La courbe de première aimantation du fer classique est représentée à la Figure 2.14.

Les caractéristiques du fer doux utilisé pour les paquets des tôles stator des deux machines et pour les paquets des tôles rotor de la machine assistée sont représentées dans le Tableau 2.4.

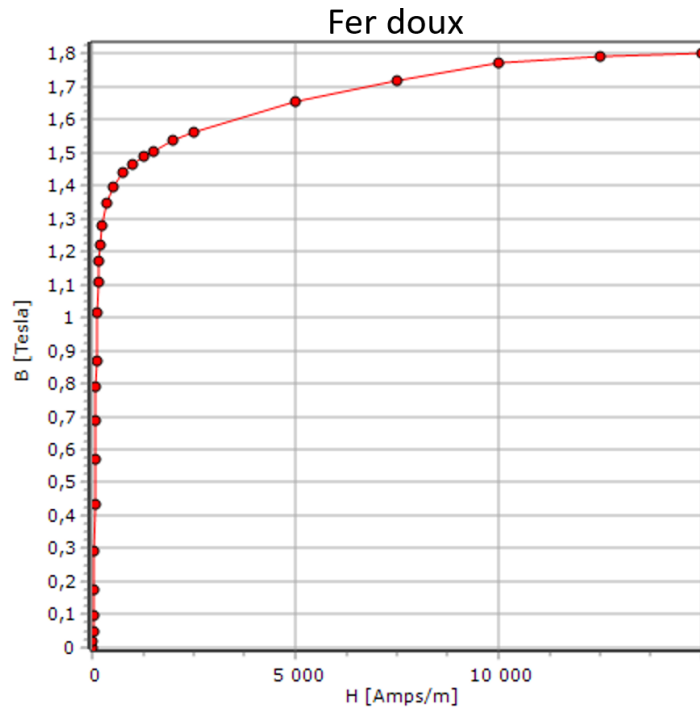


Figure 2.14 Courbe $B(H)$ du fer classique utilisé dans les tôles statoriques des deux machines et dans les tôles rotorique de la machine assistée [11]

Tableau 2.4 Caractéristiques générales des tôles du Fer doux

Paramètres	Symbole	Valeur	Unité
Epaisseur de tôle	d_t	$0.35 \cdot 10^{-3}$	m
Induction de saturation	B_{sat}	1.8	T
Excitation coercitive	H_c	50	A/m
Perméabilité relative	μ_r	7000	
Résistivité électrique	ρ_e	$42 \cdot 10^{-8}$	$\Omega \cdot m$
Masse volumique	ρ_m	7650	$kg \cdot m^{-3}$

2.3.2 Dual phase

La nature du matériau Dual phase nous permet de changer les propriétés magnétiques dans des régions sélectives des tôles rotoriques. Dans notre cas, ces régions sont les parties les plus sensibles mécaniquement : les ponts d'entrefer ainsi que les ponts centraux. On a tendance à rendre ces régions amagnétiques avec des propriétés magnétiques proches de celle de l'air. Le reste de la tôle rotorique garde les propriétés magnétiques du matériau Dual phase.

La Figure 2.15 présente la courbe de première aimantation du fer Dual phase. Notons que la limite de saturation est d'environ $1.5 T$, valeur inférieure à celle du fer classique [11].

Les caractéristiques du fer Dual phase utilisé pour les paquets des tôles rotor de la machine Dual phase sont représentées dans le Tableau 2.5.

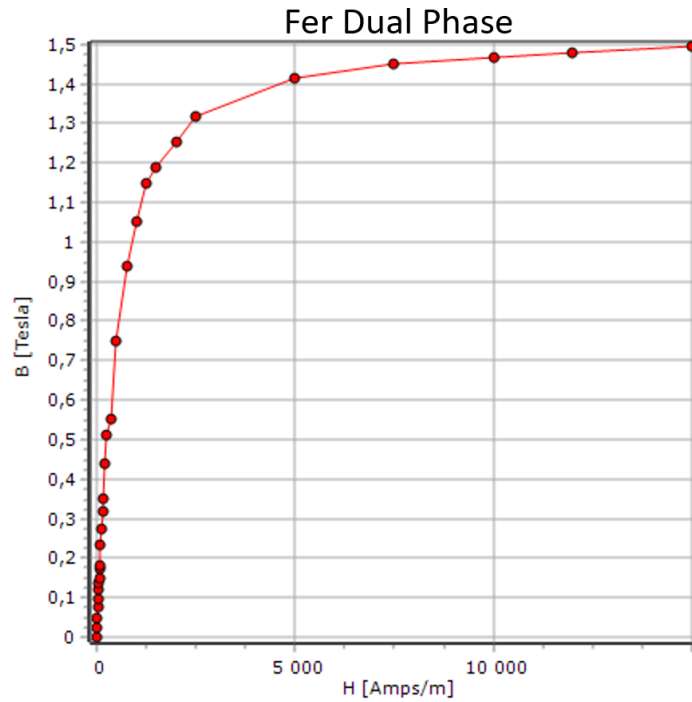


Figure 2.15 Courbe B (H) du fer Dual phase [11]

Tableau 2.5 Caractéristiques générales des tôles Dual phase

Paramètres	Symbole	Valeur	Unité
Epaisseur de tôle	d_t	$0.35 \cdot 10^{-3}$	m
Induction à saturation	B_{sat}	1.5	T
Perméabilité relative	μ_r	1500	
Masse volumique	ρ_m	7860	$kg \cdot m^{-3}$

2.3.3 Ferrites

En raison de leur faible coût de fabrication, les aimants ferrites trouvent une place importante dans les applications industrielles. Dans notre cas, où le couple est principalement produit par la saillance du rotor, les aimants ferrites à faible densité d'énergie, semblent être un bon choix pour saturer les ponts magnétiques sans toucher au principe de fonctionnement des machines synchronoréductantes.

Les caractéristiques des aimants ferrites utilisés dans les machines synchronoréductantes assistées sont représentées dans le Tableau 2.6.

Tableau 2.6 Caractéristiques générales des aimants ferrites utilisés dans la machine synchronoréductante assistée

Paramètres	Symbole	Valeur	Unité
Induction rémanente	B_r	0.47	T
Température de Curie	T_c	460	$^{\circ}C$
Perméabilité relative	μ_r	1.05	
Masse volumique	ρ_m	5500	$kg \cdot m^{-3}$

2.4 COMMANDE OPTIMALE

Pour bien exploiter ses performances, une machine bien dimensionnée a besoin d'être commandée d'une façon optimale par rapport aux besoins de l'application. Dans cette partie, nous précisons les modes de fonctionnement des machines synchronreluctantes, nous représentons les limites de ce fonctionnement et nous développons les équations de la machine permettant de définir leur stratégie de commande. Nous commençons notre étude par la définition des principales notations appliquées sur la machine tout en rappelant la définition d'un vecteur d'espace largement utilisé dans la mise en équations des machines électriques.

2.4.1 Définition des principales notations

Nous commençons par le cas le plus simple d'une machine synchronreluctante, celui d'une machine à une paire de pôles, pour définir les principales notations utilisées dans notre étude (Figure 2.16).

Sur le stator est reparti un enroulement triphasé. Les trois phases, notées a, b et c, sont constituées d'enroulements identiques et décalés entre eux d'un angle de $\pm 2\pi/3$ suivant le sens trigonométrique. A chaque enroulement de phase est associé un axe magnétique, colinéaire avec la direction du champ magnétique créé lorsque la phase est alimentée.

Le rotor à une paire de pôles saillant, forme un entrefer d'épaisseur variable (Figure 2.16). Sa constitution symétrique permet de définir les deux axes géométriques d et q. L'axe d direct, appelé encore axe longitudinal, est dirigé suivant la saillance du rotor. L'axe q quadrature, appelé encore axe transversal, est déphasé de $\pi/2$ en amont dans le sens de rotation sur l'axe d. La position du rotor est repéré par l'angle θ que fait son axe d avec l'axe de la phase a du stator. Soit Ω la vitesse de rotation du rotor. Le sens positif de rotation est celui du sens trigonométrique.

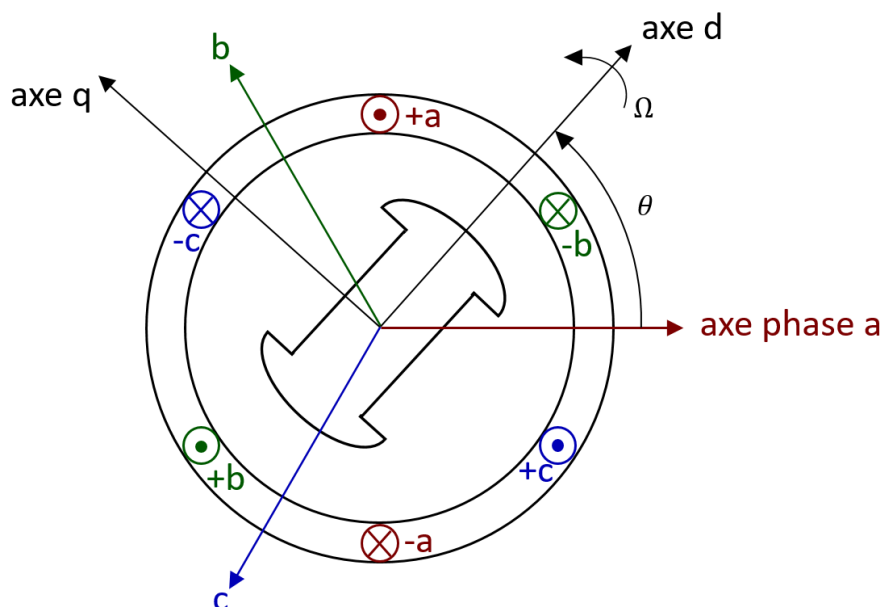


Figure 2.16 Représentation simplifiée de la machine synchronreluctante. Stator à enroulement triphasé, rotor à une paire de pôles

2.4.2 Hypothèses simplificatrices

Pour simplifier la mise en équation de la machine, nous allons faire un certain nombre d'hypothèses dont les principales sont :

1. Le circuit magnétique n'est pas saturé. Cette hypothèse entraîne la linéarité des équations ; par conséquent les flux sont proportionnels aux f.m.m qui les créent. Le flux résultant peut être considéré comme la somme algébrique des flux partiels produits séparément par chaque f.m.m.
2. La répartition spatiale des f.m.m est supposée sinusoïdale. Cette hypothèse se traduit par des relations simples entre les grandeurs électriques.

Cette approche simplifiée nous permet de mettre en évidence les différents modes de fonctionnement de la machine et de représenter graphiquement leurs principales limites.

2.4.3 Notion de vecteur d'espace

L'étude du comportement des machines synchrones se traduit par la résolution d'un ensemble d'équations reliant les tensions, courants, flux, couple et vitesse. Afin de faciliter cette résolution, on effectue des transformations mathématiques conduisant à la mise en équations vectorielles des grandeurs électriques de la machine. D'où la notion de vecteur d'espace défini mathématiquement à partir d'un changement de variables : les trois grandeurs scalaires injectées dans les enroulements triphasés sont exprimées par un vecteur complexe. Physiquement parlant, un vecteur d'espace signifie l'association au champ magnétique tournant d'un vecteur permettant d'identifier naturellement les conditions de découplages entre les composantes électriques. Vue la linéarité du champ magnétique tournant par rapport aux courants statoriques, nous choisissons ces derniers pour établir la définition du vecteur d'espace. A un instant t donné, on peut définir les vecteurs courants \vec{i}_a , \vec{i}_b et \vec{i}_c dirigés respectivement suivant les axes des phases (a), (b) et (c) et ayant comme amplitudes les valeurs instantanées du courant. Soit \vec{i}_s le vecteur résultant de la somme des trois vecteurs de courants :

$$\vec{i}_s = \vec{i}_a + \vec{i}_b + \vec{i}_c \quad (2.2)$$

Le vecteur \vec{i}_s est un vecteur unique et peut remplacer les trois vecteurs \vec{i}_a , \vec{i}_b et \vec{i}_c pour toute configuration du courant. Les vecteurs, comme \vec{i}_s , portent le nom d'un vecteur d'espace. Le vecteur d'espace \vec{i}_s peut être décrit dans un repère orthogonal (A, B) ayant son axe principal A aligné sur l'axe de la phase a (Figure 2.17). Dans le repère (A, B) , les composantes i_{sA} et i_{sB} du vecteur \vec{i}_s s'écrivent :

$$\begin{aligned} i_{sA} &= i_a + i_b \cos 120^\circ + i_c \cos 240^\circ \\ i_{sB} &= 0 + i_b \sin 120^\circ + i_c \sin 240^\circ \end{aligned} \quad (2.3)$$

Les composantes i_{sA} et i_{sB} peuvent également s'interpréter comme les parties réelle et imaginaire d'un nombre complexe décrit dans le plan complexe (A, jB) , l'axe réel étant confondu avec l'axe de la phase a. C.à.d. que le vecteur \vec{i}_s est aussi décrit par un nombre complexe défini par :

$$\vec{i}_s = i_{sA} + j i_{sB} \quad (2.4)$$

Ce vecteur complexe s'exprime en fonction des courants de phase instantanés :

$$\vec{i}_s = i_a(1 + j0) + i_b(\cos 120^\circ + j \sin 120^\circ) + i_c(\cos 240^\circ + j \sin 240^\circ) \quad (2.5)$$

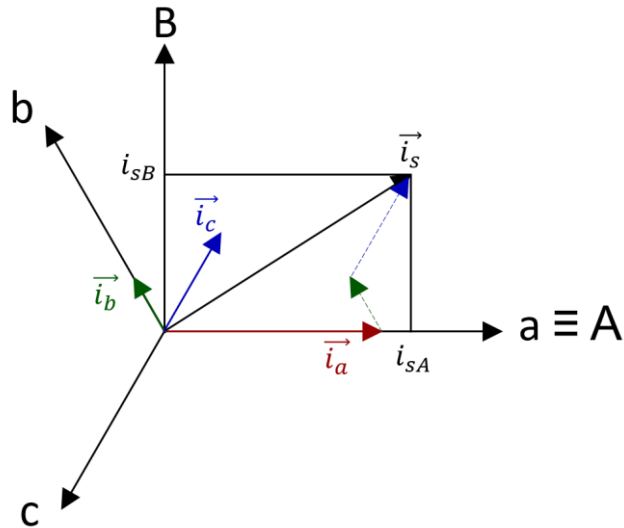


Figure 2.17 Projection du vecteur courant i_s dans un repère orthogonal (A, B) auquel on associe un repère complexe

On définit le nombre complexe a comme :

$$a = e^{j120^\circ} = \cos 120^\circ + j \sin 120^\circ \quad (2.6)$$

Le vecteur \vec{i}_s se met sous la forme :

$$\vec{i}_s = (1 \quad a \quad a^2) \begin{pmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{pmatrix} = (1 \quad a \quad a^2) \{i_s\} \quad (2.7)$$

Dans le cas où les courants forment un système triphasé équilibré, les courants $i_a(t)$, $i_b(t)$ et $i_c(t)$ s'expriment par l'équation (2.8).

$$\begin{cases} i_a(t) = I_M \cos(\omega_s t) \\ i_b(t) = I_M \cos\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ i_c(t) = I_M \cos\left(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (2.8)$$

I_M étant la valeur crête du courant sinusoïdal, ω_s la pulsation électrique des courants.

Dans ce cas, la définition (2.7) conduit à un vecteur \vec{i}_s d'amplitude constante, égale à $3/2 I_M$, qui tourne à la vitesse ω_s/p , et qui passe dans l'axe d'une phase quand le courant de cette phase est maximal. La décomposition du vecteur \vec{i}_s dans la base complexe (A, jB) est ainsi représentée par :

$$\vec{i}_s = \frac{3}{2} I_M e^{j(\omega_s t)} \quad (2.9)$$

Afin de supprimer le facteur $3/2$ de cette expression, on préfère définir le vecteur \vec{i}_s par :

$$\vec{i}_s = \frac{2}{3} (1 \quad a \quad a^2) \begin{pmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{pmatrix} = \frac{2}{3} (1 \quad a \quad a^2) \{i_s\} \quad (2.10)$$

2.4.4 Avantages du concept de vecteur d'espace

La représentation des grandeurs triphasées par des vecteurs d'espace présente un certain nombre d'intérêts :

1. Les vecteurs d'espace associés aux flux et courants ont une signification physique directe: leur position à un instant donné représente la direction du maximum à cet instant de la répartition sinusoïdale de l'onde de flux dans l'entrefer.
2. Les variations de grandeurs en amplitude et en fréquence, difficiles à discerner sur un diagramme temporel, peuvent facilement être observées dans le plan complexe du vecteur d'espace, puisqu'une variation d'amplitude se traduit par une variation de longueur, et une variation de fréquence par une variation de vitesse de rotation.
3. Les déphasages temporels entre grandeurs sinusoïdales, comme les tensions ou courants, se traduisent par des positions angulaires relatives constantes pour les vecteurs d'espace associés.
4. La valeur instantanée de chaque grandeur de phase (tension, courant ou flux) peut être obtenue par la projection du vecteur d'espace correspondant sur l'axe magnétique de l'enroulement.

Afin de faciliter davantage l'étude des machines synchrones, il reste à choisir une base convenable dans laquelle on peut décrire d'une manière simple le vecteur d'espace courant \vec{i}_s , ainsi que les autres équations électriques de la machine.

2.4.5 Transformation de Park

Le choix du repère (d, q) comme repère d'observation des grandeurs électriques conduit à un système d'équations vectorielles qui ne contient pas les termes de couplage en θ . La transformation qui permet de passer des grandeurs de phase a, b, c aux grandeurs d, q porte le nom de transformation de Park. La transformation de Park consiste à transformer les grandeurs triphasées aux grandeurs complexes dans le repère (A, B) puis exprimer ces dernières dans le repère rotorique (d, q) . Ainsi, les composantes i_d et i_q du vecteur \vec{i}_s sont reliées aux composantes i_a , i_b et i_c par :

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \sin \theta & \sin(\theta - 2\pi/3) & \sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

i_0 représente la composante homopolaire des courants. Cette composante est utilisée pour conserver l'équilibre du nombre des variables et ne participe pas à la création de la force magnéto motrice résultante le long de l'entrefer.

2.4.6 Equations de la machine – Equations de Park

Les équations de la machine décrites après la projection des vecteurs d'espaces statoriques sur les axes d et q du rotor sont appelées « équations de Park » [12].

Pour présenter les équations de la manière la plus générique, nous allons directement les établir dans le cas d'une machine synchronoréductante à p paires de pôles, assistée d'aimants orientés suivant l'axe q du rotor. Pour les machines synchronoréductantes classiques, il suffit d'annuler le flux d'aimant pour obtenir les équations correspondantes.

Equations des courants (i_d ; i_q):

$$\begin{cases} i_d = \sqrt{2} \times I_{eff} \times \cos \beta \\ i_q = \sqrt{2} \times I_{eff} \times \sin \beta \end{cases} \quad (2.12)$$

$$\sqrt{2} \times I_{eff} = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} \quad (2.13)$$

i_d et i_q représentent les composantes cartésiennes du vecteur courant dans le repère d-q. I_{eff} représente la valeur efficace du vecteur courant et β l'angle du courant représentant la position du vecteur courant par rapport à l'axe d de la machine.

On peut également travailler avec les valeurs efficaces I_d et I_q des courants i_d et i_q en les divisant par $\sqrt{2}$.

$$\begin{cases} I_d = \frac{i_d}{\sqrt{2}} \\ I_q = \frac{i_q}{\sqrt{2}} \end{cases} \quad (2.14)$$

$$I_{eff} = \sqrt{I_d^2 + I_q^2} \quad (2.15)$$

Equations des flux (ψ_d ; ψ_q):

$$\begin{cases} \psi_d = L_d i_d \\ \psi_q = L_q i_q + \psi_M \end{cases} \quad (2.16)$$

ψ_d et ψ_q représentent les composantes du flux dans le repère d-q. ψ_M représente le flux des aimants orientés suivant l'axe q dans le cas de la machine synchronreluctante assistée d'aimants.

Equations des tensions (v_d ; v_q):

$$\begin{cases} v_d = R_s i_d + \frac{d\psi_d}{dt} - \omega_s \psi_q \\ v_q = R_s i_q + \frac{d\psi_q}{dt} + \omega_s \psi_d \end{cases} \quad (2.17)$$

$$v_s = \sqrt{v_d^2 + v_q^2} \quad (2.18)$$

v_d et v_q représentent les composantes de la tension v_s dans le repère d-q et R_s est la résistance électrique d'une phase statorique.

Couple électromagnétique C_{em} :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p (\psi_d i_q - \psi_q i_d) \quad (2.19)$$

Puissance électromagnétique P_{em} :

$$P_{em} = C_{em} \times \Omega \quad (2.20)$$

Où Ω est la vitesse de rotation angulaire du rotor.

Puissance électrique P_e :

$$P_e = \frac{3}{2}(v_d i_d + v_q i_q) \quad (2.21)$$

Rendement η :

$$\eta = \left(\frac{P_{em} - p_m}{P_e} \right)^{\text{sign}(C_{em})} \quad (2.22)$$

Pour calculer le rendement, les pertes mécaniques p_m sont soustraites de la puissance électromagnétique. Les pertes mécaniques sont composées des pertes de frottement dans les paliers ainsi que dans les roulements. Ces pertes sont calculées en fonction de la vitesse de rotation (Annexe A).

Facteur de puissance f :

$$f = \frac{P_e}{3 \times I_{eff} \times v_{eff}} \quad (2.23)$$

Où $v_{eff} = \sqrt{\left(\frac{v_d}{\sqrt{2}}\right)^2 + \left(\frac{v_q}{\sqrt{2}}\right)^2}$ est la tension efficace de phase.

En régime permanent et en intégrant les équations des flux, on obtient :

$$v_d = R_s i_d - \omega_s L_q i_q - \omega_s \psi_M \quad (2.24)$$

$$v_q = R_s i_q + \omega_s L_d i_d \quad (2.25)$$

$$C_{em} = \frac{3}{2} p [(L_d - L_q) i_d i_q - \psi_M i_d] \quad (2.26)$$

La Figure 2.18 représente les courants et les tensions dans le plan d-q [13], [14].

2.4.7 Représentation graphique des limites de fonctionnement et des modes de pilotage

Dans le système entraînement-machine, les contraintes physiques sont liées à la densité de courant admissible ainsi qu'aux limites d'alimentation en tension [15], [16].

En effet, le courant est limité par les considérations thermiques de la machine et les moyens de refroidissement utilisés.

Cependant, la tension est généralement limitée par la valeur maximale de la tension du bus continu. Nous avons présenté les limites physiques de la machine dans la Figure 2.19.

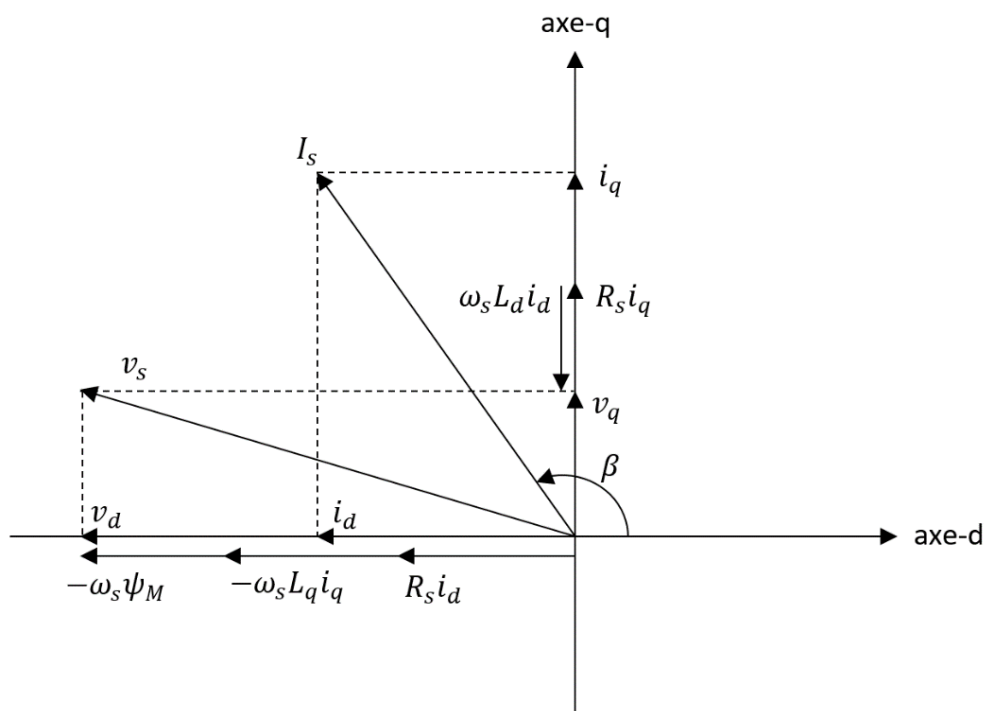


Figure 2.18 Vecteur d'espace tension et courant dans le plan d-q de la machine synchronoréductante assistée d'aimants dans l'axe q. Il suffit d'annuler le flux d'aimant pour obtenir la représentation d'une machine synchronoréductante sans aimants.

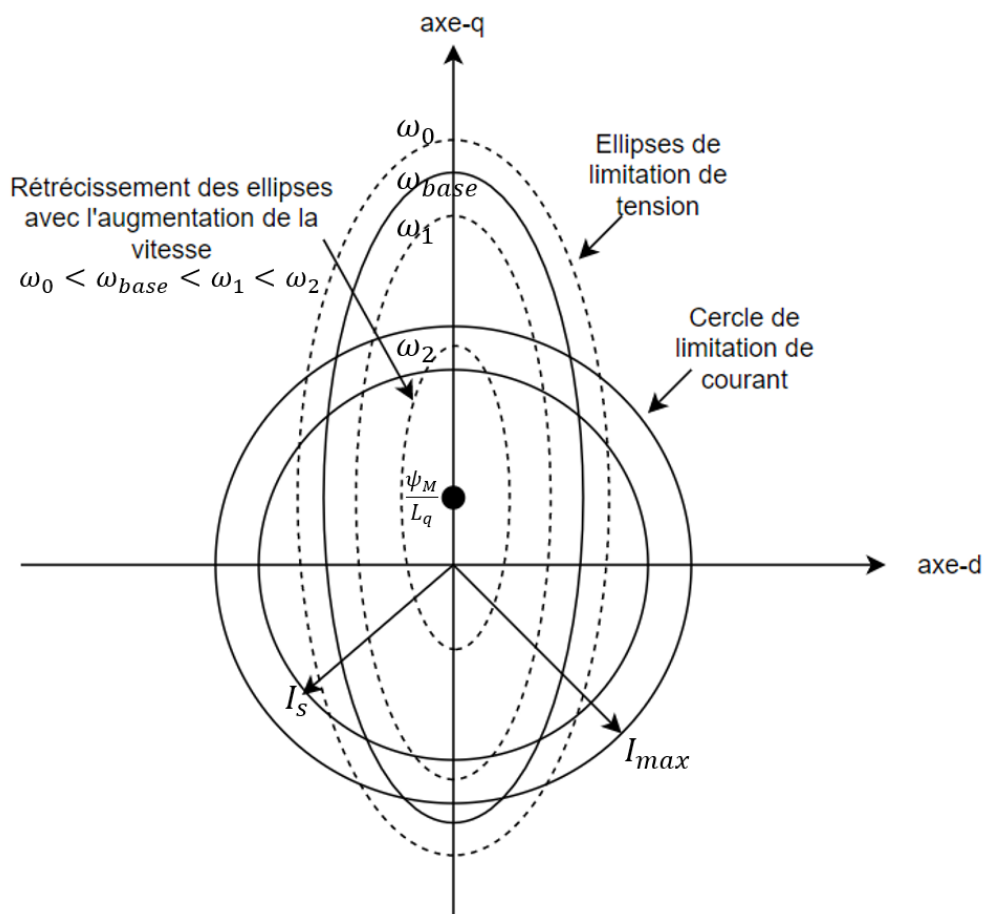


Figure 2.19 Limites physiques de la machine synchronoréductante

→ La limite de courant peut être représentée dans le diagramme d-q par un cercle à l'origine de rayon I_{max} , le courant maximal.

$$i_d^2 + i_q^2 = I_s^2 \leq I_{max}^2 \quad (2.27)$$

→ Les courbes limites de tension peuvent être représentées dans le diagramme d-q par des ellipses de centre $(0; \psi_M/L_q)$ dont les axes sont inversement proportionnels à la vitesse.

$$\left(\frac{i_d}{\frac{v_s}{\omega_s L_d}} \right)^2 + \left(\frac{i_q + \frac{\psi_M}{L_q}}{\frac{v_s}{\omega_s L_q}} \right)^2 = 1 \quad (2.28)$$

Étant donnés les limites en tension et en courant, nous présentons les caractéristiques couple/vitesse et puissance/vitesse de la machine synchronreluctante dans la Figure 2.20. Ces limites donnent naissance aux trois modes de fonctionnement décrits ci-dessous.

- Mode I : *Zone à couple constant.*

Dans cette zone, on cherche à avoir un couple maximal en injectant le courant limite. La machine peut être accélérée jusqu'à ce que la tension aux bornes de l'alimentation atteigne sa valeur limite v_{max} , soit à la vitesse $\omega_s = \omega_{base}$, qui est définie comme la vitesse de base. Au-delà de cette vitesse, on ne dispose plus de la tension nécessaire pour imposer les bons courants.

$$\omega_{base} = \frac{v_{max}}{\sqrt{(L_d i_d)^2 + (L_q i_q + \psi_M)^2}} \quad (2.29)$$

- Mode II : *Zone à puissance constante.*

Dans cette zone, la puissance est constante et on travaille à la limite de courant et de tension (intersection entre le cercle à courant limite et les ellipses de tension limites).

- Mode III : *Zone à puissance maximale.*

Dans cette zone, seule la tension limite le fonctionnement optimal de la machine. Ce fonctionnement peut être atteint avec un courant inférieur au courant maximal. Ce mode est maintenu jusqu'à la vitesse limite de la machine, c'est-à-dire quand au moins une des contraintes physiques ne peut plus être respectée.

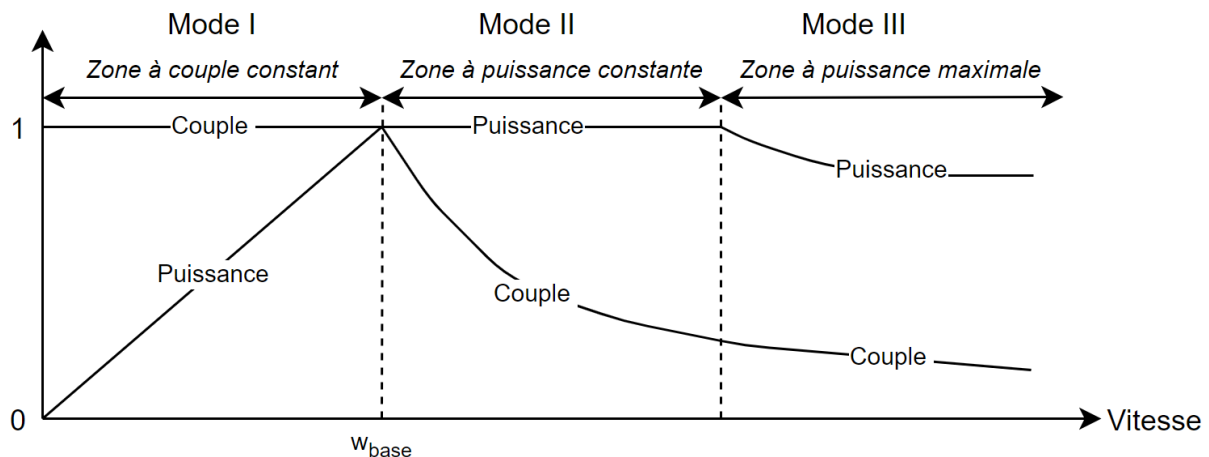


Figure 2.20 Caractéristiques couple/vitesse et puissance/vitesse d'une machine synchronreluctante

2.4.8 Stratégies de contrôle

Différentes stratégies de contrôle de la machine synchronreluctante sont discutées dans la littérature [17] - [19].

La commande à couple maximal par ampère notée MTPA en référant à son nom en anglais « Maximum torque per ampere », est la stratégie de contrôle la plus connue pour la machine synchronreluctante [20] - [22]. Elle se produit lorsque les courants des axes d et q de la machine sont contrôlés dans une zone où la machine délivre le couple maximal possible. Cette commande étudiée classiquement dans [23], vise à maximiser la dynamique de la machine, c'est-à-dire à fournir le maximum de couple quelle que soit la vitesse de rotation du rotor en prenant en compte les limitations de l'alimentation pour ne jamais saturer l'onduleur et ainsi toujours garder le contrôle des courants injectés.

La commande à rendement maximal notée ME en référant à son nom en anglais « Maximum Efficiency », est considérée comme le meilleur moyen d'économiser de l'énergie [24]. Elle vise à minimiser les pertes totales de la machine. En effet, la transformation de l'énergie d'une forme à une autre au moyen d'une machine électrique s'accompagne toujours d'une certaine perte de puissance. Cette perte donne lieu à un échauffement des différentes parties de la machine, et à une diminution du rendement. Les échauffements thermiques et les différentes pertes prises en considération dans notre étude seront présentés en détails dans le chapitre 4.

Dans la suite, nous présentons une comparaison entre les deux types des machines synchronreluctantes : la machine synchronreluctante assistée d'aimants ferrites et la machine synchronreluctante Dual phase. Nous comparons les performances des deux machines suivant la stratégie de **maximisation du couple**.

2.5 MODELISATION DE LA MACHINE

Nous faisons le choix d'un modèle hybride pour le calcul de la commande optimale de la machine synchronreluctante (Figure 2.21). Les grandeurs électromagnétiques sont calculées d'une manière analytique par les équations développées dans la section précédente, et les flux direct et quadrature sont déterminés par éléments finis. Le but de la commande est d'injecter les courants optimaux qui permettront de maximiser le couple en respectant les limites de tension de la batterie qui est dépendante de la puissance demandée et les limites en courants imposées par l'onduleur et la machine elle-même.

Une première étape consiste à connaître la valeur des flux direct et quadrature en fonction des courants direct et quadrature. Nous avons donc besoin d'un outil nous donnant la valeur des flux dans chaque axe lorsque toutes les sources (aimants et courants) sont en place. Pour cela, nous avons utilisé MotorCAD comme logiciel de calcul par éléments finis. La géométrie de la machine est décrite avec précision dans le logiciel éléments finis. Celui-ci prend aussi en compte les caractéristiques réelles de chaque matériau (aimants, tôles, etc.). Le but de cette étape est d'obtenir la valeur de chaque flux pour n'importe quelle valeur des courants i_d et i_q .

Une deuxième étape consiste à prendre en entrée la consigne de couple et de vitesse et de trouver, en se basant sur le modèle hybride de la machine ainsi que les données d'alimentation, les courants optimaux à établir dans la machine pour chaque point de fonctionnement. Les lois de contrôle ont la forme de tables contenant les valeurs des courants optimaux en fonction de la consigne de couple et de la mesure de vitesse. Une fois la deuxième étape établie, les performances électromagnétiques seront calculées pour chaque couple et chaque vitesse de l'espace de fonctionnement.

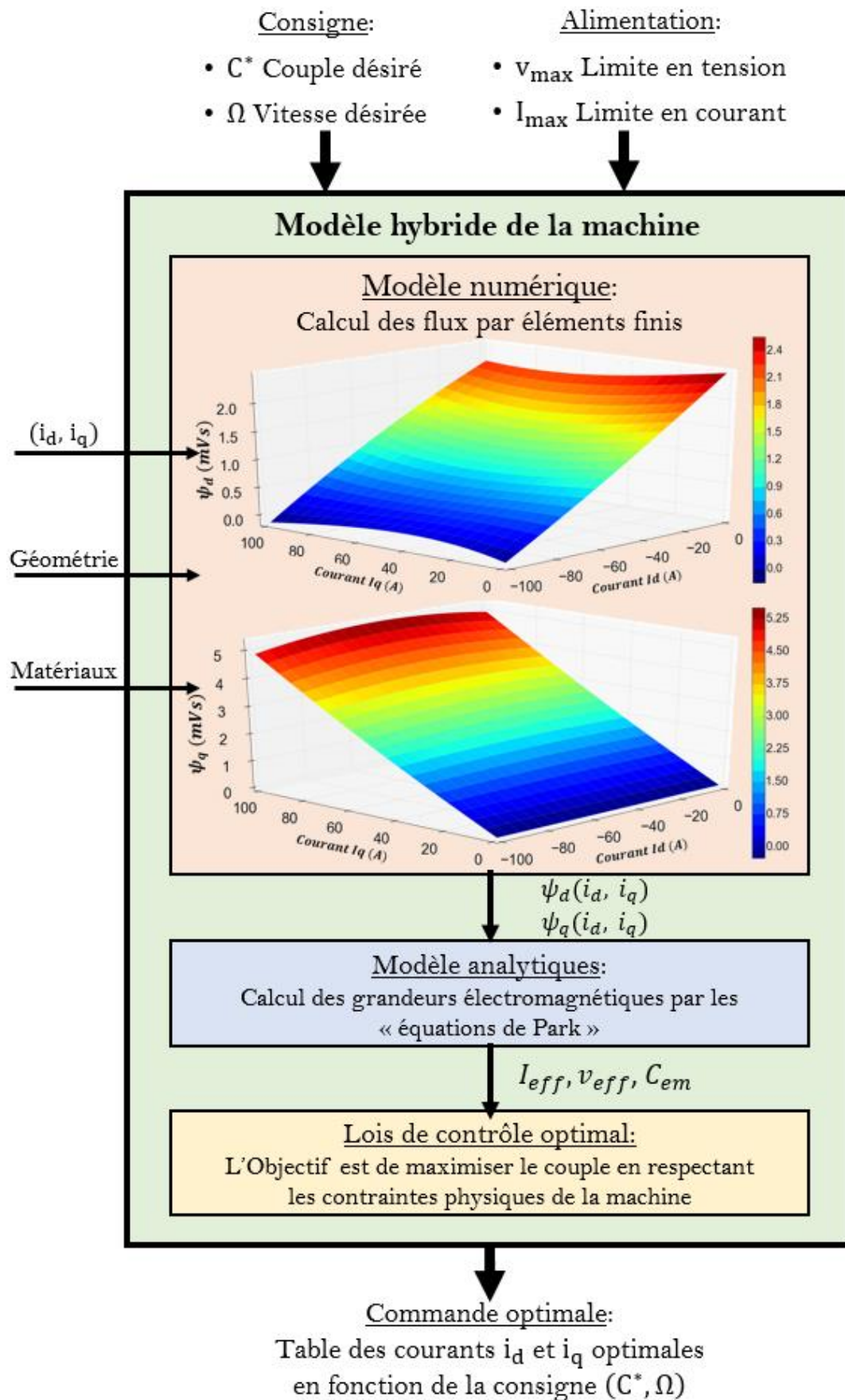


Figure 2.21 Modèle hybride de la machine synchronoréductante

2.6 COMPARAISON ENTRE LA MACHINE ASSISTEE ET LA MACHINE DUAL PHASE

Dans cette partie, nous comparons les performances des deux machines synchronreluctantes. Nous rappelons que la première machine est la machine assistée d'aimants ferrite qui permet d'accélérer la saturation des ponts magnétiques. La deuxième machine est la machine Dual phase qui rend possible la modification des caractéristiques magnétiques des ponts de fer. Ces deux types de machines synchronreluctantes sont choisies afin de réduire l'effet court-circuit causé par les ponts magnétiques. Notons que les deux machines étudiées possèdent une même alimentation, et sont comparées sur des critères identiques.

2.6.1 Alimentation

- La tension de bus continu v_{dc} est de 60V.
- La densité de courant J maximale dans les conducteurs est de $10 A/mm^2$.
- La machine est alimentée par un double système triphasé, et, l'électronique de puissance est contrôlée par une stratégie MLI (Figure 2.10).

2.6.2 Performances

En termes de performances, nous avons concentré nos efforts sur le mode de fonctionnement en mode moteur. Les performances calculées des deux machines (machine synchronreluctante assistée d'aimants ferrites et machine synchronreluctante Dual phase) seront comparées sur les mêmes critères :

1. Couple maximal C_{max} à basse vitesse,
2. Puissance maximale P_{max} à 6000 *tr/min*,
3. Rendement η à 6000 *tr/min* au C_{max} ,
4. Facteur de puissance f à 6000 *tr/min* au C_{max} ,
5. Vitesse de base Ω_{base} .

2.6.3 Résultats

Dans les Figures 2.22 – 2.25, nous présentons les lois de commande ainsi que les performances des deux structures étudiées. Les performances de la machine assistée sont étudiées pour des vitesses maximales de 18000*tr/min* tandis que les performances de la machine Dual phase sont étudiées pour des vitesses maximales de 12000*tr/min*.

Les Figures 2.22 et 2.23 représentent les lois de commande optimale en courant direct et quadrature dans les espaces de fonctionnement des machines assistée et Dual phase.

Pour le courant dans l'axe direct, on note que dans le mode I de fonctionnement (basse vitesse/fort couple), il est non nul, et il sert à profiter de l'effet de saillance dans les machines synchronreluctantes.

Concernant le courant quadrature, il augmente avec le couple d'une manière assez classique. D'autre part on constate que la machine à rotor passif (machine Dual phase) n'est pas en mesure de tenir le mode de défluxage. Après le point de base, elle entre directement dans le mode III. En effet l'unique source de flux étant le stator, il devient difficile avec un seul degré de liberté (le flux généré des enroulements du stator) de réguler à la fois le couple et la tension aux bornes de la machine.

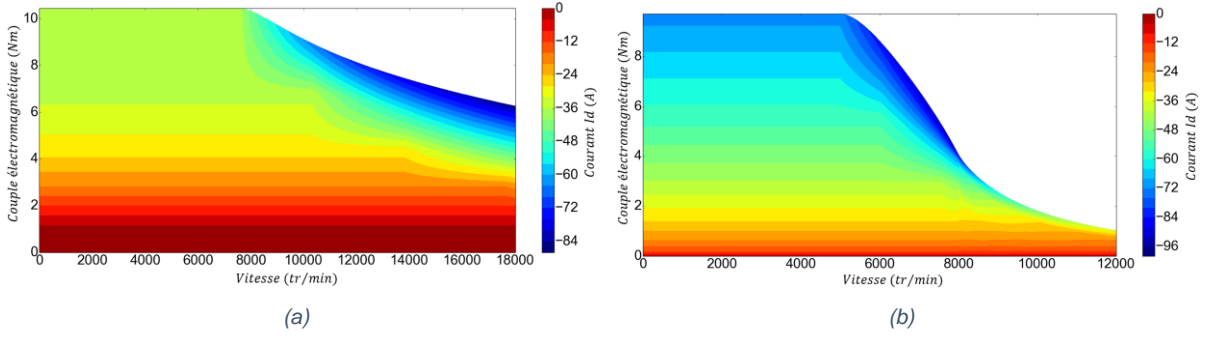


Figure 2.22 Lois de commande en courant direct (grandeur efficace) dans l'espace de fonctionnement, (a) de la machine assistée et (b) de la machine Dual phase

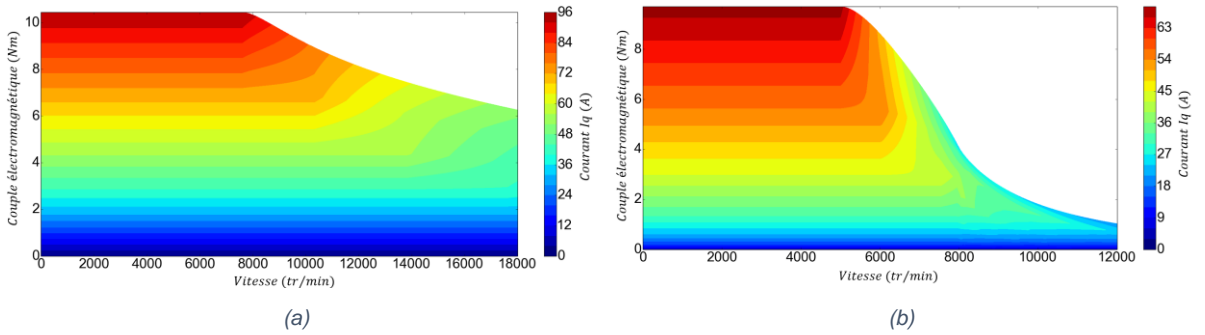


Figure 2.23 Lois de commande en courant quadrature (grandeur efficace) dans l'espace de fonctionnement, (a) de la machine assistée et (b) de la machine Dual phase

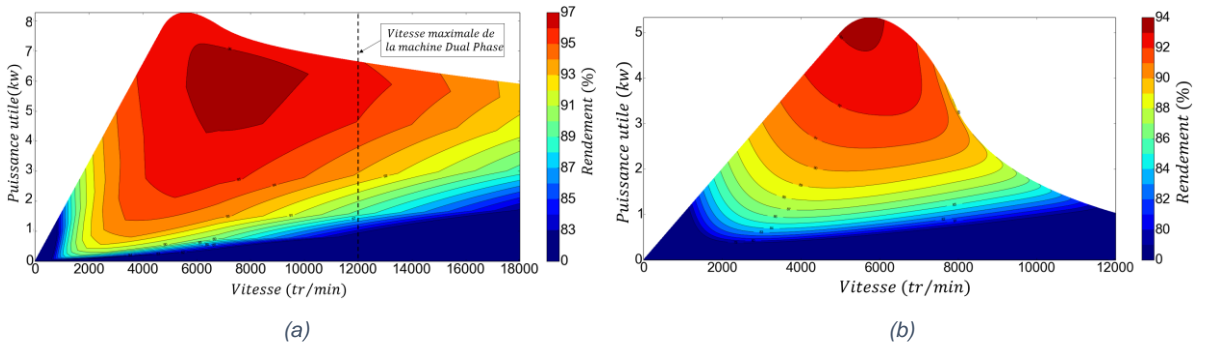


Figure 2.24 Cartographie de rendement, (a) de la machine assistée et (b) de la machine Dual Phase

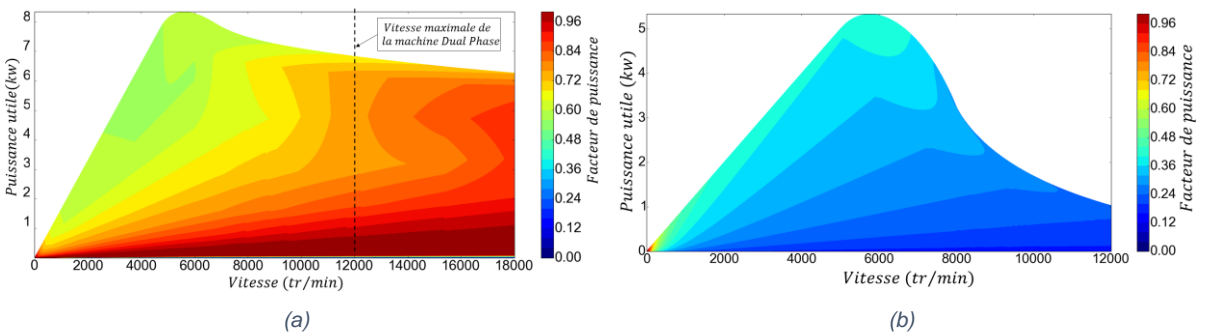


Figure 2.25 Cartographie de facteur de puissance, (a) de la machine assistée et (b) de la machine Dual Phase

Les Figures 2.24 et 2.25 présentent les cartographies de rendement et de facteur de puissance des deux types de machine. Le rendement de la machine assistée d'aimants est majoritairement supérieur à 90 % sur tout l'espace de fonctionnement, de même pour le facteur de puissance. Le couple et la puissance de la machine assistée sont supérieurs à ceux de la machine Dual phase. En effet en plus de la saillance, une partie du couple provient de l'interaction entre les champs magnétiques stator (issu de l'alimentation triphasée) et rotor (ferrites). Les performances des deux machines sont comparables jusqu'à la vitesse de 6000 *tr/min*. Au-delà de cette vitesse, la machine assistée sera beaucoup plus performante. Cela peut être expliqué par l'absence totale du flux rotorique dans la machine Dual phase.

La Figure 2.26 regroupe les couples et les puissances des deux machines étudiées. Les performances sur toute la plage de vitesse de la machine assistée sont nettement supérieures aux performances de la machine Dual phase.

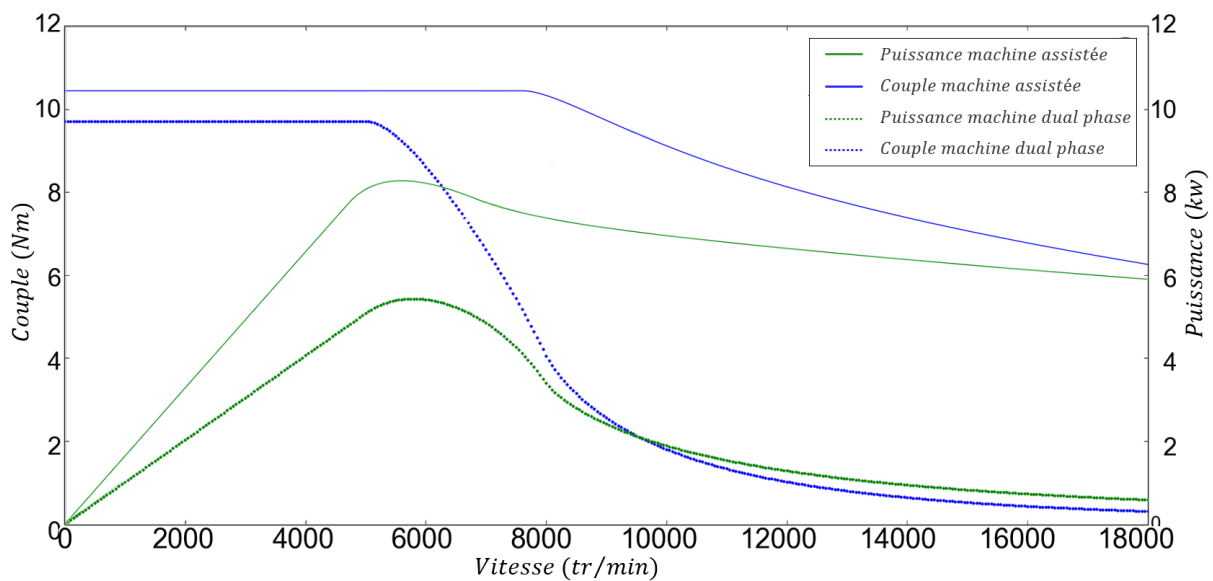


Figure 2.26 Comparaison des performances couple et puissance entre la machine assistée et la machine Dual phase

Le Tableau 2.7 présente le comparatif des deux machines sur les quatre critères choisis. Pour un courant de 10 A/mm², les couples maximaux délivrés par les machines sont comparables : 10.44 Nm pour la machine assistée et 9.7 Nm pour la machine Dual phase. La machine assistée peut maintenir ce couple maximal pour une vitesse de 7650 *tr/min*, tandis que la machine Dual phase peut le maintenir jusqu'en vitesse de base égale à 5000 *tr/min*.

Tableau 2.7 Tableau comparatif entre les deux machines

	C_{max} (Nm)	P_{max} (kW)	η (%)	f	Ω_{base} (tr/min)
Machine assistée	10.44	8.27	95.24	0.58	7650
Machine Dual phase	9.7	5.41	93.05	0.39	5000

L'analyse des différents résultats montre que la machine synchroreluctante assistée d'aimants présente les meilleures caractéristiques électromagnétiques entre les deux machines étudiées et satisfait à la majorité des critères de performances.

2.7 VALIDATION EXPERIMENTALE

La disposition du prototype de la machine synchronreluctante assistée d'aimants ferrite (Figure 2.27) nous a permis de faire une validation expérimentale du modèle électromagnétique étudié. Notre but est de construire un prototype virtuel en se basant sur la validation expérimentale des résultats numériques. On parle donc d'un jumeau numérique de la machine synchronreluctante assistée. La première étape de validation du modèle consiste à vérifier la résistance des enroulements statoriques, ainsi que la tension à vide. Une fois ces deux paramètres validés, nous avons procédé à la validation du couple maximal fourni par la machine pour différents modes de fonctionnement.

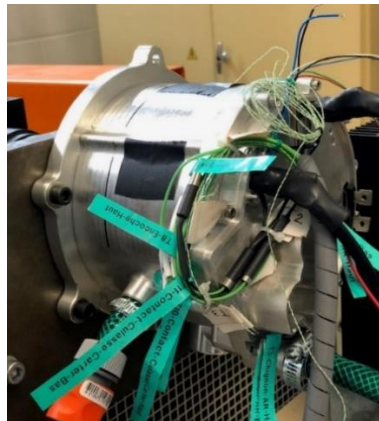


Figure 2.27 Prototype de la machine synchronreluctante assistée

2.7.1 Résistance des enroulements

La résistance d'enroulements statoriques R_s obtenue en simulation est de $4.87 \text{ m}\Omega$. En expérience, nous avons utilisé la méthode des quatre fils pour mesurer la résistance entre phases. Nous avons obtenu entre phases une résistance de 0.011Ω soit donc une résistance de $5.5 \text{ m}\Omega$ (Figure 2.28).



Figure 2.28 Mesure de la résistance statorique

Le Tableau 2.8 regroupe les résultats de simulation et de mesure de la résistance des enroulements statoriques. Les deux valeurs de résistance statorique ne sont pas identiques mais sont comparables. Cela peut être dû aux erreurs de mesures pouvant entrer en jeu.

Tableau 2.8 Résistance d'enroulements statorique simulée et mesurée

Paramètres	Symbole	Valeur simulée	Valeur mesurée	Unité
Résistance d'enroulements statorique	R_s	4.87	5.5	$\text{m}\Omega$

2.7.2 Tension à vide

Nous avons étudié la variation de la force électromotrice FEM et de la fréquence fondamentale de la machine en fonction des faibles vitesses de rotation. Les résultats sont présentés dans les Figures 2.29 et 2.30.

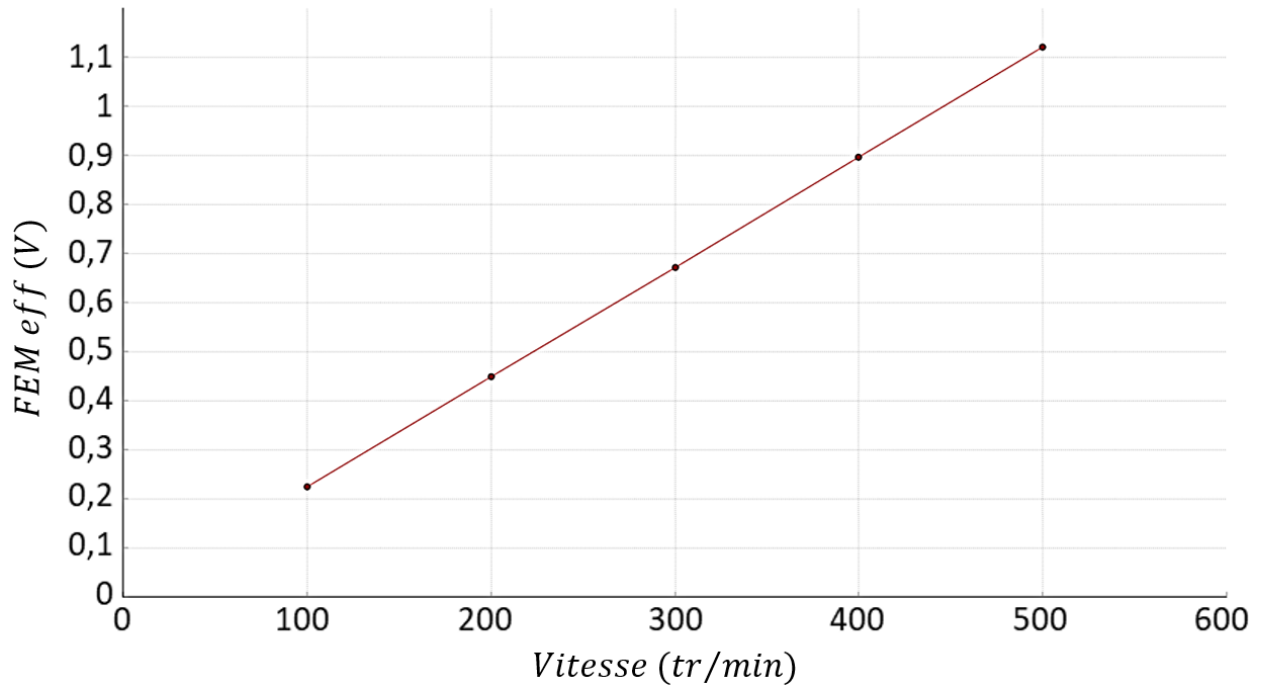


Figure 2.29 Variation de la FEM en fonction des basses vitesses

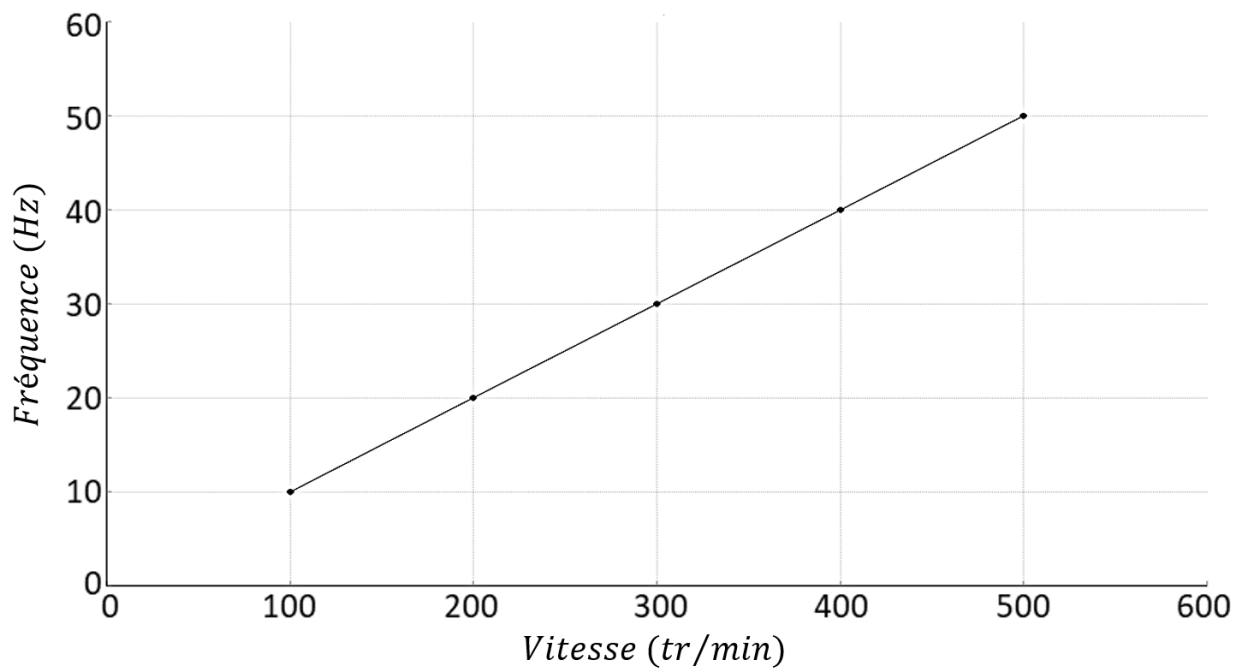


Figure 2.30 Variation de la fréquence fondamentale en fonction des basses vitesses

La validation expérimentale de la tension à vide est réalisée sur un banc d'essais modulaire permettant de tester rapidement la machine électrique (Figure 2.31).

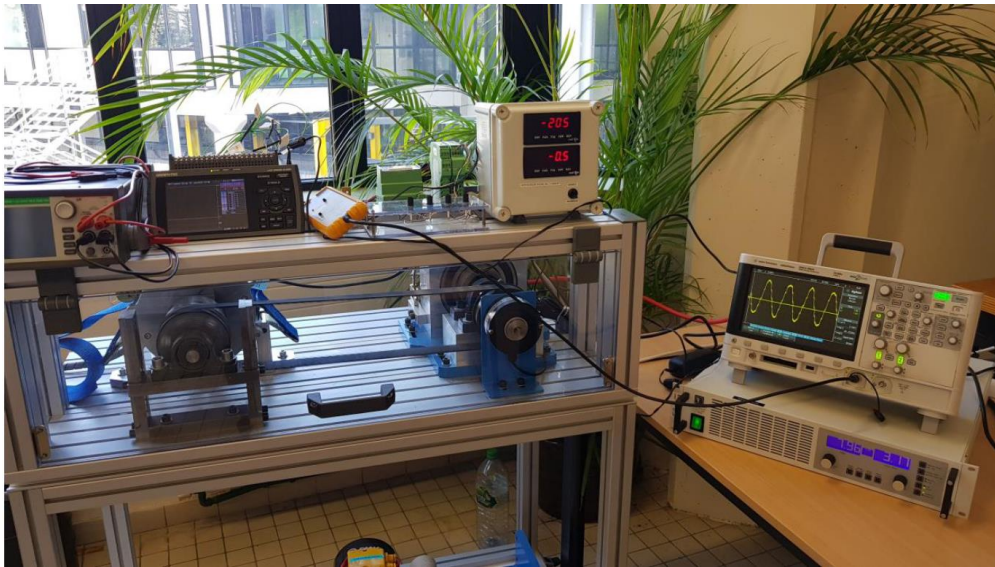


Figure 2.31 Montage de la machine électrique sur le banc de test modulaire

Le prototype a été entraîné par le banc à des faibles vitesses. Pour une vitesse d'entraînement de 500 tr/min nous avons une FEM de 0.94 V efficace avec une fréquence de 50 Hz , ce qui correspond au nombre de paires de pôles qui est égal à 6 (Figure 2.32).

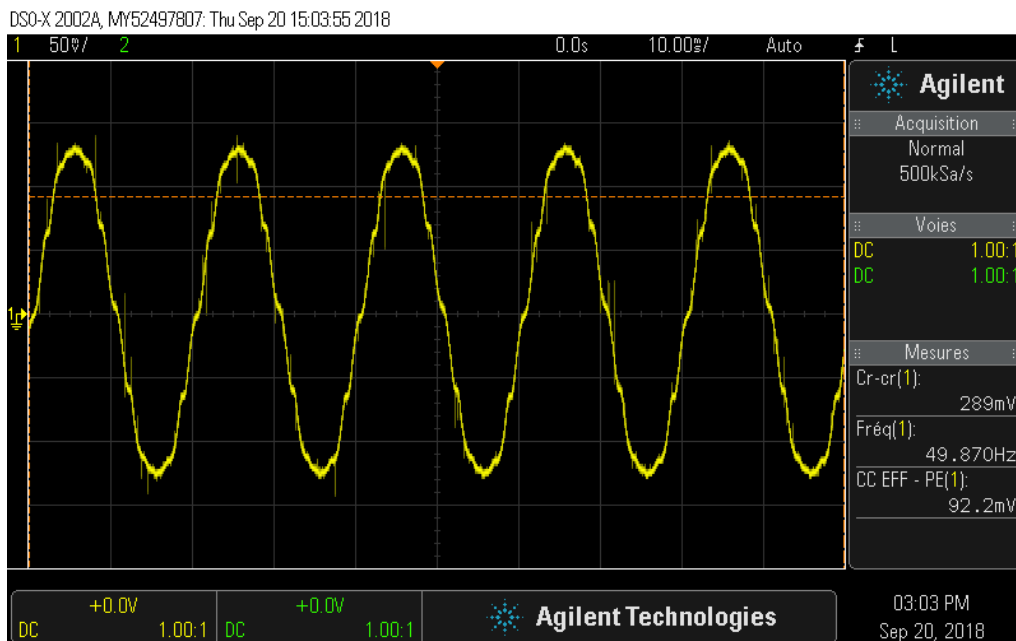


Figure 2.32 Mesure de la FEM pour une vitesse de 500 tr/min

Le Tableau 2.9 compare les résultats de simulations aux mesures obtenues de la FEM en valeur efficace.

Tableau 2.9 FEM simulées et mesurées

Vitesse (tr/min)	Fréquence (Hz)	FEM efficace simulée (V)	FEM efficace mesurée (V)	Différence
100	10	0.22	0.19	13.6%
200	20	0.44	0.38	13.6%
300	30	0.67	0.58	13.4%
400	40	0.89	0.74	16.8%
500	50	1.12	0.92	17.8%

Les différences entre les résultats de simulation et expérimentaux sont de l'ordre de 15%. Cette erreur demeure acceptable en fonction des tolérances de fabrication en particulier en ce qui concerne la maîtrise de l'entrefer et des caractéristiques des aimants ferrites.

2.7.3 Couple maximal

La suite de notre démarche de validation consiste à comparer la constante du couple k_c calculée numériquement et expérimentalement en mode statique ainsi qu'en mode auto synchrone.

$$k_c = \frac{C_{max}}{I_{eff}} \quad (2.30)$$

Dans la suite, comme dans le cas de l'expérience, nous alimentons un seul système d'enroulement triphasé. Le stator à 72 encoches sera ainsi utilisé à moitié. Une seule encoche sur deux sera alimentée, puisque les phases des deux systèmes triphasés ne se rencontrent pas dans la même encoche. La Figure 2.33 montre la répartition des différentes phases dans les encoches. La phase b est décalée de la phase a d'un angle de $\pi/9$ puisqu'on travaille à six paires de pôles. De même pour la phase c.

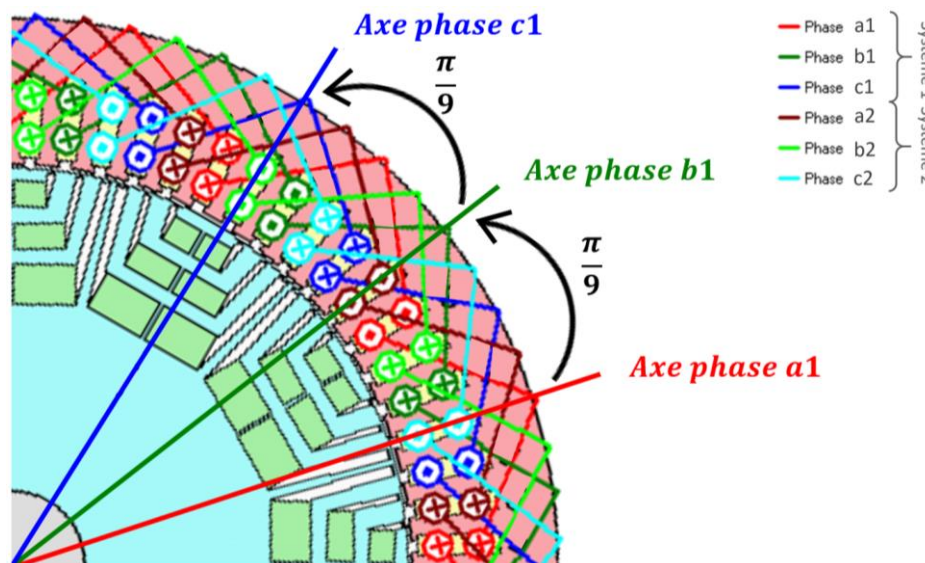


Figure 2.33 Répartition des phases dans les encoches statoriques

Nous injectons une densité de courant de $J = 10 \text{ A/mm}^2$ par phase. La densité de courant correspond à un courant efficace ramené à la section du conducteur. La section du conducteur dans notre cas est de $S_{cond} = 10 \text{ mm}^2$. Ce qui nous fait un courant efficace de $I_{eff} = 100\text{A}$ par phase et un courant crête de $I_M = 140\text{A}$ par phase. Ainsi, la répartition des courants de phase est donnée dans le système d'équation (2.19) et illustrée dans la Figure 2.34.

$$\begin{cases} i_a(t) = 140 \cos(\omega_s t) \\ i_b(t) = 140 \cos\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ i_c(t) = 140 \cos\left(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (2.19)$$

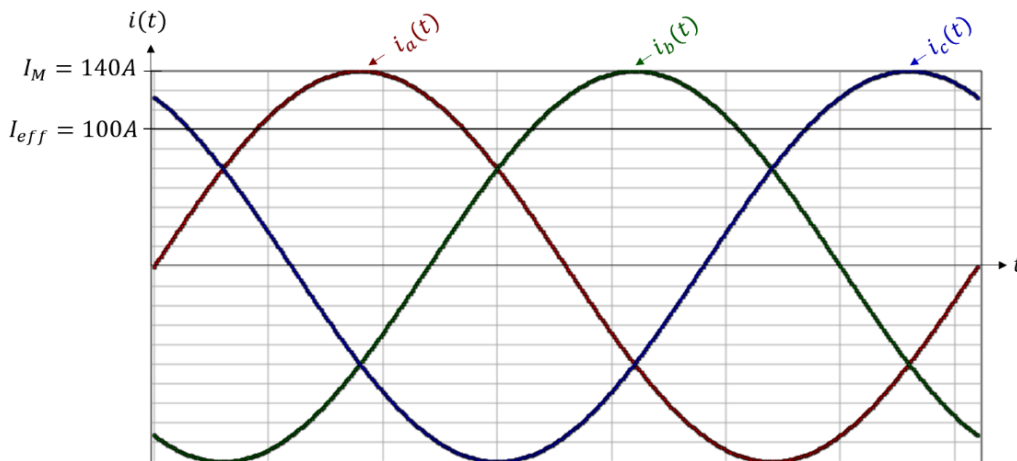


Figure 2.34 Courant triphasés d'une valeur crête de 140A

2.7.3.1 Couple statique

Durant l'étude statique, nous imposons un courant constant représentant un instant donné du régime sinusoïdal du courant. Nous choisissons un instant t pour lequel le maximum de courant est dans la phase a (Figure 2.35).

$$\begin{cases} i_a(t) = 140\text{A} \\ i_b(t) = -70\text{A} \\ i_c(t) = -70\text{A} \end{cases} \quad (2.20)$$

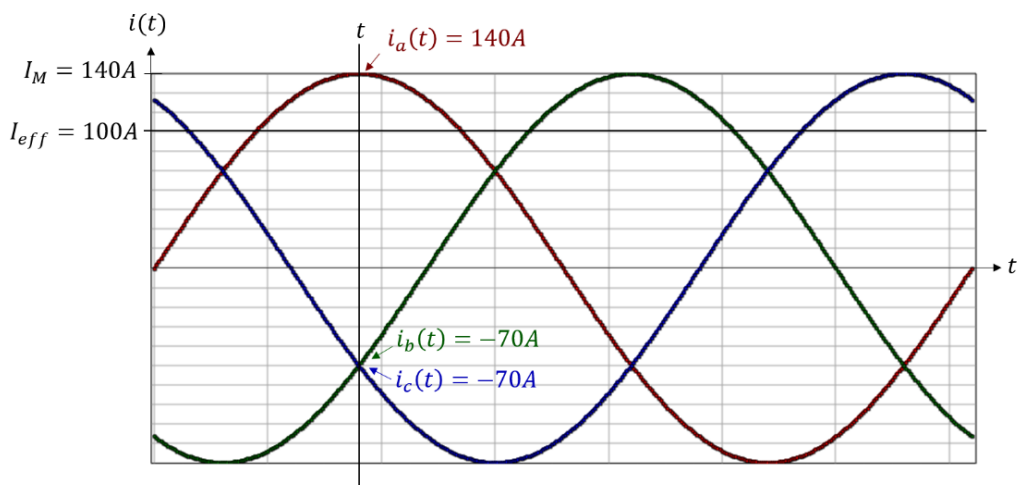


Figure 2.35 Courants des trois phases à un instant t

La Figure 2.36 montre la relation entre le courant de chaque phase et le courant dans chaque conducteur dans le prototype. Le courant dans un conducteur est égal au courant de phase puisqu'on dispose de deux conducteurs montés en série dans chaque encoche.

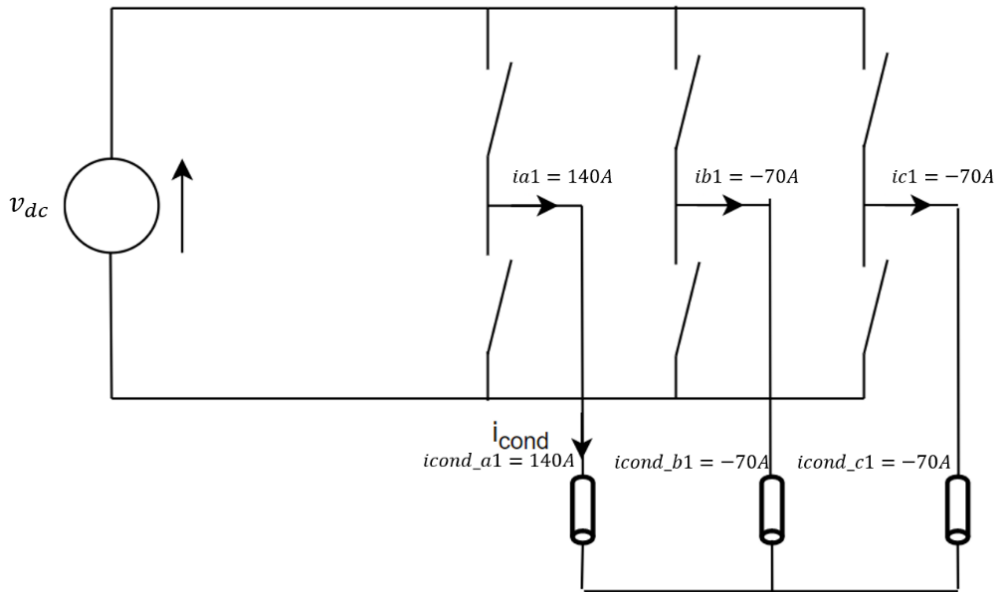


Figure 2.36 Système triphasé alimentant le stator

La Figure 2.37 (a) montre le vecteur courant I_s résultant. L'étude statique consiste à étudier la variation du couple en fonction de la position du rotor tout en maintenant un courant constant. Le vecteur I_s est donc constant, mais sa projection sur les axes d et q varie avec la variation de l'angle θ , angle entre l'axe de la phase a et l'axe d du rotor (Figure 2.37 (b)). A l'instant $t = 0$, l'axe d du rotor est confondu avec l'axe de la phase a.

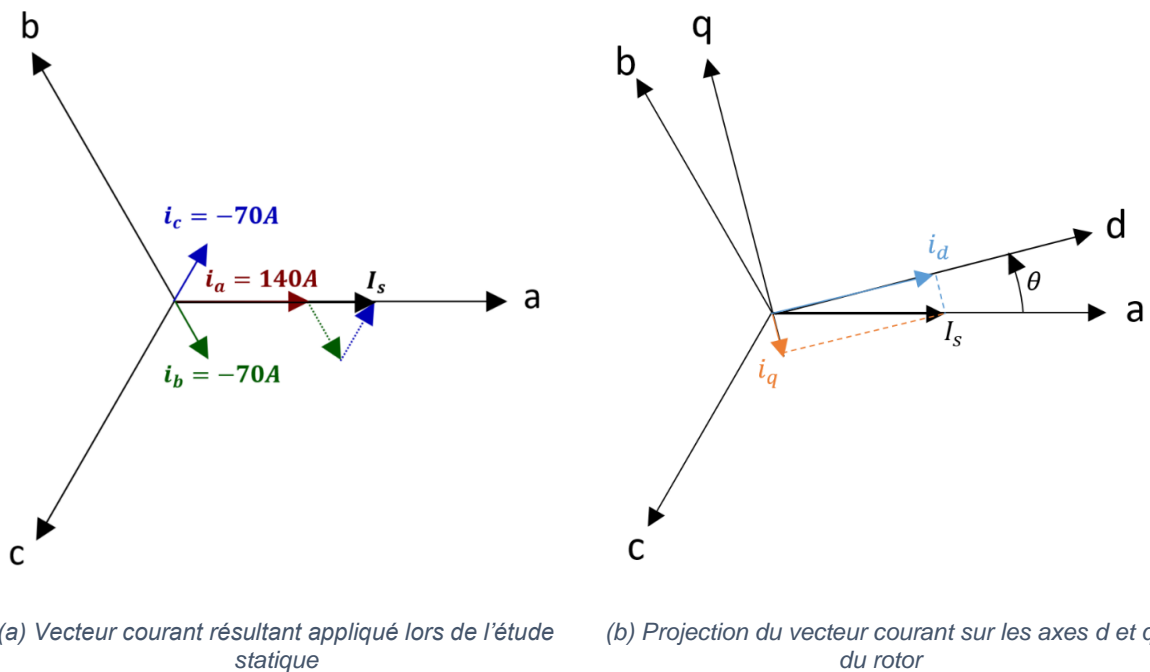


Figure 2.37 Vecteur d'espace courant, (a) dans le repère statorique et (b) dans le repère rotorique

Nous avons calculé le couple statique de la géométrie du prototype pour un courant crête qui varie entre 100A et 200A pour deux valeurs d'entrefer : 0.5 mm et 0.6 mm afin de prendre en considération les erreurs pouvant être présentes dans la construction de la machine. Les résultats sont présentés dans le graphe de la Figure 2.38. Pour les différentes valeurs des courants crêtes, le couple maximal est atteint pour une position du rotor à $\theta = \pm 130^\circ$ angle électrique.

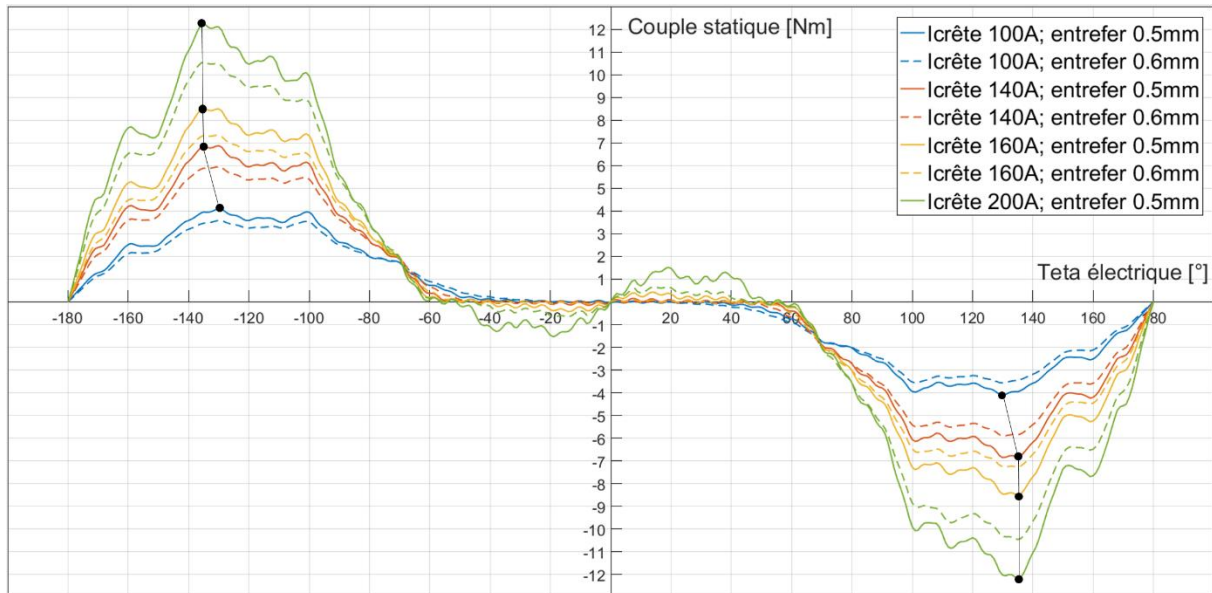


Figure 2.38 Variation du couple statique en fonction de la position rotorique pour deux valeurs d'entrefer

Expérimentalement, on applique un couple extérieur (à la main) jusqu'à faire décrocher le rotor. La position du rotor est mesurée grâce au capteur de position. On fait cet essai en faisant tourner l'arbre du banc dans un sens puis dans l'autre à partir d'une position d'équilibre. Le prototype est testé à l'arrêt (statiquement) avec une excitation en courant continu, équivalente à une distribution de courant alternatif instantanée dont le courant dans deux phases est égal à la moitié de la valeur du courant dans la troisième phase, et au sens inverse. On réalise trois essais à trois courants efficaces (75 A, 100 A et 120 A), c.à.d. pour trois courants crêtes (100 A, 140 A et 160 A). La Figure 2.39 montre l'installation du prototype sur le banc de caractérisation des machines électriques.

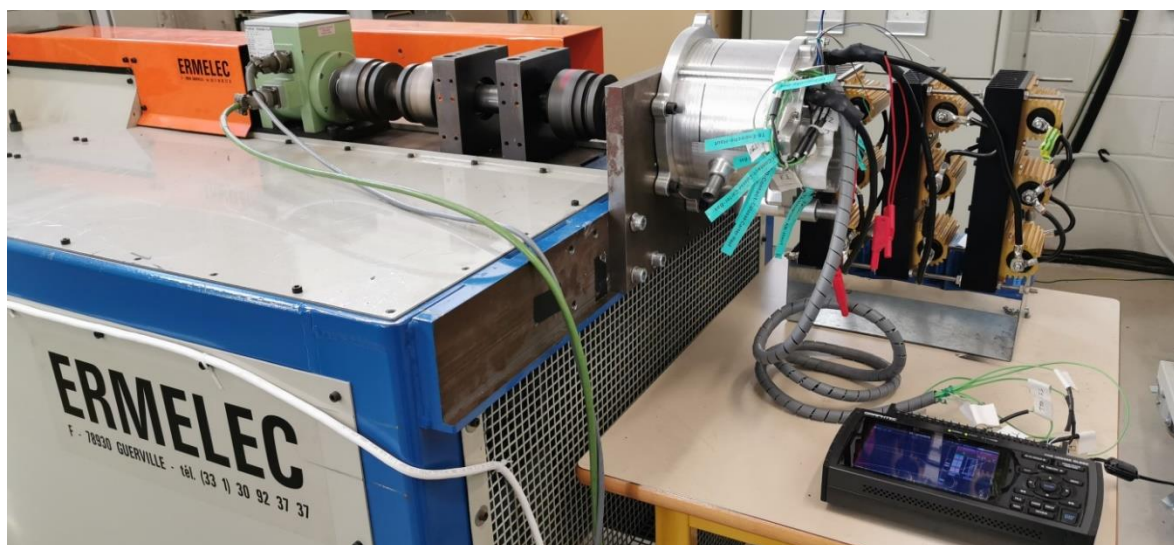


Figure 2.39 Installation du prototype sur le banc de caractérisation des machines électriques

Les Figures 2.40-2.42 présentent les résultats de comparaison entre les simulations et l'expérience pour les trois valeurs de courants. Les résultats de ce test à des valeurs crêtes de courant de 100 A, 140 A et 160 A indiquent un accord satisfaisant des résultats de simulations avec les données expérimentales.

Expérimentalement, on remarque une différence entre les valeurs du couple maximal obtenues suivant les deux sens de rotation. Par exemple, pour un courant crête de 140A (Figure 2.41), la valeur absolue du couple maximale dans un sens de rotation est de 5.3 N.m. Cette valeur est de 4.2 N.m dans l'autre sens de rotation. Le même phénomène apparaît pour les deux autres valeurs de courants, où on remarque une différence maximale de 1N.m entre les valeurs de couple maximal obtenus suivant les deux sens de rotation.

Lorsqu'on compare les résultats de simulation au résultats expérimentaux, on trouve une cohérence dans les valeurs du couple simulés et mesurés. Le Tableau 2.10 présente une comparaison entre les valeurs de simulations et les valeurs mesurées du couple statique maximal et le Tableau 2.11 présente une comparaison entre les positions du rotor obtenues par simulation et par expérience qui correspondent au couple maximal. On remarque que le couple maximal simulé est surestimé par rapport au couple mesuré. Les différences entre les valeurs de couple maximal simulé et mesuré pour les trois valeurs de courants, varient entre 0.2N.m et 0.8N.m. C.à.d. une différence qui varie entre 5 et 15%.

Que ce soit en simulation ou en expérience, le couple maximal dans le cas des courants de 140A et 160A, est détecté pour la même position électrique du rotor de 130°. Dans le cas d'un courant de valeur crête 100A, on trouve le couple maximal par expérience pour une position électrique du rotor de 120°, et par simulation pour un angle de 130°. Cette différence peut être liée à la faible résolution dans le cas expérimental.

Le but de calculer le couple statique pour un entrefer de 0.6mm est de prendre en considération les défauts de conception pouvant se produire lors de la construction du prototype, surtout dans les zones sensibles de faible épaisseur. Nous obtenons les mêmes ordres de grandeurs des valeurs de couple maximal en mode statique. Les valeurs simulés pour un entrefer de 0.6mm sont plus proches des valeurs mesurées que les valeurs pour un entrefer de 0.5mm. Cela peut être dû aux erreurs de constructions et justifie notre démarche de considération de plusieurs valeurs d'épaisseur d'entrefer dans les simulations.

Tableau 2.10 Couple statique maximal C_{max} simulé et mesuré en fonction du courant de phase

I_s (A)	C_{max} (Nm) simulé entrefer 0,5 mm	C_{max} (Nm) simulé entrefer 0,6 mm	C_{max} (Nm) mesuré
100	4.10	3.58	3.4
140	6.87	5.94	5.1
160	8.54	7.31	6.6

Tableau 2.11 Position rotorique θ au couple maximal simulé et mesuré en fonction du courant de phase

I_s (A)	θ au C_{max} simulé entrefer 0,5 mm	θ au C_{max} simulé entrefer 0,6 mm	θ au C_{max} mesuré
100	130°	130°	120°
140	130°	130°	131°
160	130°	130°	129°

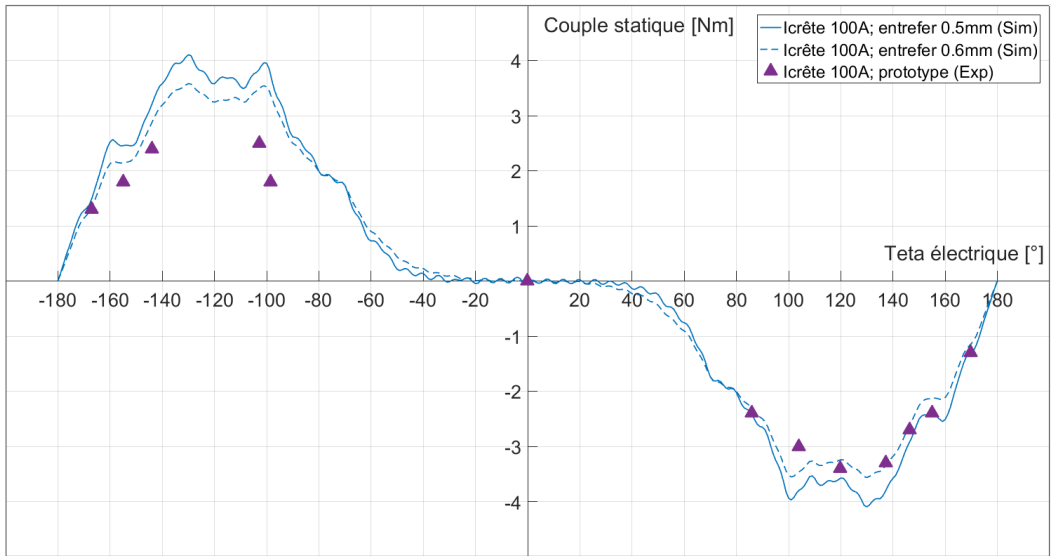


Figure 2.40 Comparaison entre le couple statique simulé et mesuré pour un courant de phase crête de 100A

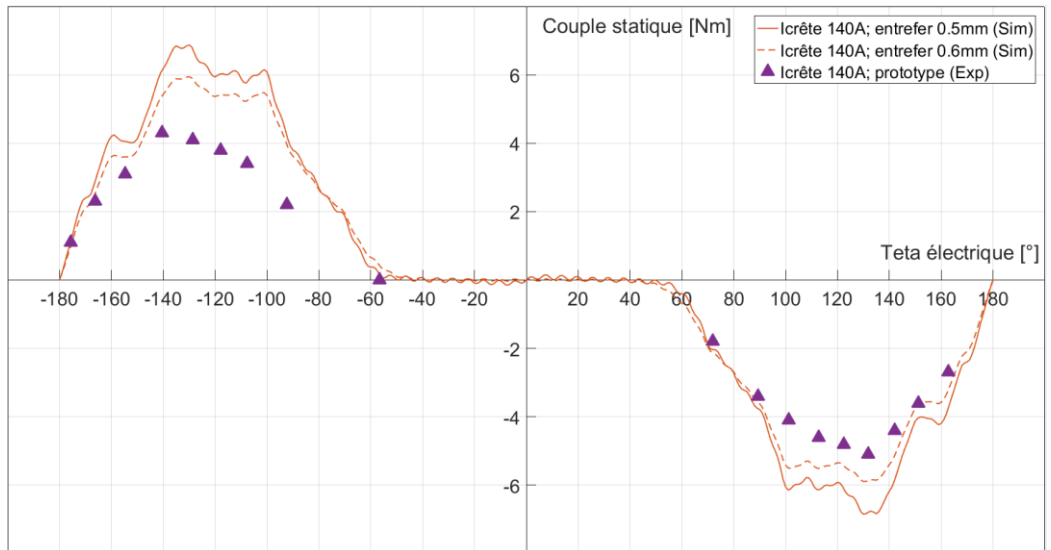


Figure 2.41 Comparaison entre le couple statique simulé et mesuré pour un courant de phase crête de 140A

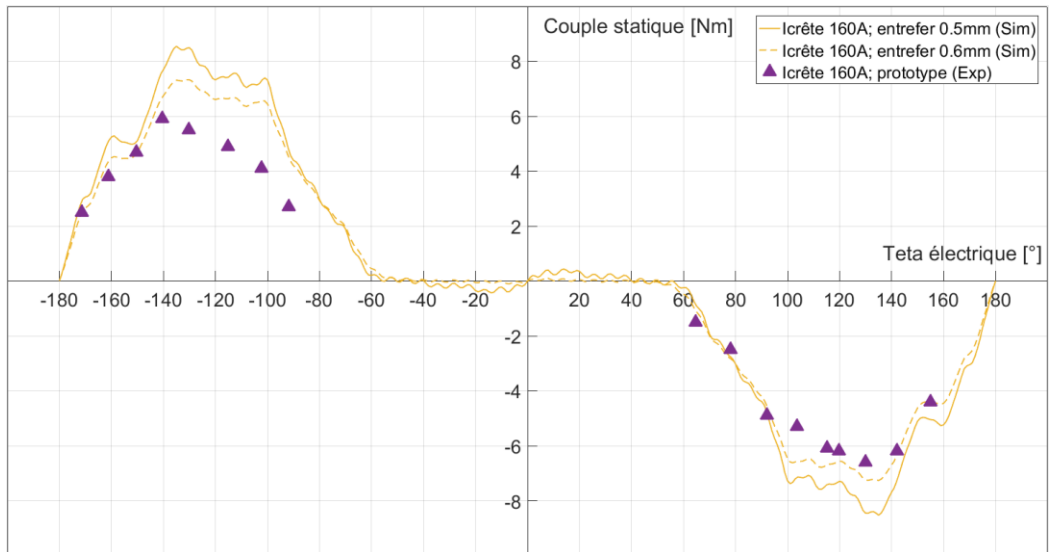


Figure 2.42 Comparaison entre le couple statique simulé et mesuré pour un courant de phase crête de 160A

2.7.3.2 Mode auto synchrone

En mode auto synchrone, nous avons calculé la commande optimale pour une consigne de couple demandée. La Figure 2.43 présente le vecteur courant dans le diagramme d-q. Il s'agit de varier l'angle β et la valeur I_s du courant pour couvrir l'espace de fonctionnement entièrement.

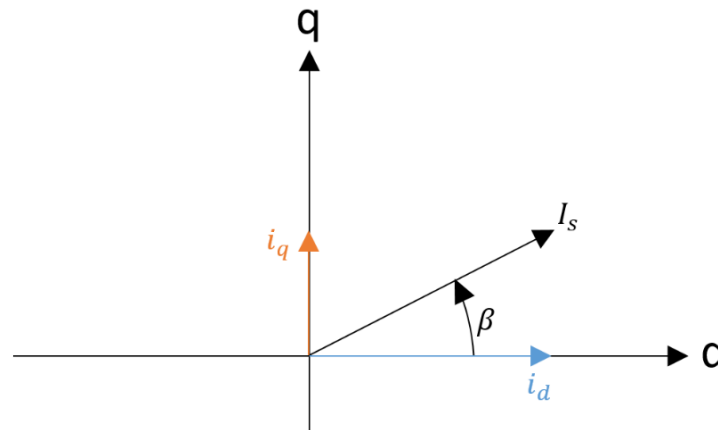


Figure 2.43 Vecteur courant dans l'espace d-q

Expérimentalement nous réalisons un essai en mode autopiloté où on impose une vitesse de rotation constante et on vérifie que nous avons le bon angle de courant qui impose le minimum de courant. L'objectif est d'obtenir l'angle optimal de courant pour plusieurs points de fonctionnement. Pour cela nous avons fait trois séries d'essais, un premier à un régime de 500 tr/min que nous essayons de maintenir, un deuxième à une vitesse de 1000 tr/min et un troisième à 1300 tr/min. La bande passante du convertisseur utilisé (130 Hz) n'aura pas permis de mesures à des vitesses supérieures. Grâce au banc de caractérisation des machines électriques, nous varions le couple de charge tout en observant la variation du courant efficace par phase. Nous relevons donc les valeurs du courant efficace pour les différents points de fonctionnement. L'ensemble de ces essais nous permet de caractériser six points de fonctionnement de l'espace couple/vitesse dont les performances en terme de rendement et de facteur de puissance sont regroupées dans le Tableau 2.12.

Tableau 2.12 Résultats des essais pour six points de fonctionnement

Vitesse (tr/min)	Couple (Nm)	Courant efficace (A)	Rendement (%)	Facteur de puissance
500	2.1	47	74	0.84
500	4.9	93	84	0.77
1000	1.8	43	92	0.84
1000	5.3	100	87	0.77
1300	2.6	57	81	0.81
1300	4.8	92	78	0.74

La comparaison aux simulations est réalisée de la façon suivante : pour chaque valeur de courant efficace trouvée expérimentalement, on recalcule le couple maximal atteint par la machine. Les Figures 2.44-2.46 présentent respectivement les résultats de simulation des cartographies de la commande optimale, du rendement et du facteur de puissance pour chaque point de fonctionnement de l'espace couple/vitesse. Sur les mêmes figures, nous présentons les résultats de mesures obtenues pour les trois séries d'essais à basse vitesse rotation (500, 1000 et 1300 tr/min).

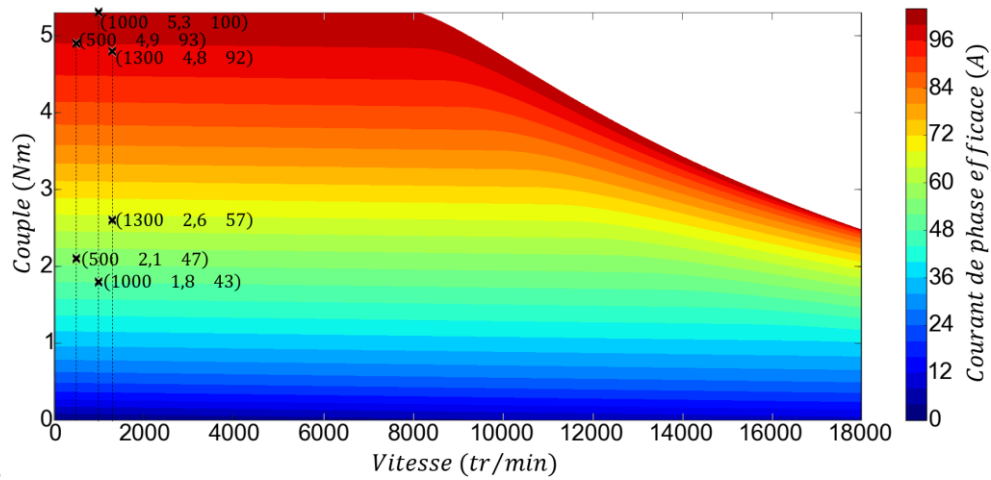


Figure 2.44 Cartographie du courant de phase simulé en valeur efficace en mode auto synchrone obtenue pour la machine assistée alimentée par un seul système triphasé. Les points (vitesse ; couple ; courant) marqués par x représentent les résultats expérimentaux du courant.

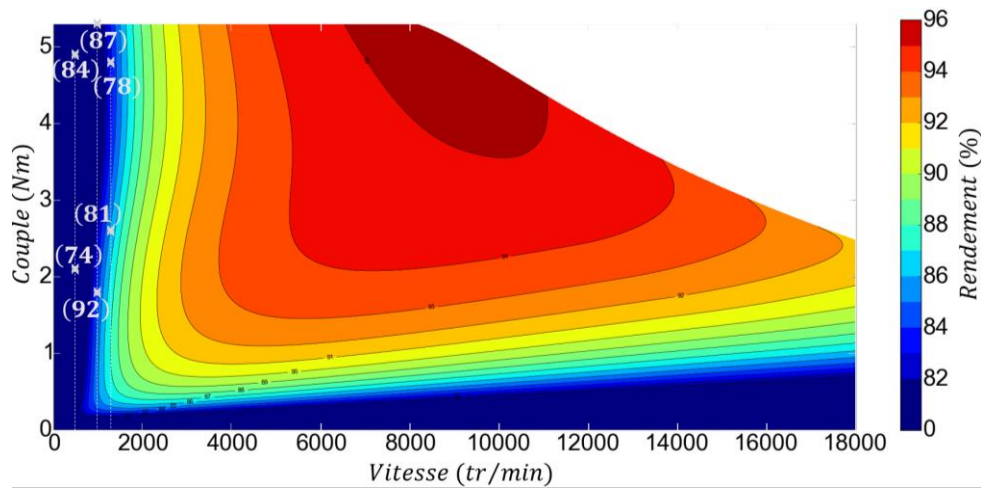


Figure 2.45 Cartographie du rendement simulé en mode auto synchrone obtenue pour la machine assistée alimentée par un seul système triphasé. Les points marqués par x représentent les résultats expérimentaux du rendement.

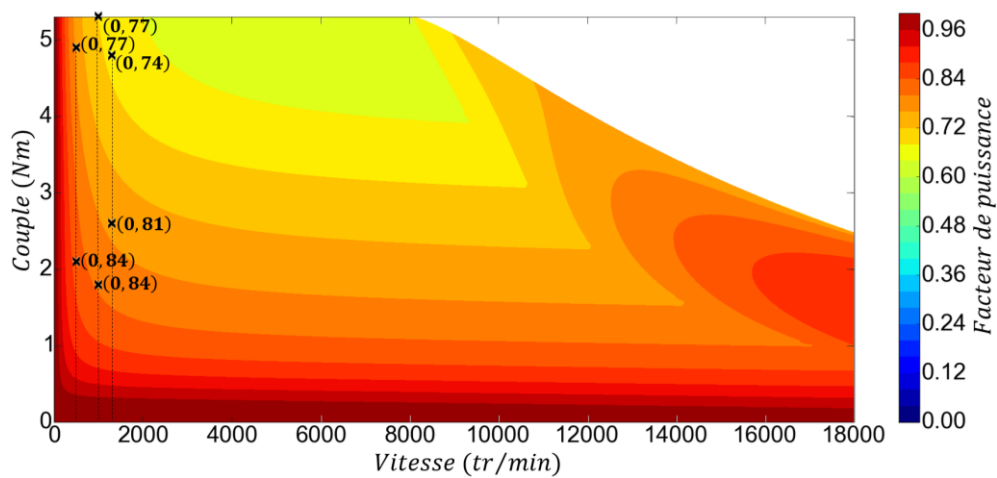


Figure 2.46 Cartographie du facteur de puissance simulé en mode auto synchrone obtenue pour la machine assistée alimentée par un seul système triphasé. Les points marqués par x représentent les résultats expérimentaux du facteur de puissance.

Afin de conserver la même base de comparaison entre les résultats du modèle et des expériences, nous rappelons que dans l'ensemble des simulations, nous avons alimenté la machine par un seul système triphasé.

Le couple maximal pour un courant efficace de phase de 100A vaut 5.4 Nm pour la machine alimentée par un seul système triphasé. Cette valeur de couple représente la moitié de la valeur obtenue lorsque la machine est alimentée par deux système triphasés qui est de 10.44 Nm. Ces résultats semblent tout à fait cohérents vu que la duplication du système d'alimentation signifie une duplication de la valeur du courant et par suite une duplication du couple tant que la machine n'est pas saturée.

Les Tableaux 2.13-2.15 présentent une comparaison entre les valeurs simulées et les valeurs mesurées du couple, du rendement et du facteur de puissance de chacun des six points de fonctionnement étudiés.

Tableau 2.13 Comparaison entre les valeurs simulées et les valeurs mesurées du couple

Vitesse (tr/min)	Courant efficace (A)	Couple simulé (Nm)	Couple mesuré (Nm)	Différence (%)
500	47	1.74	2.1	17.1
500	93	4.58	4.9	6.5
1000	43	1.51	1.8	16.1
1000	100	5.40	5.3	1.8
1300	57	2.28	2.6	12.3
1300	92	4.47	4.8	6.8

Tableau 2.14 Comparaison entre les valeurs simulées et les valeurs mesurées du rendement

Vitesse (tr/min)	Courant efficace (A)	Rendement simulé (%)	Rendement mesuré (%)	Différence (%)
500	47	73.50	74	0.67
500	93	65.83	84	21.6
1000	43	84.31	92	8.3
1000	100	79.56	87	8.5
1300	57	85.97	81	6.1
1300	92	82.99	78	6.3

Tableau 2.15 Comparaison entre les valeurs simulées et les valeurs mesurées du facteur de puissance

Vitesse (tr/min)	Courant efficace (A)	Facteur de puissance simulé	Facteur de puissance mesuré	Différence (%)
500	47	0.83	0.84	1.1
500	93	0.75	0.77	2.5
1000	43	0.80	0.84	4.7
1000	100	0.67	0.77	12.9
1300	57	0.76	0.81	6.1
1300	92	0.67	0.74	9.4

La comparaison entre les simulations et les mesures montre que les résultats sont cohérents et que les modèles utilisés pour le calcul des courants optimaux sont précis. Les écarts entre les mesures et les simulations varient entre 1 et 20%. Ces écarts semblent acceptables surtout qu'ils sont calculés sans prendre en considération les incertitudes liées aux mesures.

Finalement nous avons comparé les constantes de couple k_c calculées numériquement et expérimentalement en mode statique ainsi qu'en mode auto synchrone pour différentes valeurs du courant efficace de phase.

Les Tableaux 2.16 et 2.17 présentent une comparaison des couples et des constantes de couple obtenus dans chaque cas d'étude.

Tableau 2.16 Comparaison entre les couples calculés numériquement et expérimentalement en mode statique ainsi qu'en mode auto synchrone pour différentes valeurs du courant efficace de phase

Courant efficace de phase (A)	Couple Mode statique		Couple Mode auto synchrone	
	C simulé (Nm)	C mesuré (Nm)	C simulé (Nm)	C mesuré (Nm)
43	1.83	-	1.51	1.8
75	3.58	3.4	3.08	-
100	5.94	5.1	5.40	5.3
120	7.31	6.6	7.13	-

Tableau 2.17 Comparaison entre les constantes de couple calculées numériquement et expérimentalement en mode statique ainsi qu'en mode auto synchrone pour différentes valeurs du courant efficace de phase

Courant efficace de phase (A)	Constante de Couple Mode statique		Constante de Couple Mode auto synchrone	
	k_c simulée (Nm/Aeff)	k_c mesurée (Nm/Aeff)	k_c simulée (Nm/Aeff)	k_c mesurée (Nm/Aeff)
43	0.042	-	0.035	0.041
75	0.047	0.045	0.041	-
100	0.059	0.051	0.054	0.053
120	0.060	0.055	0.059	-

Lorsqu'on analyse les écarts types entre les résultats, on constate que les constantes de couple mesurées expérimentalement dans le mode statique sont plus petites et plus éloignées des autres valeurs. Cela peut être dû au fait que dans ce mode de fonctionnement, la procédure de mesure consiste en une intervention directe de notre part sur la machine pour faire varier le couple de la machine. Cela va sûrement introduire des erreurs supplémentaires. Les valeurs des constantes de couple simulées en mode statique sont les plus grandes vu la stabilité de fonctionnement lors de l'application d'un courant constant à la machine.

La Figure 2.47 montre une représentation graphique des résultats de simulation et d'expérience et prouve la proportionnalité du couple par rapport au courant de phase.

En conclusion, on peut dire que les valeurs des constantes de couple étant assez proches, ce qui semble satisfaisant pour construire un jumeau numérique de la machine synchronreluctante assistée d'aimants ferrites.

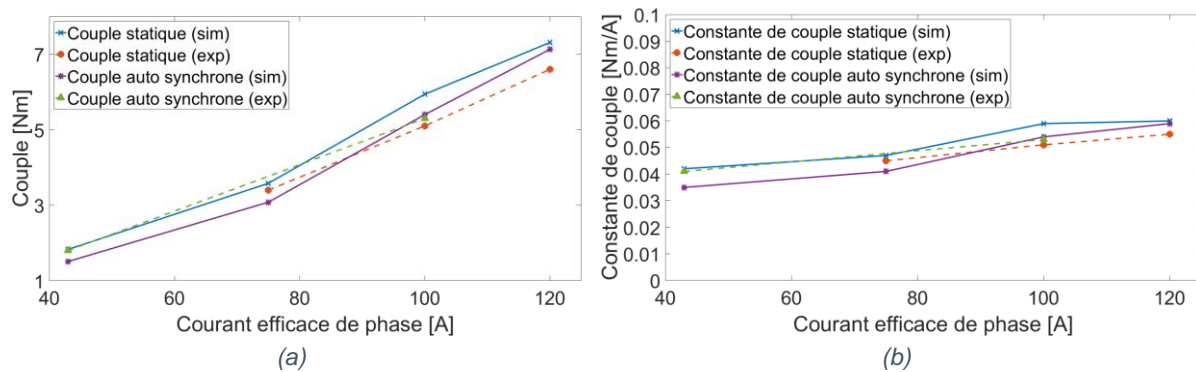


Figure 2.47 Comparaison entre les résultats simulés et mesurés: (a) du couple et (b) du constante du couple en fonction du courant efficace de phase.

2.8 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons posé la problématique des ponts magnétiques présente dans les machines synchronreluctantes à barrière de flux. On a besoin d'avoir des ponts magnétiques épais pour maintenir la structure mécanique du rotor, et en même temps on a besoin des ponts de fer fins pour maximiser la circulation des lignes de champs à travers l'entrefer et maximiser ainsi le couple de la machine. Pour remédier à ce problème, nous avons proposé deux solutions de machine synchronreluctante: les machines synchronreluctantes assistées d'aimants ferrites qui servent à accélérer la saturation des ponts magnétiques, et les machines synchronreluctantes Dual phase qui permettent de modifier localement les propriétés magnétiques des ponts de fer et rendre leur comportement comparable à celui de l'air.

Le but, après avoir proposé les solutions, était de tester et de comparer les performances des deux machines synchronreluctantes. Afin de procéder à la comparaison des deux machines, nous avons tout d'abord défini les géométries et les matériaux utilisés. Ensuite nous avons rappelé la théorie de fonctionnement des machines synchronreluctantes, les équations de base qui les régissent et leurs stratégies de contrôle. Puis nous avons présenté le modèle hybride (numérique et analytique) servant à calculer les lois de commande optimales des machines synchronreluctantes. Enfin nous avons présenté une comparaison entre les deux machines étudiées. L'analyse des différents résultats montre que les deux machines sont comparables en terme de couple et de rendement. Cependant, en terme de puissance et de vitesse maximale de rotation, la machine synchronreluctante assistée présente des meilleures caractéristiques électromagnétiques. Dans la deuxième partie du chapitre, nous avons procédé au développement d'un jumeau numérique de la machine synchronreluctante à barrière de flux à travers une étude expérimentale établie sur un prototype de la machine disponible dans notre laboratoire. La comparaison entre les résultats expérimentaux et les résultats de simulation issus du modèle électromagnétique utilisé, nous a permis de valider ce dernier et le considérer comme une première étape de développement du prototype virtuel de la machine synchronreluctante.

Vu ses meilleures performances, nous nous concentrerons dans la suite notre étude sur la machine synchronreluctante assistée d'aimants ferrites. En effet, la disposition d'un prototype de cette machine facilitera la validation expérimentale de nos résultats et ainsi le développement de son prototype virtuel. Nous allons compléter notre étude multi-physique et traiter le comportement mécanique et thermique de la machine synchronreluctante assistée d'aimants. Dans le chapitre suivant, nous développons la problématique de la tenue mécanique de la machine assistée d'aimants, et nous proposons un modèle analytique de calcul des contraintes mécaniques maximales dans le rotor des machines similaires.

Références

- [1] MARIANI GB. MACHINE SYNCHRONNE A RELUCTANCE: MODELES EQUIVALENTS A RESEAU DE RELUCTANCES POUR LA SIMULATION ET L'OPTIMISATION (DOCTORAL DISSERTATION, UNIVERSITE GRENOBLE ALPES). 2016.
- [2] NGUIMPI LANGUE L. CONTRIBUTION AU DIMENSIONNEMENT OPTIMAL D'UNE MACHINE ELECTRIQUE SANS AIMANT POUR LA PROPULSION DE VEHICULES HYBRIDES (DOCTORAL DISSERTATION, COMPIEGNE). 2018.
- [3] KIM H, PARK Y, LIU HC, HAN PW, LEE J. STUDY ON LINE-START PERMANENT MAGNET ASSISTANCE SYNCHRONOUS RELUCTANCE MOTOR FOR IMPROVING EFFICIENCY AND POWER FACTOR. ENERGIES. 2020 JAN;13(2):384.
- [4] HEIDARI H, ANDRIUSHCHENKO E, RASSÖLKIN A, KALLASTE A, VAIMANN T, DEMIDOVA GL. COMPARISON OF SYNCHRONOUS RELUCTANCE MACHINE AND PERMANENT MAGNET-ASSISTED SYNCHRONOUS RELUCTANCE MACHINE PERFORMANCE CHARACTERISTICS. IN 2020 27TH INTERNATIONAL WORKSHOP ON ELECTRIC DRIVES: MPEI DEPARTMENT OF ELECTRIC DRIVES 90TH ANNIVERSARY (IWED) 2020 JAN 27 (PP. 1-5). IEEE.
- [5] MORIMOTO, S., TAKEDA, Y., HIRASA, T. AND TANIGUCHI, K., 1990. EXPANSION OF OPERATING LIMITS FOR PERMANENT MAGNET MOTOR BY CURRENT VECTOR CONTROL CONSIDERING INVERTER CAPACITY. IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, 26(5), PP.866-871.
- [6] REDDY PB, EL-REFAIE AM, GALIOTO S, ALEXANDER JP. DESIGN OF SYNCHRONOUS RELUCTANCE MOTOR UTILIZING DUAL-PHASE MATERIAL FOR TRACTION APPLICATIONS. IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS. 2017 JAN 31;53(3):1948-57.
- [7] RODRIGUEZ DP. MODELISATION ET OPTIMISATION DES MACHINES SYNCHRO-RELUCTANTES A AIMANTS PERMANENTS ET DE LEUR ELECTRONIQUE (DOCTORAL DISSERTATION, CENTRALESUPELEC). 2015.
- [8] MBALLA MBALLA F. MODELISATION DU COMPORTEMENT MAGNETOMECHANIQUE D'UN ACIER DUAL PHASE A PARTIR DE SA DESCRIPTION MICROSTRUCTURALE. THESE DE DOCTORAT, ECOLE NORMALE SUPERIEURE DE CACHAN. 2013.
- [9] ZHAO Y, LI D, PEI T, QU R. OVERVIEW OF THE RECTANGULAR WIRE WINDINGS AC ELECTRICAL MACHINE. CES TRANSACTIONS ON ELECTRICAL MACHINES AND SYSTEMS. 2019 JUL 22;3(2):160-9.
- [10] NOGAREDE B. MACHINES TOURNANTES PRINCIPES ET CONSTITUTION. ED. TECHNIQUES INGENIEUR; 2001.
- [11] LANGUE LN, FRIEDRICH G, VIVIER S, BENKARA KE. DIMENSIONNEMENT OPTIMAL DE MACHINES SYNCHRO-RELUCTANTES PERFORMANTES: ROTOR ASSISTE OU " DUAL PHASE MATERIALS"? IN SYMPOSIUM DE GENIE ELECTRIQUE 2016 JUN 7.
- [12] BOUNASLA N. COMMANDE PAR MODE DE GLISSEMENT D'ORDRE SUPERIEUR DE LA MACHINE SYNCHRONNE A AIMANTS PERMANENTS (DOCTORAL DISSERTATION). 2018.
- [13] MATSUO T, EL-ANTABLY A, LIPO TA. A NEW CONTROL STRATEGY FOR OPTIMUM-EFFICIENCY OPERATION OF A SYNCHRONOUS RELUCTANCE MOTOR. IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS. 1997 SEP;33(5):1146-53.

- [14] DZIECHCIARZ A, MARTIS C. NEW SHAPE OF ROTOR FLUX BARRIERS IN SYNCHRONOUS RELUCTANCE MACHINES BASED ON ZHUKOVSKI CURVES. IN 2015 9TH INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ADVANCED TOPICS IN ELECTRICAL ENGINEERING (ATEE) 2015 MAY 7 (PP. 221-224). IEEE.
- [15] BARCARO M, BIANCHI N, MAGNUSSEN F. PERMANENT-MAGNET OPTIMIZATION IN PERMANENT-MAGNET-ASSISTED SYNCHRONOUS RELUCTANCE MOTOR FOR A WIDE CONSTANT-POWER SPEED RANGE. IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS. 2011 SEP 12;59(6):2495-502.
- [16] CHEDOT L. CONTRIBUTION A L'ETUDE DES MACHINES SYNCHRONES A AIMANTS PERMANENTS INTERNES A LARGE ESPACE DE FONCTIONNEMENT. APPLICATION A L'ALTERNODEMARREUR. LA SOCIETE VALEO SYSTEMES ELECTRIQUES. 2004 NOV.
- [17] LIPO TA, MILLER TJ, VAGATI A, BOLDEA I, MALESANI L, FUKAO T. SYNCHRONOUS RELUCTANCE DRIVES" TUTORIAL PRESENTED AT IEEE IAS ANNUAL MEETING. DENVER, CO, OCT. 1994.
- [18] MOGHADDAM RR, MAGNUSSEN F, SADARANGANI C. THEORETICAL AND EXPERIMENTAL REEVALUATION OF SYNCHRONOUS RELUCTANCE MACHINE. IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS. 2009 JUN 16;57(1):6-13.
- [19] FERNANDEZ-BERNAL F, GARCIA-CERRADA A, FAURE R. EFFICIENT CONTROL OF RELUCTANCE SYNCHRONOUS MACHINES. INIECON'98. PROCEEDINGS OF THE 24TH ANNUAL CONFERENCE OF THE IEEE INDUSTRIAL ELECTRONICS SOCIETY (CAT. NO. 98CH36200) 1998 AUG (VOL. 2, PP. 923-928). IEEE.
- [20] KAMPER MJ, MACKAY AT. OPTIMUM CONTROL OF THE RELUCTANCE SYNCHRONOUS MACHINE WITH A CAGELESS FLUX BARRIER ROTOR. TRANS. S. A. INSTITUTE OF ELECTRICAL ENGINEERS, VOL. 86, NO. 2, JUNE 1995, PP. 49-56.
- [21] AHN J, LIM SB, KIM KC, LEE J, CHOI JH, KIM S, HONG JP. FIELD WEAKENING CONTROL OF SYNCHRONOUS RELUCTANCE MOTOR FOR ELECTRIC POWER STEERING. IET ELECTRIC POWER APPLICATIONS. 2007 JUL 1;1(4):565-70.
- [22] VAGATI A, PASTORELLI M, GUGLIELMI P, CANOVA A. SYNCHRONOUS RELUCTANCE MOTOR BASED SENSORLESS DRIVE FOR GENERAL PURPOSE APPLICATION. DIPARTIMENTO DI INGEGNERIA ELETTRICA INDUSTRIALE, POLITECNICO DI TORINO, CORSO DUCA DEGLI ABRUZZI. 2002;24.
- [23] MORIMOTO S, TAKEDA Y, HIRASA T, TANIGUCHI K. EXPANSION OF OPERATING LIMITS FOR PERMANENT MAGNET MOTOR BY CURRENT VECTOR CONTROL CONSIDERING INVERTER CAPACITY. IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS. 1990 SEP;26(5):866-71.
- [24] CHALMERS BJ, MUSABA L. DESIGN AND FIELD-WEAKENING PERFORMANCE OF A SYNCHRONOUS RELUCTANCE MOTOR WITH AXIALLY LAMINATED ROTOR. IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS. 1998 SEP;34(5):1035-41.

NOMENCLATURE

δ_{ij}	Coefficient de flexibilité	<i>mm</i>
θ	Déplacements résultants d'une rotation	<i>mm</i>
ν	Coefficient de poisson	
ρ_m	Masse volumique	<i>kg m⁻³</i>
$\vec{\sigma}$	Contrainte mécanique	<i>MPa</i>
σ_e	Limite d'élasticité	<i>MPa</i>
σ_f	Contrainte de flexion simple	<i>MPa</i>
σ_{f-max}	Contrainte maximale de flexion	<i>MPa</i>
σ_{max}	Contrainte maximale	<i>MPa</i>
σ_{M_f}	Contrainte normale en flexion	<i>MPa</i>
σ_n	Contrainte de traction	<i>MPa</i>
$\vec{\sigma}_n$	Composante normale du vecteur contrainte	<i>MPa</i>
σ_{nom}	Contrainte nominale	<i>MPa</i>
σ_{n-max}	Contrainte maximale de traction	<i>MPa</i>
σ_r	Limite de rupture	<i>MPa</i>
σ_t	Contrainte de cisaillement	<i>MPa</i>
$\vec{\sigma}_t$	Composante tangentielle du vecteur contrainte	<i>MPa</i>
Ω	Vitesse de rotation du rotor	<i>tr min⁻¹</i>
a	Point d'application de la charge sur la poutre	
AB	Nom d'une poutre	
C_1, C_2, C_3, C_4	Paramètres liés au pont central	
d	Degré d'hyperstaticité	
d_{hyp}	Epaisseur de l'encoche hyperbolique	<i>mm</i>
D	Dimension de l'épaulement carrée à filets	<i>mm</i>
E	Module de Young	<i>MPa</i>
e_e	Epaisseur du pont d'entrefer	<i>mm</i>
e_{e-min}	Epaisseur minimale du pont d'entrefer à vitesse maximale	<i>mm</i>
e_c	Epaisseur du pont central	<i>mm</i>
e_{c-min}	Epaisseur minimale du pont central à vitesse maximale	<i>mm</i>
$F_{centrifuge}$	Force centrifuge	<i>N</i>
G	Centre de gravité de la partie active	
h	Dimension de l'épaulement carrée à filets	<i>mm</i>
I	Moment quadratique	<i>mm⁴</i>
I_e	Moment quadratique de la poutre d'entrefer	<i>mm⁴</i>
k	Facteur de concentration des contraintes	
k_f	Facteur de concentration des contraintes de flexion	

k_n	Facteur de concentration des contraintes de traction	
K_1, K_2 et K_3	Liaisons d'encastrement	
ℓ	Longueur du paquet de tôle	mm
l	Longueur de la poutre	mm
L_1	Longueur de la poutre 1 du système hyperstatique	mm
L_2	Longueur de la poutre 2 du système hyperstatique	mm
m	Masse de la partie active	kg
M	Point de contact entre deux poutres	
M_f	Moments fléchissant	Nm
\overrightarrow{M}_f	Moment de flexion	Nm
\overrightarrow{M}_G	Moments internes au centre de gravité	Nm
m_i	Allure du diagramme du moment de flexion	
\overrightarrow{M}_t	Moment de torsion	Nm
N	Réactions d'appui axiales	N
\vec{N}	Effort normal	N
P	Charge concentrée	N
r	Rayon de courbure de l'encoche	mm
R_G	Rayon du centre de gravité	mm
\overrightarrow{R}_G	Efforts internes au centre de gravité	N
S	Section transversale de la poutre	mm^2
S_c	Section transversale des ponts central	mm^2
S_e	Section transversale du pont d'entrefer	mm^2
T	Réactions d'appuis tangentiels	N
\vec{T}	Effort tangentiel	N
$\overrightarrow{T}_{Cohésion}$	Torseur de cohésion	N
u	Déplacements axiaux	mm
v	Déplacements transversaux	mm
$v(x)$	Flèche de la poutre	mm
v_{max}	Flèche maximale de la poutre	mm
v_{1M}	Déplacement maximal engendré par le sous-système 1	mm
v_{2M}	Déplacement maximal engendré par le sous-système 2	mm
v_{3M}	Déplacement maximal engendré par le sous-système 3	mm
x	Point quelconque de la poutre	
X_i	Force inconnue	N
x_G, y_G	Coordonnées du centre de gravité	mm
y	Dimension algébrique	mm
y_e	Dimension algébrique propre à la poutre d'entrefer	mm

3.1 INTRODUCTION

Dans les applications à grande vitesse, et à cause des forces centrifuges élevées, la masse de la partie active (tôles rotoriques + aimants) du rotor de la machine synchronreluctante assistée d'aimants impose des contraintes mécaniques très élevées sur les ponts magnétiques. Dans ces conditions, les limites élastiques des matériaux peuvent être atteintes [1]. La conception des ponts magnétiques plus épais peut assurer la tenue mécanique de la machine lors des applications à grande vitesse. Cependant, comme on l'a indiqué dans le chapitre précédent, pour de bonnes performances électromagnétiques, on a tendance à réduire les épaisseurs des ponts de fer afin de réduire les fuites de flux magnétique. Un compromis magnétique-mécanique doit donc être trouvé. Pour cette raison, il devient crucial de développer des modèles précis de calcul des contraintes mécaniques maximales pour les intégrer dans les optimisations dédiées aux applications à grande vitesse, dans le but de garantir à la fois les performances mécaniques et électromagnétiques de la machine [2].

Dans ce chapitre nous développons un modèle semi analytique et un modèle purement analytique basés sur la théorie des poutres. Ces modèles rapides seront destinés à être intégrés dans une boucle d'optimisation globale de la machine. Notre méthode sera basée sur une approche à deux étapes [3] :

1. Proposer un modèle analytique en utilisant la théorie des poutres qui constitue un outil important en génie mécanique.
2. Valider le modèle développé à partir de calculs par éléments finis.

L'ensemble de nos calculs sera appliqué sur la géométrie du prototype de la machine synchronreluctante assistée d'aimants. Enfin, nous validons notre modèle mécanique par des essais expérimentaux sur le prototype disponible dans notre laboratoire.

3.2 ETAT DE L'ART

En termes de méthode d'analyse, les analyses mécaniques par éléments finis sont principalement utilisées dans le but d'observer les contraintes maximales et de vérifier la robustesse mécanique du rotor ; ceci n'est obtenu qu'après l'optimisation électromagnétique [4], [5]. Dans les études multi physiques, chaque domaine physique nécessite son propre calcul numérique et son propre solveur. Pour cela on a tendance à utiliser des approches numériques séquentielles. En effet, l'utilisation des modèles numériques multi-physiques directement à l'intérieur de la boucle d'optimisation devient coûteux, en termes de temps de simulation. Dans ce contexte, l'utilisation de modèles mécaniques analytiques semble plus appropriée. Les modèles analytiques restent très intéressants pour la description des phénomènes physiques dans les machines électriques. En effet, ils sont très utiles pour la prise en compte des problèmes thermiques, magnétiques et mécaniques : les problèmes multi physiques. La modélisation analytique, largement utilisée dans le passé, reste un outil puissant pour la conception de machines électriques. La comparaison des résultats analytiques avec les données expérimentales montre que leur précision reste adaptée même dans le cadre des machines à grande vitesse [6], [7]. Des études récentes [8] - [10], démontrent l'intérêt des méthodes analytiques pour la conception électromécanique des machines synchronreluctantes et plus particulièrement pour la détermination de leurs dimensions et du nombre de leurs barrières de flux. Les machines à grande vitesse, sont intéressantes grâce à leur puissance massive mais nécessitent des études mécaniques spécifiques pour assurer l'intégrité de leur rotor. Mais les conceptions spécifiques des tenues mécaniques affectent directement le comportement électromécanique.

Dans [11], les auteurs décrivent avec précision les problèmes des aimants permanents enterrés ou montés en surface dans les rotors des machines électriques. Dans [12], le problème a été clairement décrit pour les machines à aimants permanents internes mais aucun modèle analytique n'a été proposé et la vitesse maximale a été évaluée après la conception en se basant sur un calcul par éléments finis. Les auteurs dans [13] proposent une méthode analytique pour évaluer l'épaisseur minimale des ponts dans les machines synchronreluctantes. Cette approche est basée sur la méthode de l'anneau équivalent qui consiste à transformer les aimants et la masse de fer dans la partie active du rotor en un anneau équivalent de masse volumique équivalente. Cette méthode consiste à trouver l'épaisseur minimale de l'anneau nécessaire pour rendre la contrainte mécanique résultante de la force centrifuge inférieure à la limite d'élasticité des matériaux utilisés dans le rotor. Cette méthode est intéressante par sa simplicité. Sa validation par les éléments finis confirme la nécessité de prendre en compte la concentration de contraintes pour déterminer les dimensions des ponts d'entrefer. Appliquée à la machine synchronreluctante, nous avons démontré dans [14] que cette méthode présente une façon simple de calcul des contraintes mécaniques dans les ponts magnétiques proches de l'entrefer. Cependant, par son approche, cette méthode ne permet pas d'évaluer directement les contraintes mécaniques dans les ponts magnétiques situés au centre du rotor. L'application de cette méthode sur la géométrie de notre rotor sera présentée en détail dans l'Annexe B. Néanmoins, cette approche ne permet pas de caractériser l'épaisseur du pont central qui est primordiale pour les machines synchronreluctantes à barrières de flux. Une autre étude [15] propose une évolution de la méthode à anneau équivalent se basant sur des anneaux intérieurs et extérieurs, et qui permet le dimensionnement du pont central.

Dans ce chapitre, nous allons développer, dans le même cadre d'application (machine synchronreluctante à haute vitesse), une méthode analytique inspirée directement de la théorie des poutres. Notre méthode prend en compte l'effet de concentration des contraintes, et permet la détermination facile et rapide des épaisseurs des ponts centraux et d'entrefer. Avant de présenter notre méthode, nous allons procéder à l'étude du comportement mécanique général de notre machine.

3.3 ANALYSE DE LA TENUE DU ROTOR

Pour commencer notre étude, une analyse par éléments finis a été réalisée sur les contraintes mécaniques σ_{max} maximales dans le rotor d'une machine synchronreluctante assistée d'aimants aux valeurs limites d'épaisseur des ponts magnétiques e et de vitesse de rotation Ω (e minimale de 0.3 mm, e maximale de 1.5 mm et Ω maximale de 18000 tr/min). Le Tableau 3.1 rappelle les caractéristiques mécaniques des matériaux utilisés dans le rotor d'une machine synchronreluctante assistée d'aimants et la Figure 3.1 présente les résultats d'analyse du comportement mécanique du rotor sous l'effet de la force centrifuge.

Tableau 3.1 Caractéristiques mécaniques des matériaux utilisés dans le prototype de la machine synchronreluctante assistée d'aimants

Paramètres	Symbole	Valeur		Unité
		Fer doux	Ferrite	
Module de Young	E	2×10^5	158 585	MPa
Masse volumique	ρ_m	7 650	5 500	kg/m ³
Coefficient de poisson	ν	0.3	0.3	
Limite d'élasticité	σ_e	410		MPa
Limite de rupture	σ_r	535		MPa

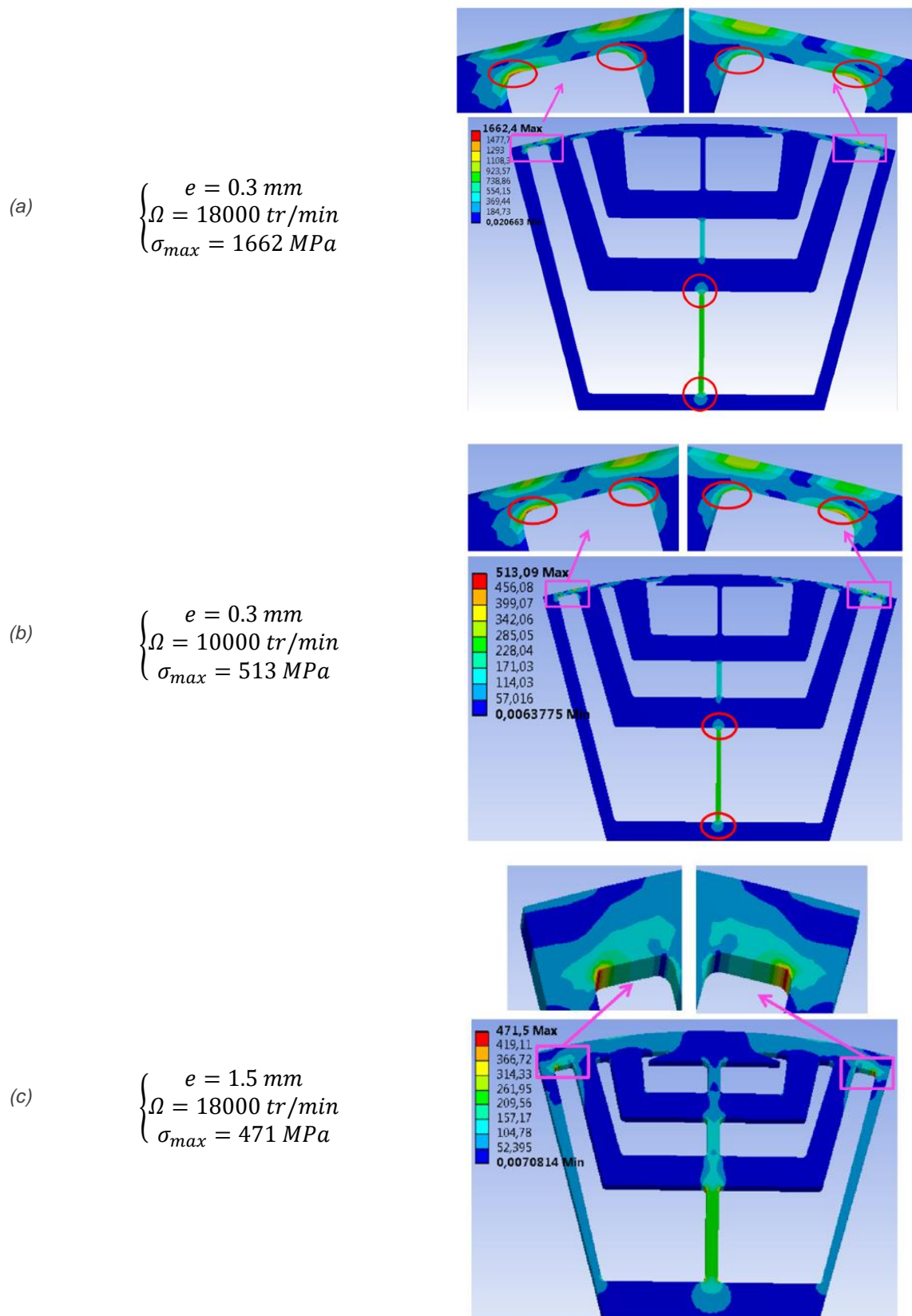


Figure 3.1 Comportement mécanique du rotor de la machine synchronélectrique en fonction de la vitesse de rotation et l'épaisseur des ponts magnétiques (aimants pris en compte dans les calculs mais non représentés dans la figure)

Pour une épaisseur minimale des ponts magnétiques (0.3 mm, épaisseur limite pouvant être réalisée par les constructeurs) et à vitesse de rotation maximale (18 000 *tr/min*, vitesse maximale de rotation désirée), les contraintes maximales atteignent 1 662 MPa, soit trois fois supérieures à la limite de rupture σ_r du matériau qui vaut 535 MPa . Lorsqu'on diminue la vitesse de rotation jusqu'à 10 000 *tr/min* et avec une même épaisseur de 0.3 mm, les contraintes maximales sont de 513 MPa, c'est-à-dire à la limite de la rupture. Lorsqu'on augmente les épaisseurs des ponts magnétiques à 1.5 mm, et on fait fonctionner le rotor à la vitesse maximale souhaitée, soit de 18 000 *tr/min*, les contraintes maximales sont de 471 MPa. L'analyse de ces résultats montre que l'intégrité mécanique du rotor est assurée dans deux cas :

1. En diminuant la vitesse de rotation, c'est à dire, en limitant la plage de fonctionnement de la machine.
2. En augmentant les épaisseurs des ponts magnétiques, c'est à dire, en limitant les performances électromagnétiques de la machine.

Afin de trouver une géométrie robuste, sans limiter les performances de la machine ni sa vitesse de rotation maximale, nous envisageons alors le choix de développer un modèle mécanique fiable et rapide, facile à être inséré dans l'optimisation de la géométrie de la machine.

Toujours en se basant sur l'analyse des amplitudes des contraintes maximales dans le rotor de la machine synchronreluctante, pour différentes épaisseurs de ponts magnétiques, nous avons remarqué que les contraintes les plus élevées sont localisées à trois endroits précis : le pont central et les deux ponts d'entrefer. Mécaniquement parlant, ces endroits semblent être les endroits les plus critiques dans le rotor. Vues leurs formes géométriques classiques, ces ponts critiques peuvent être considérés comme des simples poutres de section rectangulaire avec ℓ la longueur active de la machine (longueur du paquet de tôle) et les épaisseurs e_e et e_c des ponts d'entrefer et central, représentent les dimensions des poutres comme l'indique la Figure 3.2. Le paramètre S_e représente la section rectangulaire du pont d'entrefer et S_c celle du pont central. Notons que dans cette figure, ainsi que dans le reste des figures de ce chapitre, la couleur bleue foncée représente la partie en fer du rotor, la couleur bleue claire représente les barrières de flux (de l'air) et la couleur rouge représente les aimants.

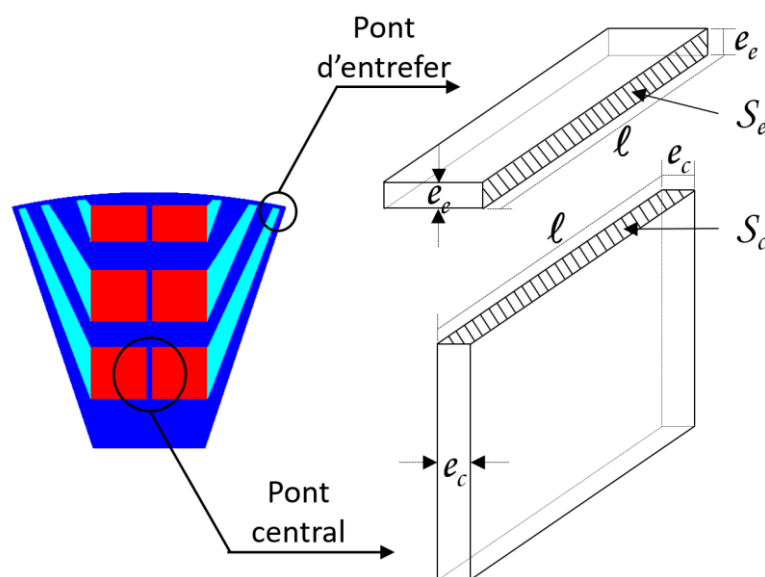


Figure 3.2 Représentation des ponts magnétiques d'entrefer et central qui sont les régions le plus critiques dans le rotor en tant que poutres de section rectangulaire. La couleur bleue foncée représente la partie en fer du rotor, la couleur bleue claire représente les barrières de flux (de l'air) et la couleur rouge représente les aimants

La représentation des ponts magnétiques en tant que poutres rectangulaires nous facilite l'utilisation de la **théorie des poutres** afin de calculer les contraintes mécaniques maximales dans ces endroits.

Par ailleurs, la géométrie réelle du rotor présente des trous et des rainures causant des variations brutales dans la section transversale des composants modélisés en poutres et par suite, une augmentation des contraintes mécaniques. Ce phénomène de concentration des contraintes sera pris en considération durant notre étude à travers des facteurs correctifs appelés **facteurs de concentration de contraintes**. La Figure 3.3 présente le cas d'une plaque sous traction sans et avec un trou en son milieu. On constate que les lignes de contraintes en présence d'un trou ne sont plus homogènes et leur densité augmente.

Dans la suite, nous rappelons les notions de base de la théorie des poutres largement utilisée en génie mécanique. Ensuite nous ferons une application directe sur la géométrie de notre prototype.

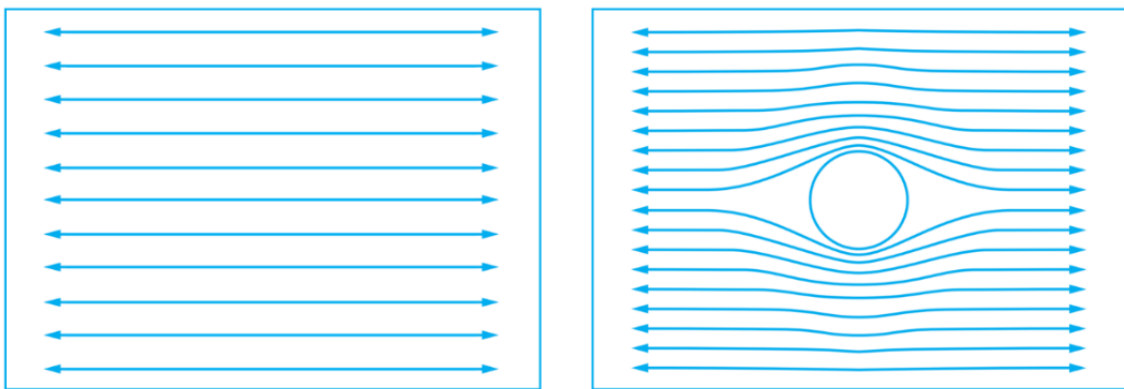


Figure 3.3 Illustration schématique qualitative montrant l'origine de la concentration de contraintes : la densité des lignes de champs augmente en présence d'un trou

3.4 RAPPEL SUR LA RESISTANCE DES MATERIAUX

3.4.1 Hypothèses en mécanique des structures

La théorie des poutres associée à la mécanique des milieux continus des hypothèses statiques, géométriques et cinématiques permettant de réduire la complexité des problèmes mécaniques à étudier [16].

- Hypothèse des petites perturbations : Les déplacements, rotations et déformations sont supposés petits.
- Hypothèse d'Euler-Bernoulli : Pour toutes transformations géométriques, les sections droites d'une poutre restent planes.
- Hypothèse de Barré de Saint Venant : Pour une section droite quelconque, suffisamment éloignée du point d'application des forces extérieures sur une poutre, les effets de ce même chargement peuvent être remplacés par un torseur équivalent s'appliquant à cette section droite.
- Hypothèse de superposition : Un effet particulier sous l'action d'une combinaison de chargements est la somme des effets causés par chacun de ces chargements pris individuellement. Ce principe dépend particulièrement de l'hypothèse d'élasticité linéaire du matériau.

3.4.2 Définition d'une poutre

Par définition, est considéré comme poutre, tout solide engendré par une surface plane appelée section droite S dont le centre de gravité G décrit une courbe bien déterminée. Nous avons essayé d'illustrer cette définition dans la Figure 3.4. Le matériau constituant la poutre est homogène, isotrope, élastique et linéaire.

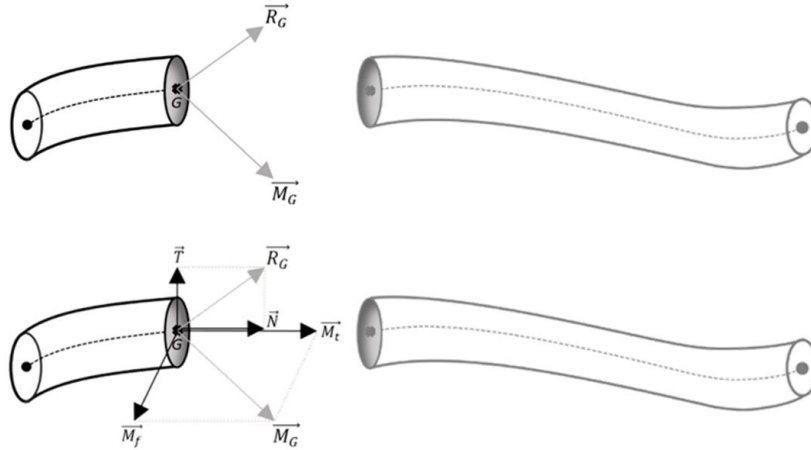


Figure 3.4 Les différents efforts agissant sur une poutre de section S et de centre de gravité G

D'après le principe fondamental de la statique, les forces externes sollicitant une poutre se traduisent par des efforts internes \vec{R}_G et des moments internes \vec{M}_G appliqués sur le centre de gravité de la section de la poutre en cours d'étude (Figure 3.4). Ces actions internes définissent ce qu'on appelle le torseur de cohésion $\vec{T}_{Cohésion}$ qui est constitué à partir des éléments suivants :

$$\vec{T}_{Cohésion} = \begin{cases} \vec{R}_G & \left| \begin{array}{l} \vec{N}: \text{Effort normal} \\ \vec{T}: \text{Effort tangentiel} \end{array} \right. \\ \vec{M}_G & \left| \begin{array}{l} \vec{M}_t: \text{Moment de torsion} \\ \vec{M}_f: \text{Moment de flexion} \end{array} \right. \end{cases} \quad (3.1)$$

On définit une contrainte $\vec{\sigma}$ comme étant le paramètre mathématique permettant de qualifier les actions internes à la poutre. La notion contrainte représente donc la densité surfacique des actions exercées sur la section de la poutre.

$$\vec{\sigma} = \lim_{dS \rightarrow 0} \frac{d\vec{T}_{Cohésion}}{dS} \quad (3.2)$$

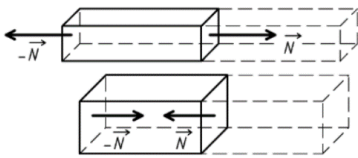
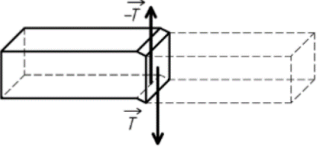
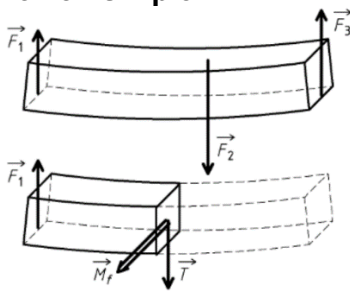
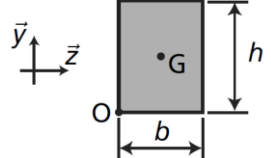
Le vecteur des contraintes peut être décomposé en sa composante normale $\vec{\sigma}_n$ suivant l'axe perpendiculaire à la surface de coupure, et sa projection tangentielle $\vec{\sigma}_t$ suivant l'axe parallèle à la surface de coupure.

$$\|\vec{\sigma}\|^2 = \|\vec{\sigma}_n\|^2 + \|\vec{\sigma}_t\|^2 \quad (3.3)$$

3.4.3 Quelques sollicitations usuelles

En mécanique des structures, on définit certaines forces de base générant des actions bien déterminées. Le Tableau 3.2 regroupe quelques sollicitations usuelles avec leur torseur de cohésion associé ainsi que les contraintes résultantes.




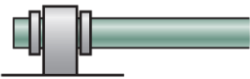
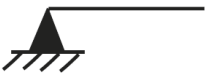
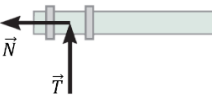

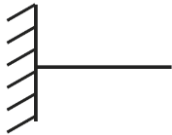
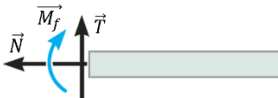
Tableau 3.2 Quelques sollicitations usuelles avec leur torseur de cohésion associé et les contraintes résultantes

Sollicitations	Torseur de cohésion	Contrainte	Autres variables
<p>Traction ou compression :</p> 	$\begin{cases} \vec{R}_G \left \begin{array}{l} \vec{N} \neq \vec{0} \\ \vec{T} = \vec{0} \end{array} \right. \\ \vec{M}_G \left \begin{array}{l} \vec{M}_t = \vec{0} \\ \vec{M}_f = \vec{0} \end{array} \right. \end{cases}$	<p>σ_n : Contrainte de traction résultante de l'effort normal :</p> $\sigma_n = \frac{N}{S}$	<p>S : Section de la poutre</p>
<p>Cisaillement pur :</p> 	$\begin{cases} \vec{R}_G \left \begin{array}{l} \vec{N} = \vec{0} \\ \vec{T} \neq \vec{0} \end{array} \right. \\ \vec{M}_G \left \begin{array}{l} \vec{M}_t = \vec{0} \\ \vec{M}_f = \vec{0} \end{array} \right. \end{cases}$	<p>σ_t : Contrainte de cisaillement résultante de l'effort tangentiel :</p> $\sigma_t = \frac{T}{S}$	<p>S : Section de la poutre</p>
<p>Flexion simple :</p> 	$\begin{cases} \vec{R}_G \left \begin{array}{l} \vec{N} = \vec{0} \\ \vec{T} \neq \vec{0} \end{array} \right. \\ \vec{M}_G \left \begin{array}{l} \vec{M}_t = \vec{0} \\ \vec{M}_f \neq \vec{0} \end{array} \right. \end{cases}$	<p>σ_f ; Contrainte de flexion simple résultante de l'effort tangentiel ainsi que du moment de flexion :</p> $\sigma_f = \sqrt{\sigma_t^2 + \sigma_{M_f}^2}$ <p>σ_t : Contrainte de cisaillement résultante de l'effort tangentiel :</p> $\sigma_t = \frac{T}{S}$ <p>σ_{M_f} : Contrainte normale en flexion issue du moment de flexion :</p> $\sigma_{M_f} = \frac{M_f \times y}{I}$	<p>S : Section de la poutre</p> <p>I : Moment quadratique de la section rectangulaire de la poutre :</p> $I = \frac{hb^3}{12}$ <p>y : Dimension algébrique caractérisant la section rectangulaire de la poutre :</p> $y = \frac{h}{2}$ 

3.4.4 Efforts et conditions de liaisons

Une poutre peut être soumise à des forces ponctuelles, à des couples ponctuels ainsi qu'à des densités de forces appelées charges linéiques. Une structure constituée de poutres, est en équilibre sous l'action des efforts internes, des moments internes ainsi que sous l'action des réactions d'appuis générés par les différentes conditions de liaisons. Les principales liaisons entre la structure et son environnement sont résumées dans le Tableau 3.3. Suivant les conditions de liaisons, des réactions d'appuis et des degrés de liberté en déplacement dans des directions bien déterminées sont produites. Les réactions d'appuis possibles sont l'effort normal \vec{N} suivant l'axe perpendiculaire à la surface de coupe, l'effort tangentiel \vec{T} suivant l'axe parallèle à la surface de coupe et le moment fléchissant \vec{M}_f . Les déplacements axiaux sont notés u , transversaux v et les rotations θ . Dans une structure à plusieurs poutres, on s'intéresse à trouver les efforts de liaisons, les déplacements et les déformations ainsi que les contraintes. Le processus de détermination des grandeurs mécaniques dépend du type de système à étudier.

Tableau 3.3 Les principaux types de liaisons entre la structure d'une poutre et le reste de son environnement

Type de liaisons	Schémas	Réactions d'appuis	Degrés de liberté en déplacement
Appui simple 		$N = 0 \quad T \neq 0 \quad M_f = 0$ 	$u \neq 0 \quad v = 0 \quad \theta \neq 0$
Rotule 		$N \neq 0 \quad T \neq 0 \quad M_f = 0$ 	$u = 0 \quad v = 0 \quad \theta \neq 0$
Encastrement 		$N \neq 0 \quad T \neq 0 \quad M_f \neq 0$ 	$u = 0 \quad v = 0 \quad \theta = 0$

Dans la suite, nous allons expliquer comment nous avons utilisé la théorie des poutres dans la modélisation mécanique de notre rotor.

3.5 METHODE DE LA THEORIE DES POUTRES

La configuration de la Figure 3.2 nous permet d'utiliser la théorie des poutres afin de réaliser une modélisation analytique des contraintes mécaniques.

La démarche de la méthode de la théorie des poutres consiste à aborder les points suivants :

1. Transformation en poutre, des régions les plus critiques mécaniquement dans le pôle rotorique.
2. Détermination des types de liaisons entre le pôle rotorique et les pôles adjacents.
3. Détermination des forces principales agissantes sur le pôle rotorique avec leurs points d'application.
4. Calcul des efforts agissant sur chaque poutre et par suite les contraintes correspondantes suivant les équations de la théorie des poutres.
5. Application des facteurs de concentration des contraintes.

3.5.1 Représentation mécanique des régions critiques

La première étape dans notre méthode consiste à transformer les régions critiques du rotor en des poutres bien dimensionnées. Le pont central et les deux ponts d'entrefer considérés comme les régions les plus sollicitées, sont représentés par des poutres de section rectangulaire avec ℓ la longueur du paquet de tôle et les épaisseurs e_e et e_c des ponts d'entrefer et central, représentent les dimensions des poutres comme l'indique la Figure 3.2.

3.5.2 Type de liaisons

Afin de déterminer les types de liaisons entre les structures de poutre et le reste de l'environnement du rotor, nous avons procédé à l'analyse générale de la géométrie du rotor. Du point de vue mécanique, si on considère un seul pôle rotorique, on remarque que ses bornes sont rigides. Le centre du pôle rotorique est le plus fragile puisqu'il contient les ponts magnétiques ainsi que les aimants, c'est la partie la plus active du rotor. Cette analyse nous amène à poser comme hypothèse que les déplacements et les déformations affecteront la partie active du rotor et non pas les zones périphériques du pôle rotorique. Pour cela, nous supposons que chaque pôle du rotor est en liaison d'encastrement avec les pôles adjacents au niveau des ponts magnétiques d'entrefer (K_1 et K_2), et avec le corps du rotor au niveau du pont magnétique central (K_3) (Figure 3.5).

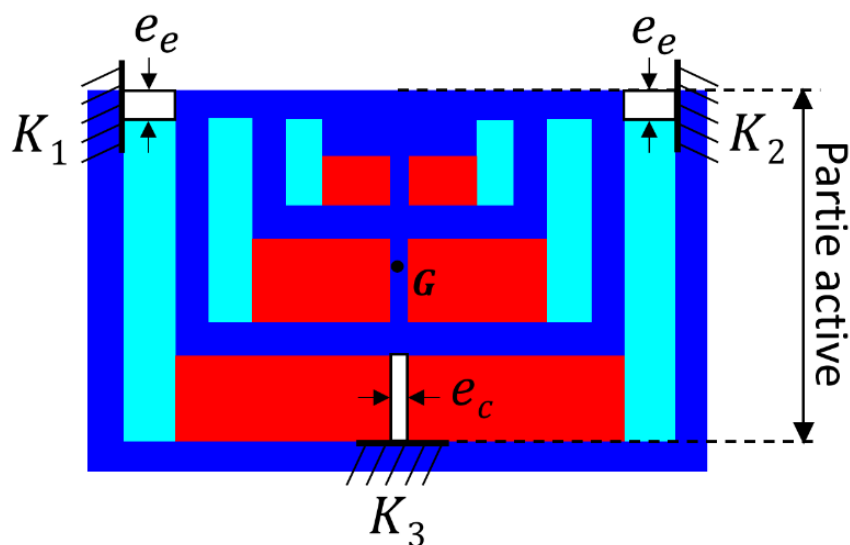


Figure 3.5 Liaisons d'encastrement avec les pôles adjacents et le corps du rotor (vue plane d'un pôle rotorique)

3.5.3 Forces principales et point d'application

A vitesse maximale, la force centrifuge $F_{centrifuge}$ est la force principale agissante sur les ponts magnétiques.

$$F_{centrifuge} = m \times R_G \times \Omega^2 \quad (3.4)$$

Elle est appliquée au point G , le centre de gravité de la partie active de masse m du rotor qui est définie par la partie supérieure du pôle du rotor, y compris tous les aimants. Les coordonnées x_G et y_G du point G sont déterminées par les équations (3.5) et (3.6) : la partie active est subdivisée en différentes formes géométriques d'indice i , la somme du produit de la masse m_i de chaque forme géométrique par ses coordonnées x_i et y_i est ensuite respectivement divisée par la masse totale de la partie active (Figure 3.6).

$$x_G = \frac{\sum m_i x_i}{m} \quad (3.5)$$

$$y_G = \frac{\sum m_i y_i}{m} \quad (3.6)$$

R_G est le rayon du centre de gravité défini par la distance entre le centre du rotor et le centre de gravité et Ω est la vitesse de rotation du rotor.

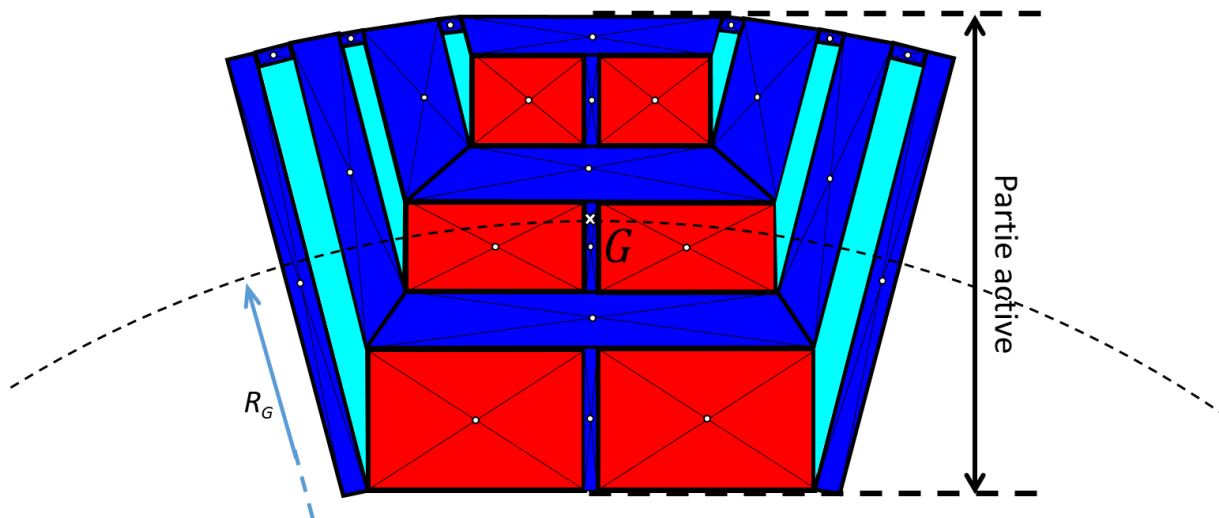


Figure 3.6 Subdivision de la partie active du rotor en différentes formes géométriques pour déterminer la position du centre de gravité

3.5.4 Contraintes mécaniques

La Figure 3.7 représente l'idée principale du modèle développé. En se basant sur les types de liaisons définis dans le paragraphe précédent ainsi que sur le Tableau 3.3, nous avons déterminé les réactions d'appuis agissant sur le rotor. La masse équivalente du rotor est définie par la masse totale du fer et de ferrites des trois couches du rotor. e_e représente la largeur du pont d'entrefer et e_c la largeur du pont central. T est l'effort tangentiel, M_f le moment de flexion et N l'effort normal. Ceci montre que : les poutres 1 et 2 subissent une contrainte de flexion totale σ_f (composée de la contrainte tangentielle σ_t et de la contrainte de flexion σ_{Mf}), et la poutre 3 subit une contrainte de traction σ_n . Ces contraintes sont calculées à l'aide des équations de la théorie des poutres.

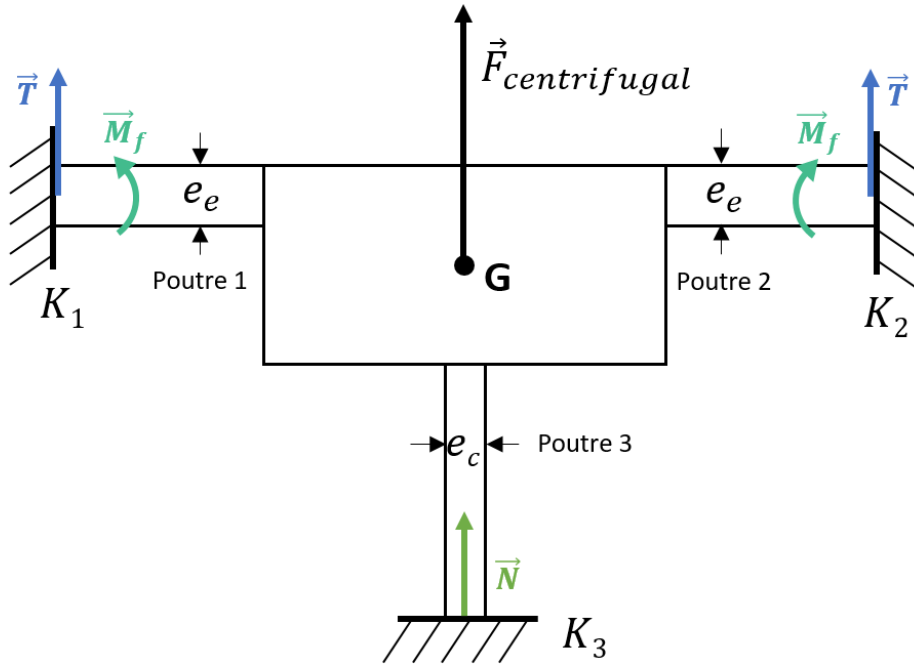


Figure 3.7 Structure de base de l'approche proposée en utilisant la théorie des poutres : les poutres 1 et 2 subissent des efforts tangentiels T et des moments de flexion M_f , et la poutre 3 subit un effort normal N .

$$\sigma_f = \sqrt{\sigma_t^2 + \sigma_{M_f}^2} \quad (3.7)$$

$$\sigma_t = \frac{T}{S_e} \quad (3.8)$$

$$\sigma_{M_f} = \frac{M_f \times y_e}{I_e} \quad (3.9)$$

$$\sigma_n = \frac{N}{S_c} \quad (3.10)$$

Où S_e et S_c sont respectivement les sections transversales des ponts d'entrefer et du pont central et sont exprimées en fonction des épaisseurs des ponts magnétiques et de ℓ la longueur active de la machine (Figure 3.2). I_e est le moment quadratique de la poutre d'entrefer rectangulaire et y_e est une dimension algébrique propre à la poutre d'entrefer (Tableau 3.2):

$$S_e = \ell \times e_e \quad (3.11)$$

$$S_c = \ell \times e_c \quad (3.12)$$

$$I_e = \frac{\ell \times e_e^3}{12} \quad (3.13)$$

$$y_e = \frac{e_e}{2} \quad (3.14)$$

L'évaluation des équations des contraintes mécaniques consiste à trouver les expressions des efforts T , M_f et N en fonction de la force centrifuge. En se basant sur les calculs par éléments finis, nous constatons qu'il existe des relations linéaires entre ces efforts et la force centrifuge indépendantes des épaisseurs des ponts magnétiques.

$$N = A \times F_{centrifuge} \quad (3.15)$$

$$T = B \times F_{centrifuge} \quad (3.16)$$

$$M_f = C \times F_{centrifuge} \quad (3.17)$$

La Figure 3.8 montre les relations entre les trois efforts et la force centrifuge.

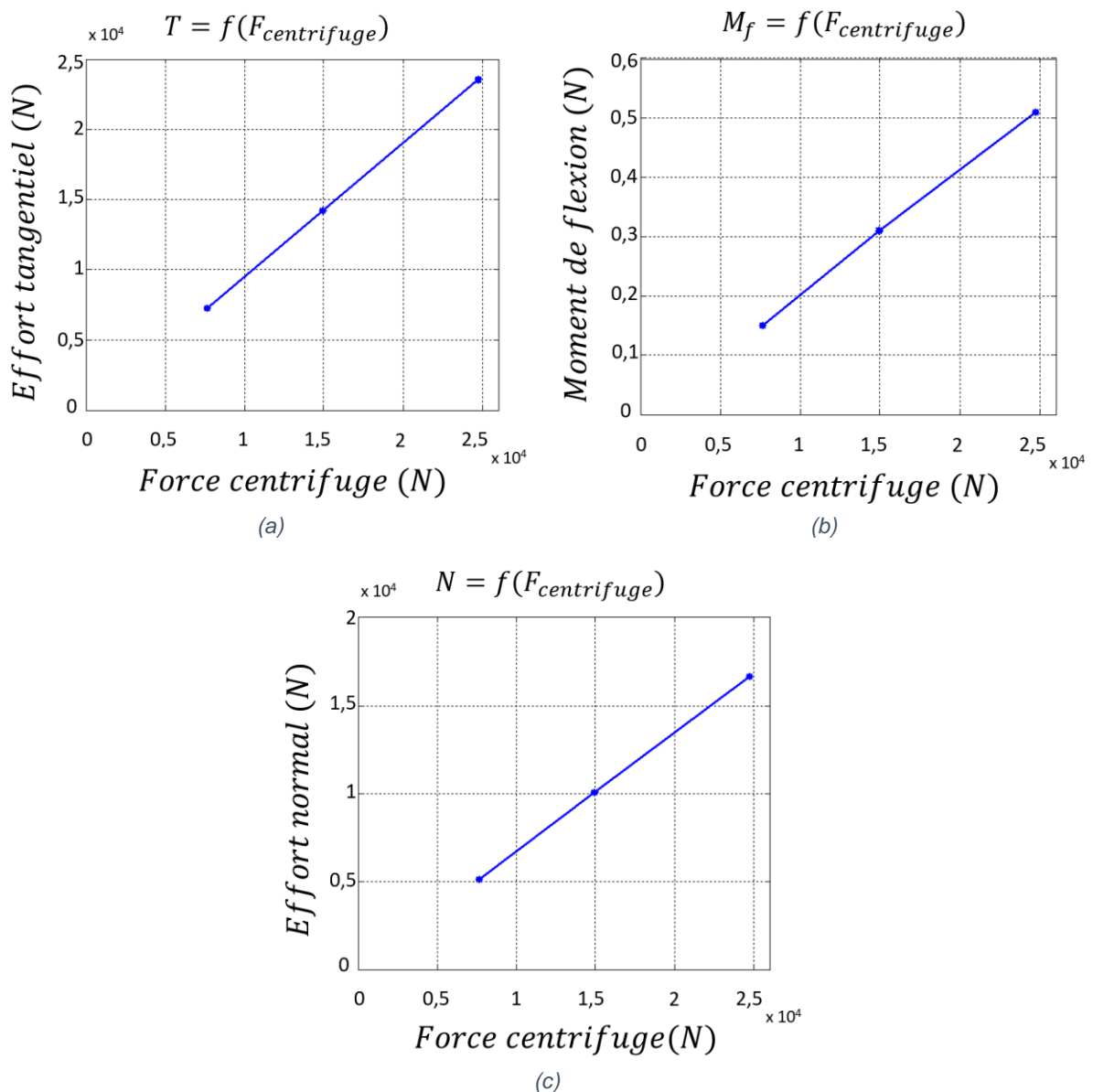


Figure 3.8 Décomposition de la force centrifuge en des efforts : (a) effort tangentiel, (b) moment de flexion et (c) effort normal

3.5.5 Facteur de concentration des contraintes

3.5.5.1 Généralités

Généralement, une pièce mécanique comportant des modifications géométriques engendre une augmentation locale des contraintes. Les contraintes réelles maximales sont supérieures aux valeurs théoriques données par les formules analytiques. Cela est dû au phénomène de concentration des contraintes qui se produit à cause de la variation brutale de la section transversale d'un composant en présence de trous et de rainures [17].

Pour cela, les contraintes mécaniques maximales σ_{max} , sont représentées comme produit de deux éléments, les contraintes nominales σ_{nom} calculées dans le cas idéal (géométrie continue) et les facteurs de concentration des contraintes k .

$$\sigma_{max} = k \times \sigma_{nom} \quad (3.18)$$

- σ_{nom} représente la contrainte nominale calculable à l'aide des formules de la résistance des matériaux développés dans la section 3.2.4.4. $\sigma_{nom} = \sigma_f$ pour les ponts d'entrefer et $\sigma_{nom} = \sigma_n$ pour le pont central.
- σ_{max} représente les contraintes mécaniques maximales calculées par l'équation (3.18). $\sigma_{max} = \sigma_{f-max}$ pour les pont d'entrefer et $\sigma_{max} = \sigma_{n-max}$ pour le pont central.
- k représente le facteur de concentration des contraintes. $k = k_f$ pour les ponts d'entrefer et $k = k_n$ pour le pont central.

Les facteurs de concentration des contraintes dépendent principalement de la géométrie ou de la forme de la pièce mais ne dépendent pas de sa composition en matière. Ils dépendent aussi du type de chargement appliqué à la pièce et sont toujours définis par rapport aux contraintes nominales.

3.5.5.2 Méthodes de calcul

Les facteurs de concentration des contraintes peuvent être obtenus selon les méthodes suivantes :

1. Méthodes analytiques : par la théorie d'élasticité qui utilise l'analyse des formes géométriques afin de calculer les facteurs de concentrations des contraintes.
2. Méthodes numériques : par les techniques des éléments finis qui fournissent une méthode de calcul puissante et peu coûteuse pour évaluer les facteurs de concentration des contraintes.
3. Méthodes expérimentales : par les techniques expérimentales tel que l'extensométrie [18], la photoélasticimétrie [19] ainsi que l'analyse expérimentale en 3D [20].

H. Neuber [21] et R.E. Peterson [22] ont présenté les premières références des facteurs de concentration des contraintes, dans lesquelles, ils ont analysé les principales géométries et sollicitations mécaniques rencontrées dans la conception mécanique. Dans son livre, Peterson a traité les différentes formes des discontinuités de géométrie provoquant le phénomène des concentrations de contraintes : les épaulements, les trous et les arcs.

Dans un premier temps, nous allons utiliser la méthode la plus simple de calcul des facteurs de concentration des contraintes : la méthode par éléments finis. Cette méthode consiste à calculer le rapport entre les contraintes calculées par les équations analytiques de la théorie des poutres et les contraintes calculées par éléments finis. C'est une sorte de calibration de la méthode analytique par les valeurs numériques. Nous avons appliqué cette méthode pour trois valeurs d'épaisseurs des ponts magnétiques. Les facteurs résultants sont ainsi appliqués aux équations finales des contraintes mécaniques calculées par la méthode de la théorie des poutres. Soit k_n le facteur de concentration des contraintes en traction et k_f celui en flexion.

$$\sigma_{n-max} = k_n \times \sigma_n \quad (3.19)$$

$$\sigma_{f-max} = k_f \times \sigma_f \quad (3.20)$$

Ces coefficients, issus de travaux antérieurs à la thèse [23], nécessitent l'adoption d'une structure de référence aussi proche que possible du cas envisagé.

La Figure 3.9 (a) montre une relation linéaire entre k_n et l'épaisseur du pont central e_c . La Figure 3.9 (b) présente la relation entre k_f et l'épaisseur des ponts d'entrefer e_e . La relation entre ces deux grandeurs n'est pas parfaitement linéaire, mais peut être linéarisée sans conséquences majeures sur l'estimation des contraintes maximales réelles.

$$k_n = D \times e_c + H \quad (3.21)$$

$$k_f = J \times e_e + M \quad (3.22)$$

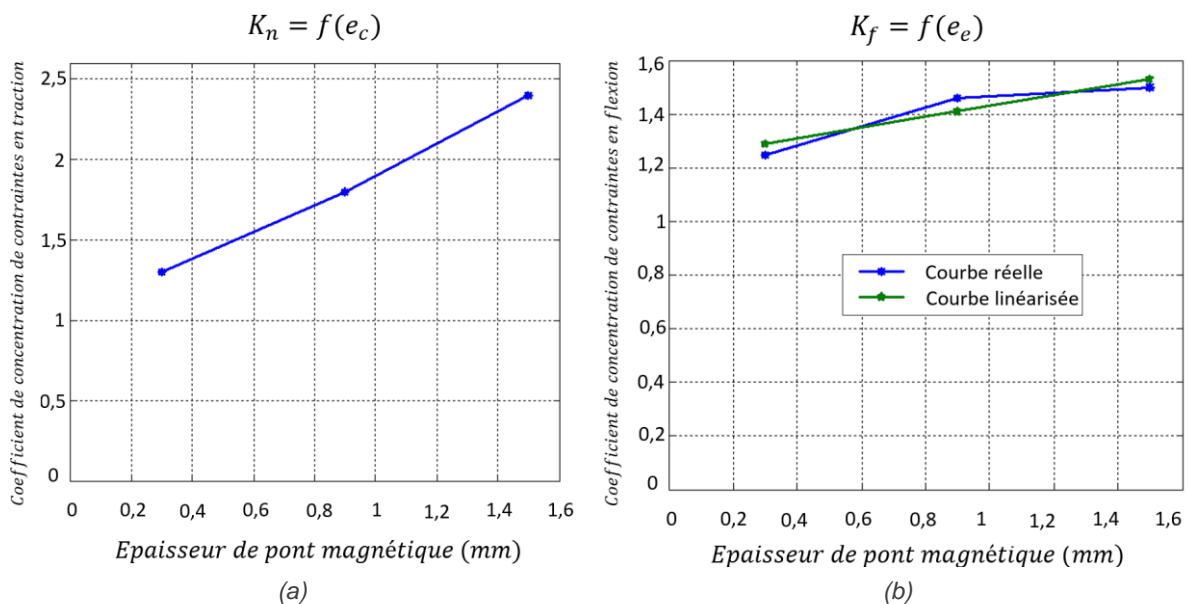


Figure 3.9 Facteurs de concentration des contraintes en fonction de l'épaisseur des ponts magnétiques: (a) facteur de concentration des contraintes en traction k_n et (b) facteur de concentration des contraintes en flexion k_f

En réunissant toutes les équations établies jusqu'à présent, nous pouvons établir les équations finales des contraintes mécaniques maximales de tension et de flexion.

$$\sigma_{n-max} = \left(A \times \frac{R_G}{\ell \times e_c} \times m \times \Omega^2 \right) \times (D \times e_c + H) \quad (3.23)$$

$$\sigma_{f-max} = \left(\sqrt{B^2 + \left(6 \times \frac{C}{e_e} \right)^2} \times \frac{R_G}{\ell \times e_e} \times m \times \Omega^2 \right) \times (J \times e_e + M) \quad (3.24)$$

Les constantes dans les équations (3.23) et (3.24) sont déduites des courbes précédentes et sont rassemblées dans le Tableau 3.4. Dans ces équations, les expressions des facteurs de concentration de contraintes apparaissent dans la deuxième parenthèse.

Tableau 3.4 Valeurs des paramètres utilisés dans les équations des contraintes mécaniques maximales.

A	B	C	D	H	J	M
0.67	1	2×10^{-5}	10^3	1	0.2×10^3	1.23

A ce stade, il existe un modèle analytique calibré qui permet la détermination des contraintes mécaniques à grande vitesse. Ce modèle, étant très rapide à calculer, est adapté pour être utilisé dans une démarche de conception d'optimisation. Notons que la forme explicite des équations (3.23) et (3.24) permet de déduire facilement les valeurs minimales des épaisseurs de pont e_c et e_e correspondantes aux limites maximales des contraintes mécaniques.

Afin de vérifier l'exactitude des équations proposées, nous allons dans la suite détailler la construction d'un modèle mécanique par éléments finis de la machine puis comparer les résultats des équations analytiques aux valeurs numériques.

3.6 MODELE NUMERIQUE PAR ELEMENTS FINIS

L'analyse par éléments finis est généralement considérée comme la méthode la plus précise pour l'analyse des contraintes mécaniques, mais sa précision dépend fortement des paramètres du modèle, tels que la condition de charge, la méthode de support, la qualité du maillage et les caractéristiques du matériau. En plus, leur principal problème réside dans leur consommation de temps surtout lorsqu'ils sont utilisés dans le processus d'optimisation. Dans notre étude, nous utilisons les éléments finis afin de valider la méthode analytique développée pour s'assurer de sa convergence vers les valeurs numériques des contraintes mécaniques.

3.6.1 Géométrie, maillage et conditions de contact

Afin de vérifier l'exactitude de la méthode analytique proposée, un modèle d'éléments finis mécanique du rotor du prototype de la machine synchronreluctante assistée d'aimants est construit et les contraintes numériques maximales réelles sont calculées.

Le rotor est modélisé en tenant compte des tôles de fer ainsi que des aimants ferrites ajoutés. La géométrie et le maillage des rotors sont réalisés sous HyperMesh par Altair. La Figure 3.10 montre la qualité de maillage du modèle éléments finis utilisé dans cette étude. Pour les ponts magnétiques, le maillage est raffiné ($< 0.3 \text{ mm}$) dans le but d'obtenir des résultats précis dans ces endroits critiques. La distance maximale entre chaque nœud du maillage est fixée à 0.5 mm pour le reste du corps du rotor.

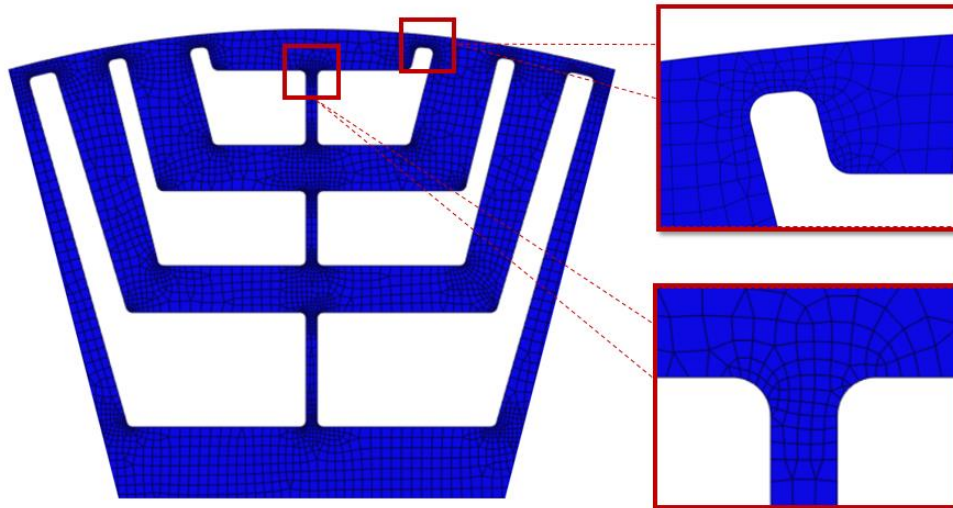


Figure 3.10 Maillage concentré au niveau des régions critiques dans le rotor de la machine synchréreluctante assistée d'aimants (aimants non représentés)

La difficulté dans les machines assistées des aimants réside dans la spécification du type de contact entre les aimants et les tôles de fer. Dans notre cas, et avec la prépondérance de la force centrifuge, nous avons défini des liaisons de type « contact sans frottement » dans la région supérieure de chaque aimant (Figure 3.11). Les degrés de liberté de déplacement sont imposés nuls pour les nœuds correspondants à la face de contact entre le rotor et son arbre.

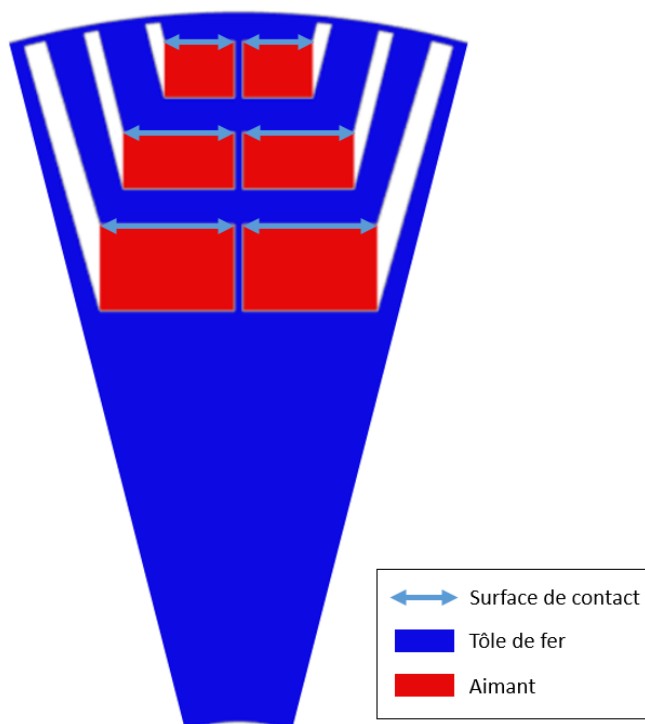


Figure 3.11 Emplacement des surfaces de contact entre les aimants et les tôles de fer

3.6.2 Résultats numériques

Nous appliquons la modélisation par éléments finis sur le rotor du prototype qui fait l'objet de notre étude dont les principales caractéristiques de ce rotor sont récapitulées dans le chapitre 2 ($e_e = 0.485 \text{ mm}$ et $e_c = 0.513 \text{ mm}$).

3.6.2.1 Contraintes maximales

La Figure 3.12 présente les contraintes maximales à une vitesse de 10 000 tr/min (aimants non représentés mais pris en compte dans le calcul). Les contraintes maximales sont réparties dans les deux zones les plus critiques : localement dans les ponts d'entrefer où la contrainte maximale est de 207 MPa, et globalement dans le pont central où cette contrainte vaut 150 MPa. Cela justifie le besoin des méthodes analytiques précises capables de calculer les contraintes mécaniques maximales dans les ponts d'entrefer, ainsi que dans les ponts centraux.

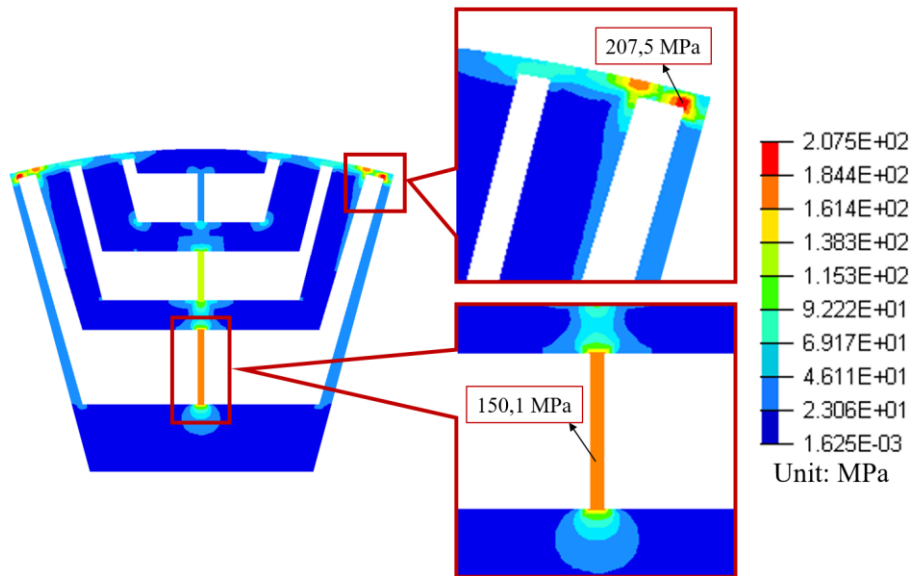


Figure 3.12 Distribution des contraintes mécaniques maximales à une vitesse de rotation de 10 000 tr/min : dans les ponts d'entrefer la contrainte maximale est de 207 MPa, et dans le pont central la contrainte maximale vaut 150 MPa

3.6.2.2 Déplacement et déformation

Nous avons également étudié le déplacement radial toujours à une vitesse de rotation de 10 000 tr/min (Figure 3.13). Nous remarquons que les déplacements radiaux les plus bas sont situés dans les ponts d'entrefer vers les côtés des pôles adjacents et dans le pont central vers le corps du rotor. Ce qui justifie la négligence des déformations dans ces zones où les ponts d'entrefer et le pont central restent fixes (Figure 3.14).

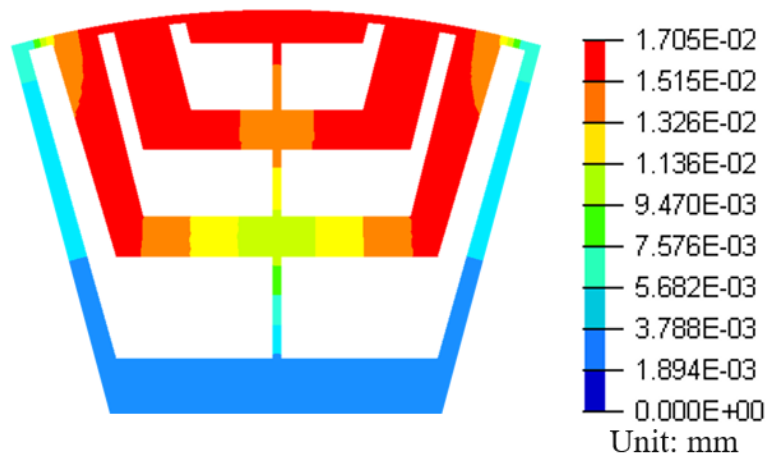


Figure 3.13 Déplacement radial à une vitesse de rotation de 10 000 tr/min : les déplacements sont plus importants au centre du rotor, et sont presque nuls aux périphéries

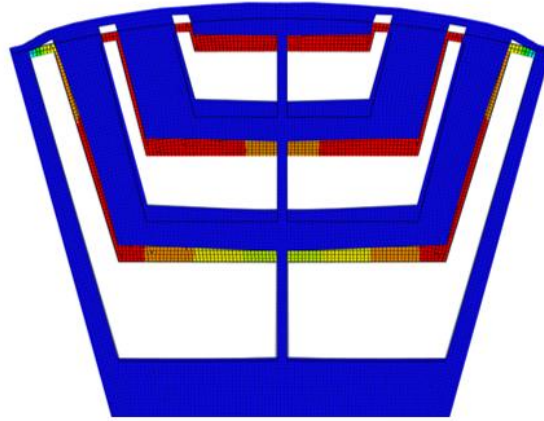


Figure 3.14 Déformation du rotor à une vitesse de rotation de 10 000 tr/min : Pas de déformation aux niveaux des liaisons avec les pôles adjacents et au niveau du reste du pôle rotorique

3.6.2.3 Validation du modèle

Comme le montre la Figure 3.15, les déformations du rotor provoquées à grande vitesse par la force centrifuge appliquée sur le rotor justifient les hypothèses de rendre chaque pôle du rotor encastré avec les pôles adjacents au niveau des ponts d'entrefer et avec le corps du rotor au niveau du pont central. Ainsi, les conditions aux limites considérées par le modèle analytique sont validées.

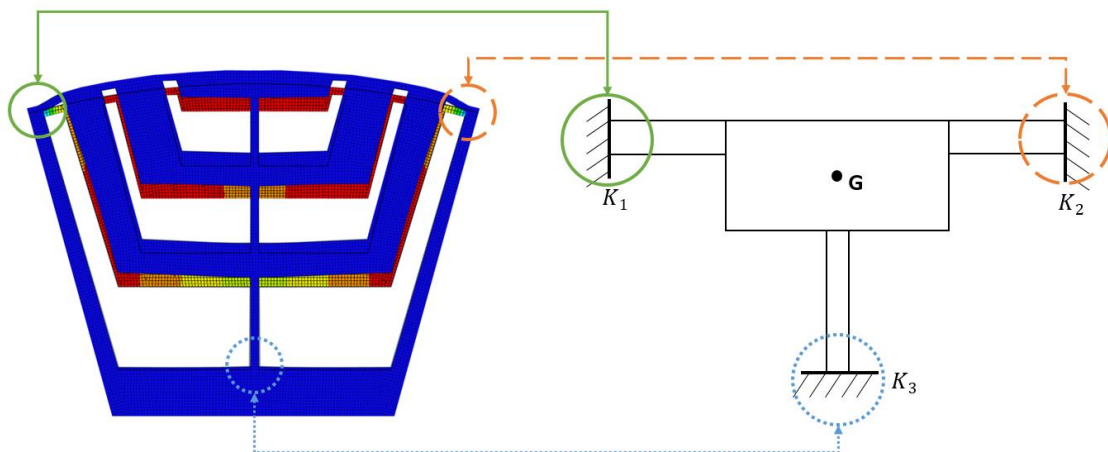


Figure 3.15 Validation par éléments finis des hypothèses de liaisons au niveau des extrémités de chaque poutre : chaque pôle du rotor encastré avec les pôles adjacents au niveau des ponts d'entrefer et avec le corps du rotor au niveau de pont central

3.6.2.4 Comparaison analytique/numérique

En se basant sur les équations analytiques développées dans la section précédente, on remarque que les valeurs de contraintes sont très sensibles aux épaisseurs des ponts magnétiques et à la vitesse de rotation. Ainsi, dans cette partie, les contraintes mécaniques maximales dans la géométrie du rotor du prototype de la machine synchronreluctante assistée d'aimants sont calculées dans un premier temps par rapport aux épaisseurs des ponts magnétiques qui varient entre 0.3 mm et 1.5 mm à une vitesse de rotation de 10 000 tr/min, ensuite, dans un deuxième temps en fonction de la vitesse de rotation en fixant les épaisseurs des ponts magnétiques à celles du prototype ($e_e = 0.485 \text{ mm}$ et $e_c = 0.513 \text{ mm}$).

Pour les contraintes au niveau du pont d'entrefer, nous allons en même temps comparer les résultats obtenus par la théorie des poutres aux résultats obtenus lorsqu'on a appliqué la méthode à anneau équivalent. Cette dernière est expliquée en détail dans l'Annexe B.

La Figure 3.16 montre les contraintes mécaniques maximales dans le pont d'entrefer en fonction de son épaisseur à une vitesse de rotation fixe de 10000 tr/min calculées par les deux méthodes analytiques (théorie des poutres et anneau équivalent) et comparées aux valeurs numériques calculées par éléments finis. On peut voir qu'avec des faibles épaisseurs, les deux méthodes analytiques donnent presque les mêmes résultats. Les différences entre ces deux méthodes apparaissent pour des valeurs plus élevées des épaisseurs de ponts magnétiques. Que ce soit avec les méthodes analytiques ou la méthode numérique, les contraintes maximales à faible épaisseur dépassent la limite d'élasticité du matériau. Les contraintes mécaniques maximales calculées par les trois méthodes diminuent progressivement avec l'augmentation de l'épaisseur de pont magnétique.

La Figure 3.17 montre les contraintes mécaniques maximales dans le pont central calculées par la méthode de théorie des poutres et par le modèle des éléments finis en fonction de son épaisseur. Les deux méthodes donnent la même tendance de courbes mais avec une surestimation de l'ordre de 80% entre les valeurs.

La Figure 3.18 montre les contraintes mécaniques maximales dans les ponts d'entrefer en fonction de la vitesse de rotation pour une seule géométrie : celle du prototype ($e_e = 0.485 \text{ mm}$). Les contraintes mécaniques sont calculées par les deux méthodes analytiques (théorie des poutres et anneau équivalent) et comparées aux valeurs numériques calculées par éléments finis. Les résultats des deux méthodes analytiques évoluent de la même manière et donnent presque les mêmes valeurs de contraintes mais avec une surestimation de l'ordre de 80% avec les valeurs numériques.

La Figure 3.19 montre les contraintes mécaniques maximales dans le pont central ($e_c = 0.513 \text{ mm}$) calculées par la méthode de théorie des poutres et par le modèle des éléments finis en fonction de la vitesse de rotation. A grande vitesse, les contraintes dans les ponts augmentent, provoquant une augmentation des contraintes mécaniques de la machine dans ces zones de fonctionnement.

3.6.2.5 Analyse des résultats

Tous ces résultats démontrent la nécessité d'intégrer le calcul des contraintes mécaniques directement dans le processus d'optimisation, afin de trouver une géométrie robuste tout en conservant les performances électromagnétiques de la machine. Par rapport au calcul par éléments finis, les résultats numériques et analytiques varient de la même manière, en fonction de l'épaisseur du pont et de la vitesse de rotation. Cependant, il existe un écart important entre ces deux résultats : les méthodes analytiques ont tendance à surestimer les contraintes mécaniques maximales dans le rotor. Les différences entre les résultats numériques et analytiques peuvent s'expliquer par le fait que les relations entre les actions d'appuis et la force centrifuge ainsi que les facteurs de concentration de contraintes utilisés dans la méthode de théorie des poutres ne sont pas généralisés et ont été calculés en utilisant un calcul numérique antérieur sur une géométrie spécifique de la machine [3].

Dans la suite, nous avons concentré nos efforts dans le développement d'un modèle purement analytique, prenant en considération les paramètres géométriques les plus influents sur les valeurs des contraintes mécaniques maximales. Dans un premier temps, nous allons établir les relations entre les actions d'appuis et la force centrifuge en utilisant la modélisation par la méthode de théorie des poutres sans avoir recours aux éléments finis. Dans un deuxième temps, nous allons utiliser les méthodes analytiques de calcul des facteurs de concentration de contraintes au lieu de la méthode par éléments finis. Les résultats de la méthode purement analytique seront de nouveau comparés aux résultats du modèle éléments finis.

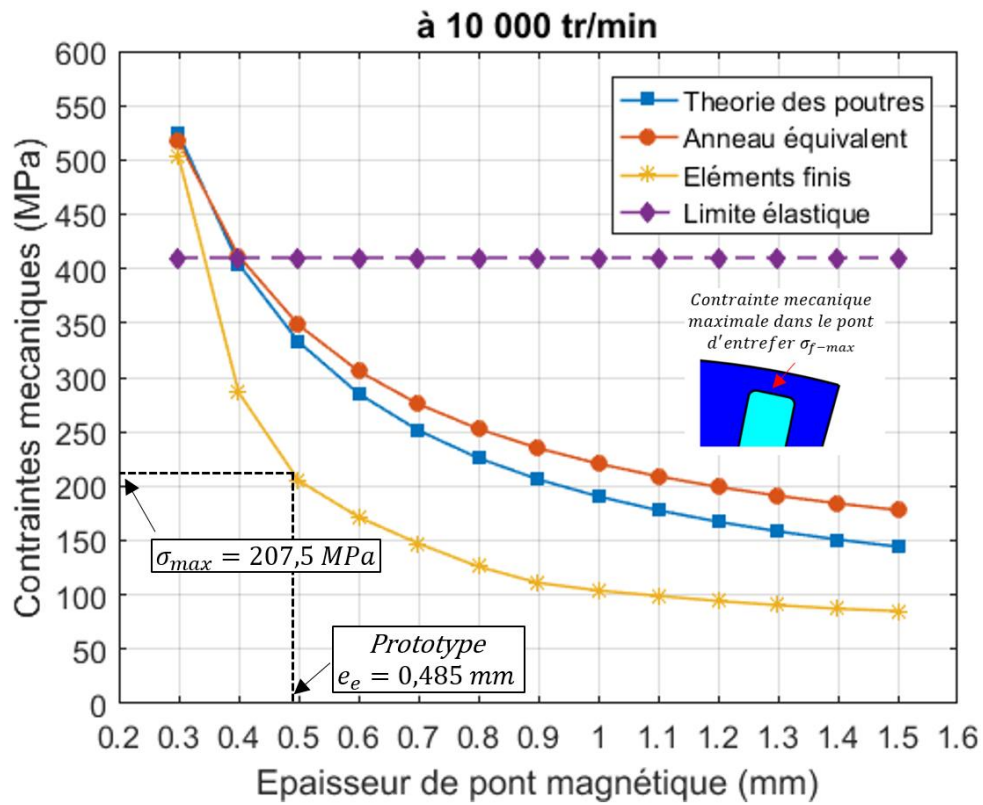


Figure 3.16 Contraintes mécaniques maximales dans les **ponts d'entrefer** en fonction de l'épaisseur de ponts magnétiques à 10000 tr/min. Méthodes utilisées : Théorie des poutres, anneau équivalent et éléments finis

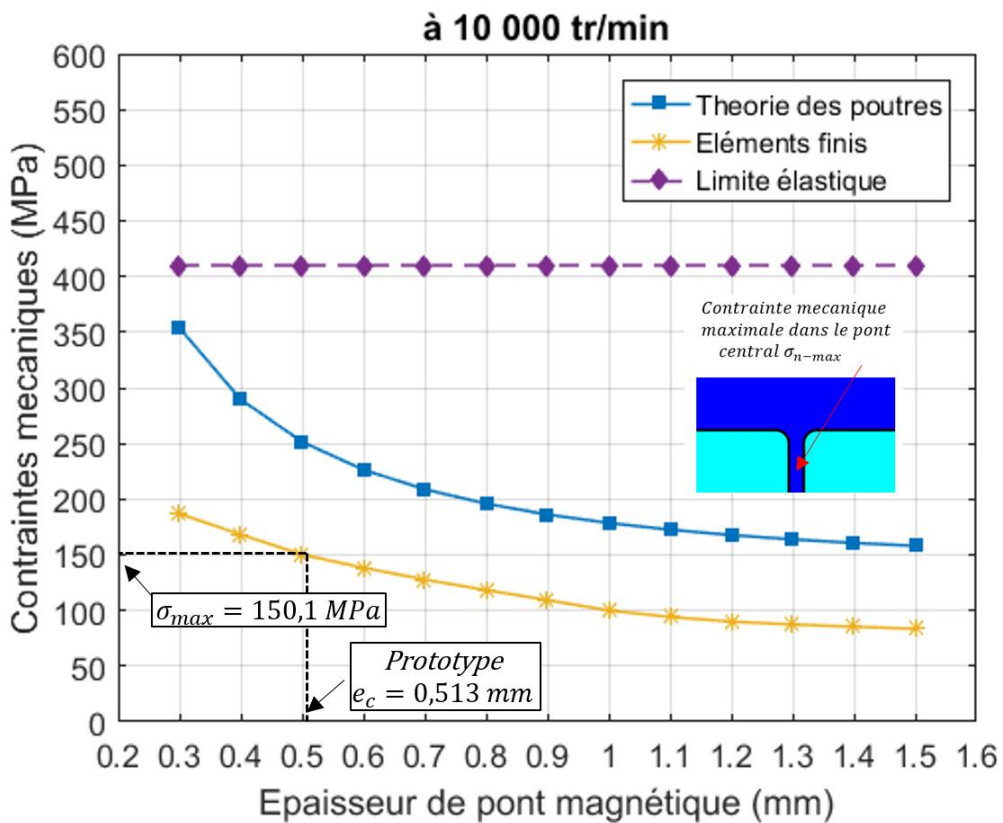


Figure 3.17 Contraintes mécaniques maximales dans le **pont central** en fonction de l'épaisseur de ponts magnétiques à 10000 tr/min. Méthodes utilisées : Théorie des poutres et éléments finis

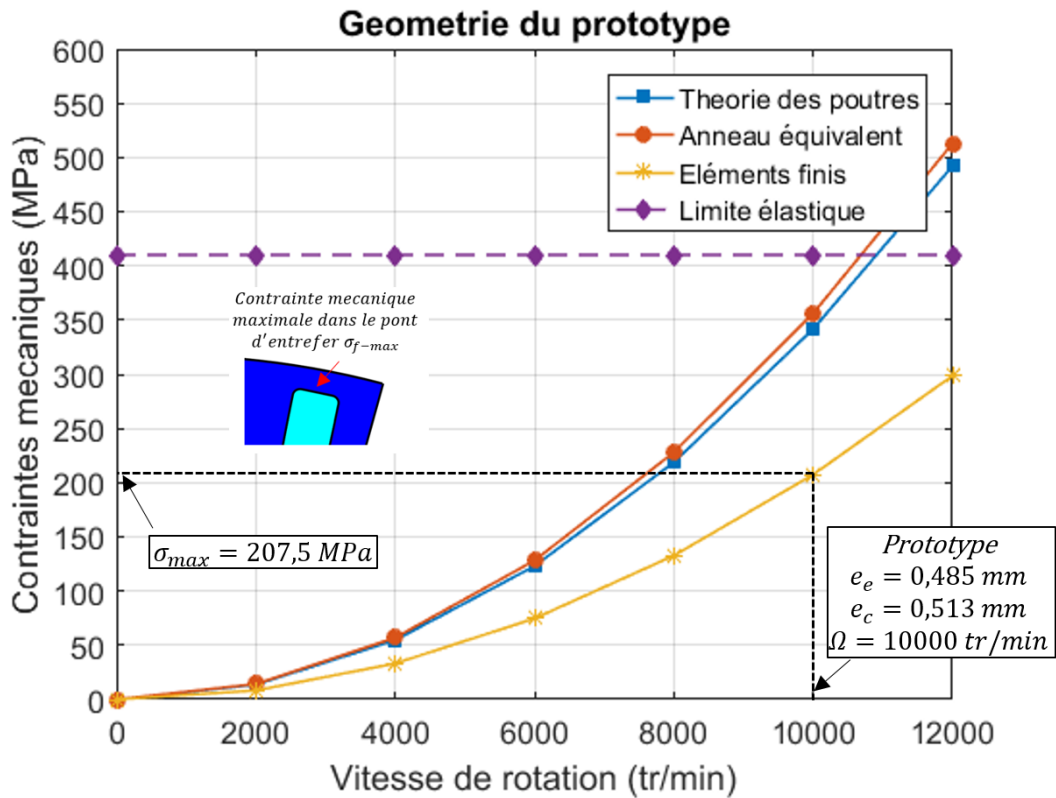


Figure 3.18 Contraintes mécaniques maximales dans les **ponts d'entrefer** en fonction de la vitesse de rotation. Méthodes utilisées : Théorie des poutres, anneau équivalent et éléments finis

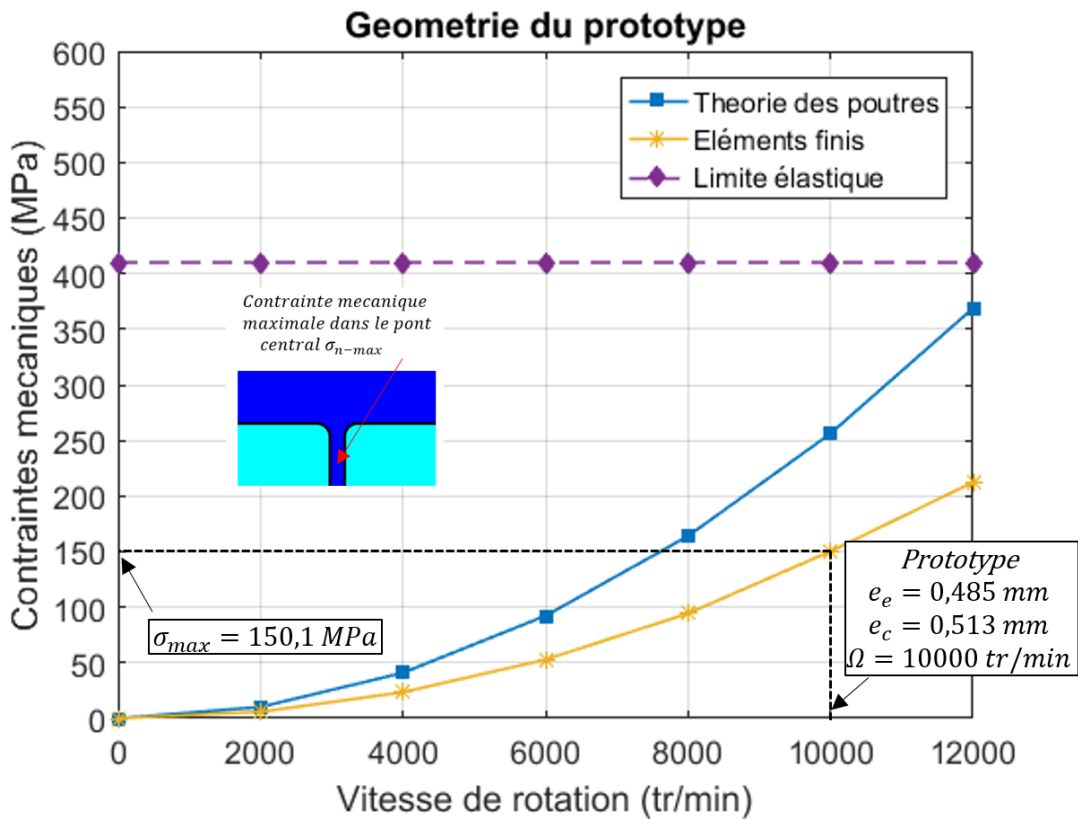


Figure 3.19 Contraintes mécaniques maximales dans le **pont central** en fonction de la vitesse de rotation. Méthodes utilisées : Théorie des poutres et éléments finis

3.7 MODELE ANALYTIQUE RENFORCE

Afin de renforcer notre modèle analytique, nous devons trouver les relations analytiques liant l'effort tangentiel T , le moment de flexion M_f et l'effort normal N à la force centrifuge $F_{centrifuge}$ qui prennent en considération la géométrie exacte du rotor sans avoir recours aux linéarisations par éléments finis comme dans le cas de la méthode précédente.

Dans cette partie, nous supposons que la masse de la partie active est implicitement prise en considération dans la formule de la force centrifuge (Equation 3.1). Cette supposition nous permet de transformer le modèle de la Figure 3.7 en un système composé de deux poutres rectangulaires (Figure 3.20).

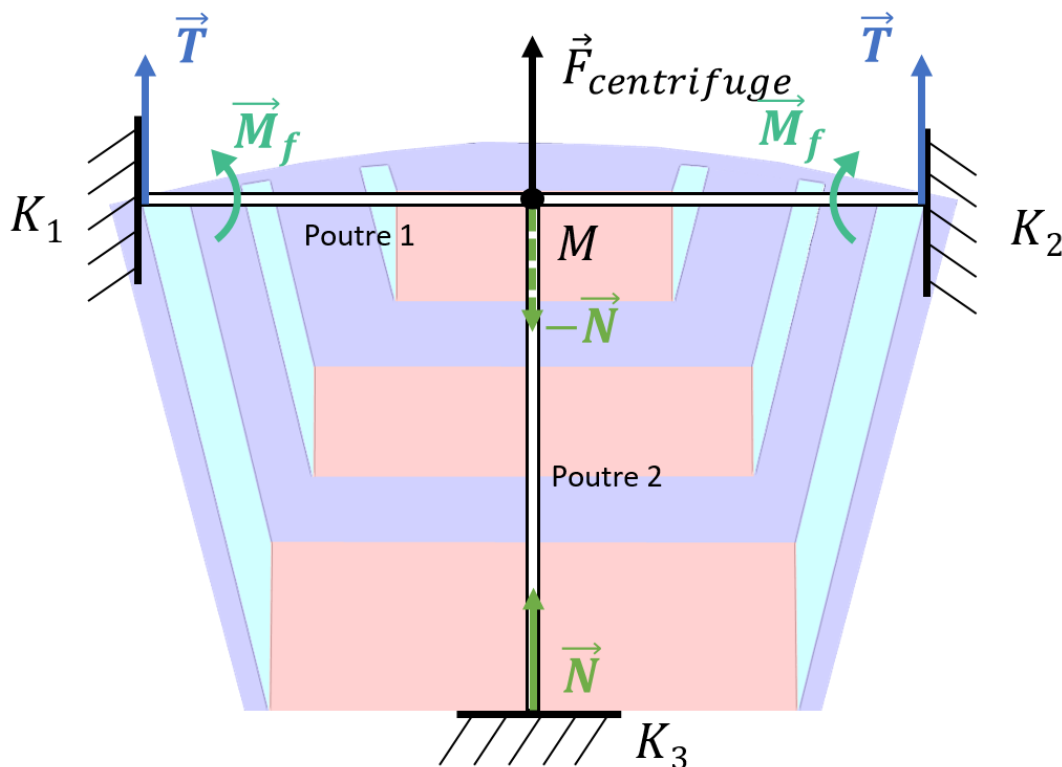


Figure 3.20 Modélisation du pôle rotorique en deux poutres rectangulaires

La première poutre qui relie les deux ponts d'entrefer est encadrée à ses deux extrémités pour les mêmes raisons citées dans (§3.5.2). La deuxième poutre qui relie le pont central à la première poutre est encadrée avec le reste du corps du rotor. Les deux poutres sont solidaires au point de contact M , milieu de la poutre 1. L'action mutuelle de contact des deux poutres au point M vaut l'opposé de l'effort normale N . Pour trouver sa valeur, nous utilisons l'égalité des déplacements au point M . En effet, les conditions cinématiques du système nous permettent de confirmer que le déplacement au point M engendré par la déformation de la poutre 1 est égale au déplacement au point M engendré par la déformation de la poutre 2.

Par ailleurs, le système de la Figure 3.20 peut être considéré comme le résultat de la superposition des trois sous-systèmes représentés dans la Figure 3.21.

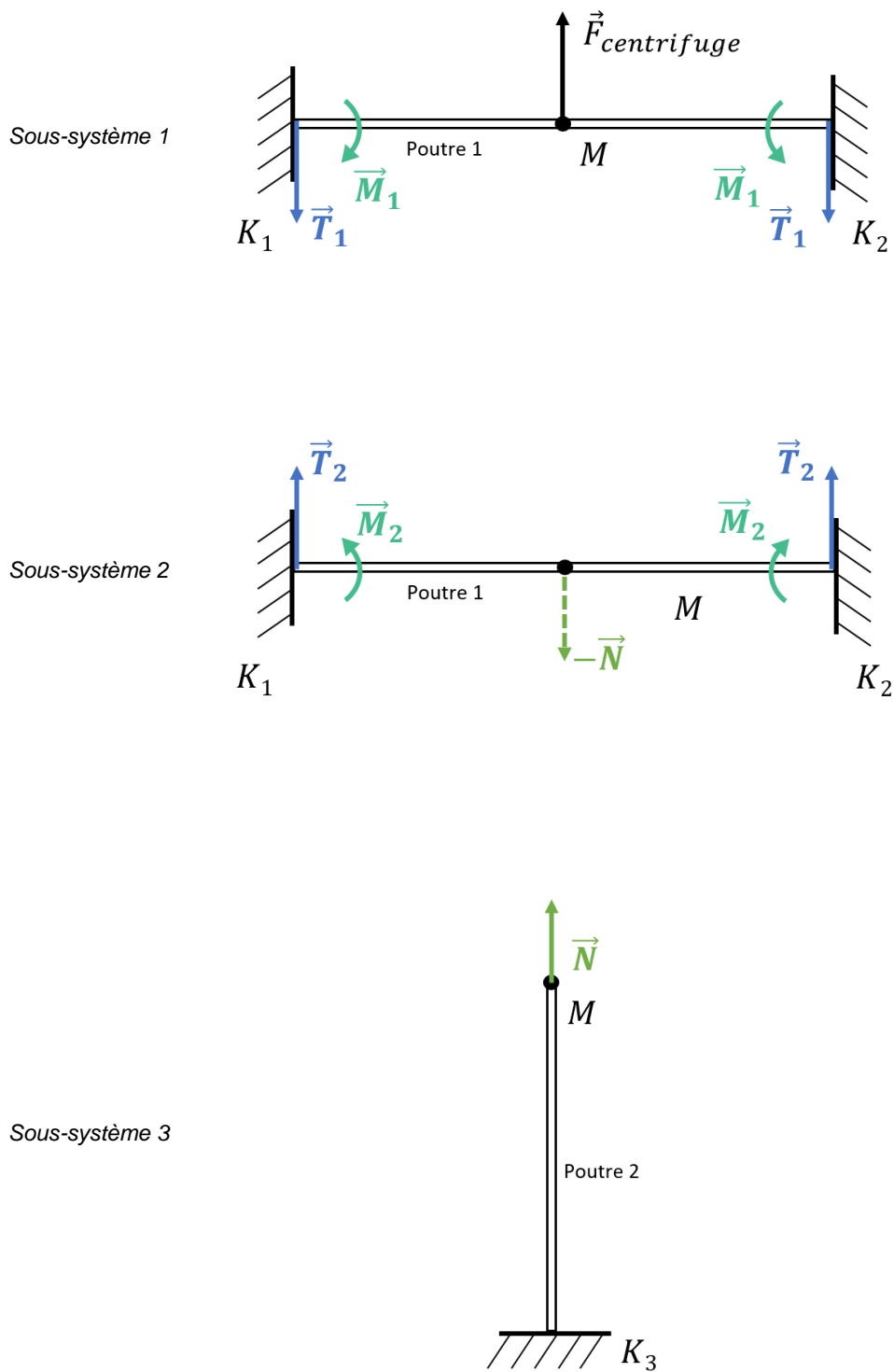


Figure 3.21 Utilisation du principe de superposition pour décomposer notre nouvelle structure mécanique en trois sous-systèmes simples

1. La première poutre chargée par la force centrifuge appliquée en son milieu représente le premier sous-système.
2. La première poutre chargée par l'action mutuelle $-\vec{N}$ en son milieu représente le deuxième sous-système.
3. La deuxième poutre chargée axialement par la force \vec{N} au point de contact M représente le troisième sous-système.

L'analyse de ces sous-systèmes en ce qui concerne le nombre des variables et des équations à résoudre, montre que les deux premiers représentent des structures hyperstatiques tandis que le troisième représente une poutre isostatique simple.

Afin de résoudre proprement ces trois sous-systèmes, nous allons dans un premier temps rappeler la définition des systèmes isostatiques et hyperstatiques, puis, aborder des exemples simples pouvant aider à la résolution de notre système.

3.7.1 Systèmes isostatiques

Un système est dit isostatique si toutes les réactions d'appuis ainsi que les contraintes généralisées en tout point de la structure peuvent être déterminées en se basant juste sur les équations d'équilibre. Dans ce cas, les poutres possèdent trois inconnues reliées aux trois degrés de liberté qui sont calculés en utilisant les trois équations d'équilibre :

1. $\sum N = 0$ La somme des efforts axiaux est nulle
2. $\sum T = 0$ La somme des efforts tranchant est nulle
3. $\sum M_f = 0$ La somme des moments fléchissant est nulle

Les caractéristiques géométriques de la structure isostatique (inertie, section, matériau) n'interviennent pas dans le calcul de la distribution des efforts.

Afin de comprendre les principales étapes de détermination des efforts et des déplacements dans une structure isostatique, nous traitons l'exemple d'une poutre AB encastree à une extrémité sur laquelle on applique une charge concentrée P à la distance a de l'encastrement (Figure 3.22).

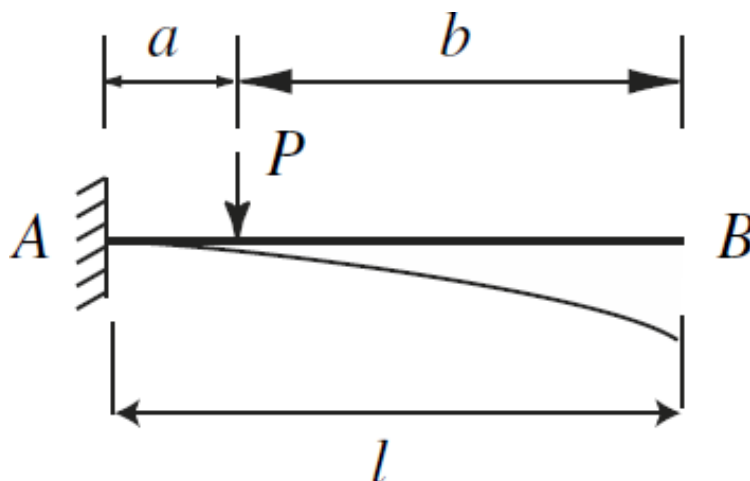


Figure 3.22 Exemple d'un système isostatique : poutre AB encastree à une extrémité sur laquelle on applique une charge concentrée P à la distance a de l'encastrement

3.7.1.1 Détermination des réactions d'appuis

Nous noterons N les réactions d'appuis axiales en un point donné, T les tangentiels et M_f les moments fléchissants. Les équations d'équilibre en effort et en moment nous indiquent que :

$$\begin{cases} N_A = 0 \\ T_A = P \\ M_{fA} = P \times a \end{cases} \quad (3.25)$$

3.7.1.2 Détermination des contraintes généralisées

Afin de déterminer le torseur des efforts intérieurs en tous points de la poutre, nous appliquons la méthode des coupures de la poutre en différentes parties.

Pour une section comprise entre le point A et le point d'application de la force P , l'équilibre de la section d'abscisse x nous indique que :

$$\begin{cases} N(x) = 0 \\ T(x) = -P \\ M(x) = P \times (x - a) \end{cases} \quad (3.26)$$

De même pour les sections de poutre situées entre le point d'application de P et le point B :

$$\begin{cases} N(x) = 0 \\ T(x) = 0 \\ M(x) = 0 \end{cases} \quad (3.27)$$

3.7.1.3 Calcul des déplacements

La flèche de la poutre $v(x)$ qui représente la valeur maximale du déplacement de la section d'abscisse x , est calculée en utilisant la loi de comportement reliant la dérivée seconde de la flèche au moment fléchissant :

$$M(x) = EIv''(x) \quad (3.28)$$

Ainsi pour la partie de la poutre entre le point A et le point d'application de P ,

$$v(x) = -\frac{Px^2}{6EI}(3a - x) \quad (3.29)$$

Pour la partie restante de la poutre :

$$v(x) = -\frac{Pa^2}{6EI}(3x - a) \quad (3.30)$$

Le déplacement en B vaut :

$$v(l) = -\frac{Pa^2}{6EI}(3l - a) \quad (3.31)$$

Le déplacement sous le point d'application de la charge P :

$$v(a) = -\frac{Pa^3}{3EI} \quad (3.32)$$

3.7.2 Systèmes hyperstatiques

Une structure est dite hyperstatique lorsque le nombre d'équations et d'efforts internes connus sont insuffisants pour la résoudre. Elle comprend plus d'éléments ou de liaisons qu'il n'est strictement nécessaire pour garantir l'équilibre. Par exemple, une poutre plane chargée verticalement et fixée à trois appuis est une structure hyperstatique car même avec la suppression d'un appui la structure reste stable. Comparé au système isostatique, un système hyperstatique est plus sensible aux déplacements différentiels mais plus sécuritaire. La résolution du problème nécessite dans ce cas l'introduction d'équations supplémentaires, celles du comportement.

Le degré d'hyperstaticité d d'une structure hyperstatique correspond au nombre d'inconnues supplémentaires. Le degré d'hyperstaticité est indépendant des charges extérieures appliquées au système. Il dépend surtout des conditions d'appuis.

Pour étudier une structure de degré d'hyperstaticité d , il est nécessaire d'établir d équations supplémentaires dites équations de compatibilités. Les méthodes d'analyse consistent à retrouver un système de base à partir duquel on associe au système hyperstatique, un système isostatique simple (Figure 3.23) [24].

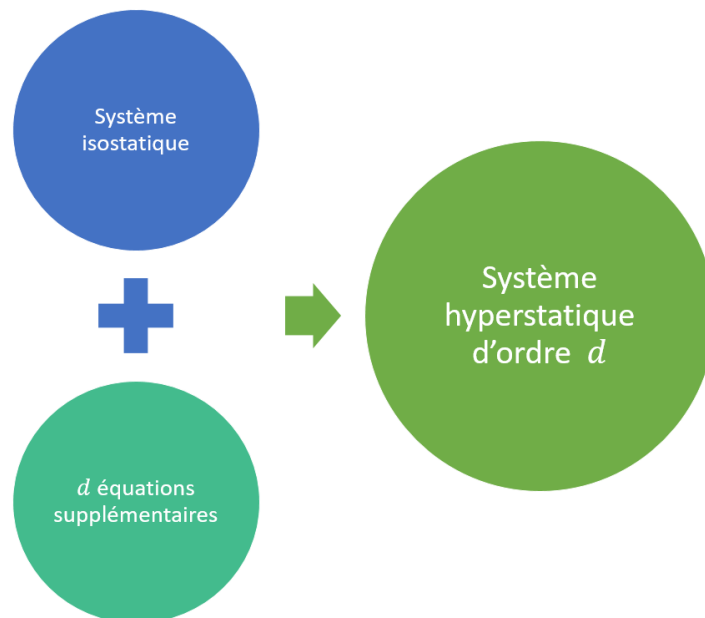


Figure 3.23 Comment résoudre un système hyperstatique? Lui associer un système isostatique, et lui ajouter des équations de compatibilités

Une des manières utilisée pour aborder le calcul des structures hyperstatiques est la méthode des forces qui est basée sur le choix d'un système de base ainsi que sur le principe de superposition. Dans cette méthode les inconnues sont des forces. Le terme force signifie ici tous les types des inconnues pouvant être des efforts internes, des réactions d'appui, des moments ou des paires de moments.

Afin de comprendre les principales étapes de détermination des efforts et des déplacements dans une structure hyperstatique, nous traitons l'exemple d'une poutre AB bi-encastree (encastree aux deux extrémités) sur laquelle on applique une charge concentrée P à la distance a de l'encastrement A (Figure 3.24).

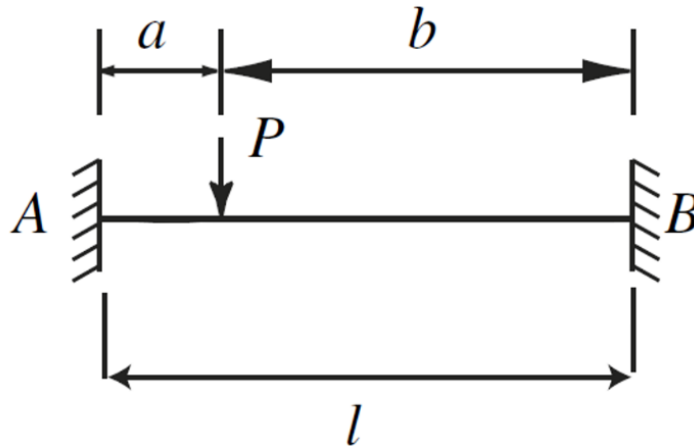


Figure 3.24 Exemple d'un système hyperstatique : poutre AB bi-encastree (encastree aux deux extremités) sur laquelle on applique une charge concentree P à la distance a de l'encastrement

3.7.2.1 Calcul des actions de contact aux appuis

Nous noterons N les réactions d'appuis axiales en un point donné, T les tangentiels et M_f les moments fléchissants. Les équations d'équilibre en effort et en moment nous indiquent que :

- La somme des efforts tranchant est nulle

$$P - T_A - T_B = 0 \quad (3.33)$$

- La somme des moments fléchissant par rapport à B est nulle

$$T_A \times l - M_{fA} - M_{fB} + P \times b = 0 \quad (3.34)$$

Nous avons un système de deux équations pour déterminer quatre inconnues. Le système à étudier est hyperstatique d'ordre 2. Il est donc nécessaire de chercher deux équations supplémentaires.

3.7.2.2 Choix d'un système de base

Le système de base est le système isostatique obtenu par suppression des liaisons supplémentaires dont les actions sont remplacées par des forces inconnues. Dans cet exemple, on fait le choix de libérer totalement l'encastrement de l'extrémité B (Figure 3.25).

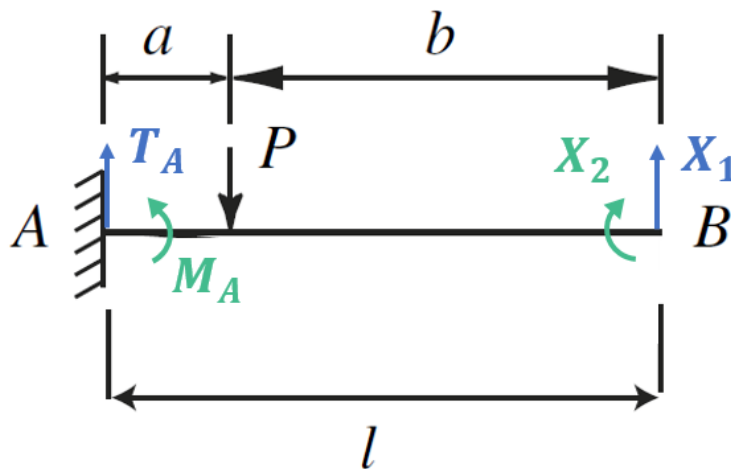


Figure 3.25 Choix de système de base : système isostatique encastree à une extremité, l'encastrement B est remplacé par des forces inconnues

Les inconnues hyperstatiques seront donc :

$$\begin{cases} T_B = X_1 \\ M_B = X_2 \end{cases} \quad (3.35)$$

3.7.2.3 Equations canoniques

Dans la méthode des forces, les équations supplémentaires à utiliser sont les équations canoniques. Le système d'équations canoniques aux inconnues hyperstatiques constitue l'élément de base de la méthode des forces. Il permet de calculer les inconnues X_1 et X_2 .

Les équations canoniques de la méthode des forces s'écrivent sous la forme analytique suivante :

$$\begin{cases} \delta_{11}X_1 + \delta_{12}X_2 + \delta_{10} = 0 \\ \delta_{21}X_1 + \delta_{22}X_2 + \delta_{20} = 0 \end{cases} \quad (3.36)$$

δ_{ij} représente le coefficient de flexibilité, c'est le déplacement produit dans la section (i) selon la direction de la force X_i causée par une force $X_j = 1$.

δ_{i0} désigne le déplacement produit dans la section (i) du système de base sous l'effet des charges extérieures.

Le calcul des coefficients δ_{ij} reposera sur les formules suivantes :

$$\begin{cases} \delta_{ij} = \delta_{ji} = \frac{1}{EI} \int_0^l m_i m_j dx \\ \delta_{ii} = \frac{1}{EI} \int_0^l m_i m_i dx \\ \delta_{i0} = \frac{1}{EI} \int_0^l M_0 m_i dx \end{cases} \quad (3.37)$$

m_i représente l'allure du diagramme du moment de flexion tout au long de la poutre sans charges extérieures et avec $X_i = 1$.

M_0 est l'allure du diagramme des moments fléchissant du système isostatique choisi due aux charges extérieures.

3.7.2.4 Diagrammes des moments de flexion

Donc, afin de compléter la résolution du système, nous allons tracer les diagrammes des moments de flexion M_0 , m_1 et m_2 correspondantes respectivement aux charges extérieures, à la force X_1 et à la force X_2 . Nous utilisons le principe de superposition des forces pour diviser notre système en trois états puis tracer les diagrammes des moments de flexion dans chaque état comme le montrent les Figures 3.26, 3.27 et 3.28.

Etat 0 : diagramme M_0 , charge extérieure non nulle, $X_1 = 0$ et $X_2 = 0$.

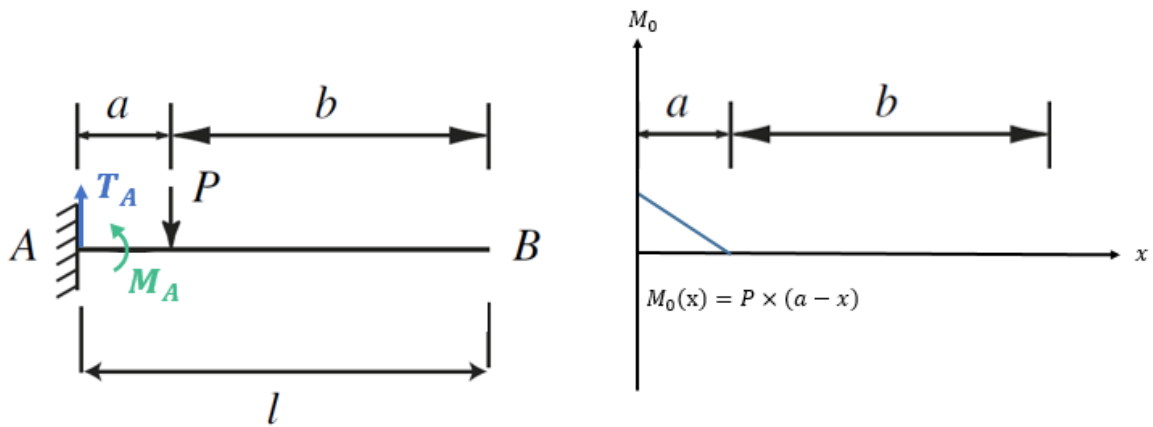


Figure 3.26 Etat 0 : diagramme M_0 , charge extérieure non nulle, $X_1 = 0$ et $X_2 = 0$

Etat 1 : diagramme m_1 , charge extérieure nulle, $X_1 = 1$ et $X_2 = 0$.

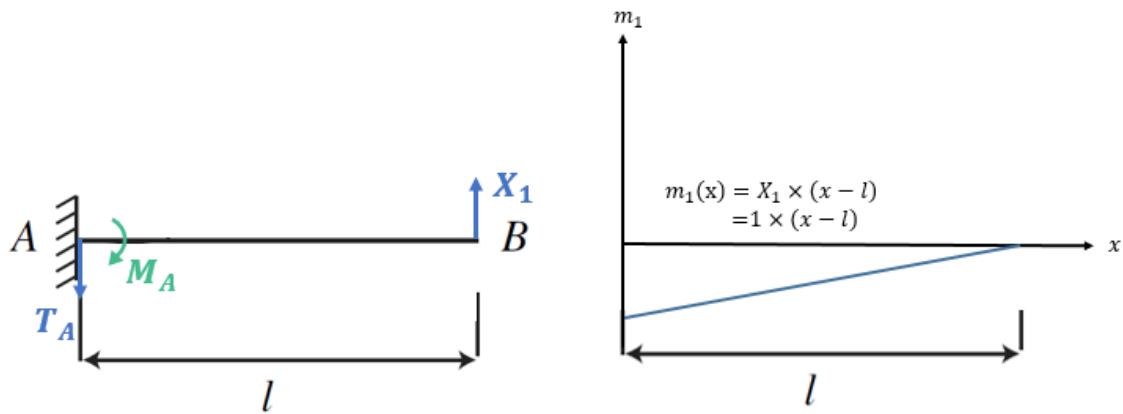


Figure 3.27 Etat 1 : diagramme m_1 , charge extérieure nulle, $X_1 = 1$ et $X_2 = 0$

Etat 2 : diagramme m_2 , charge extérieure nulle, $X_1 = 0$ et $X_2 = 1$.

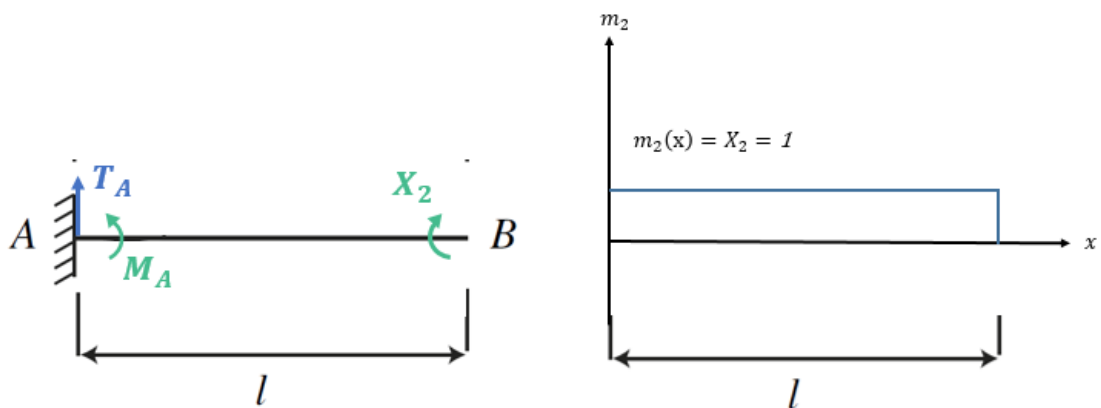


Figure 3.28 Etat 2 : diagramme m_2 , charge extérieure nulle, $X_1 = 0$ et $X_2 = 1$

Une fois les diagrammes des moments de flexion calculés, l'étape suivante sera de calculer les coefficients δ_{ij} par l'équation (3.37). Dans le domaine de la résistance des matériaux, il existe des tableaux spécifiques qui permettent d'évaluer les intégrales présentes dans (3.37) pour différents cas de charge (Annexe C). On trouve alors les expressions des paramètres δ_{ij} .

$$\begin{cases} \delta_{12} = \delta_{21} = -\frac{l^2}{2EI} \\ \delta_{11} = -\frac{l^3}{3EI}; \delta_{22} = \frac{l}{2EI} \\ \delta_{10} = \frac{al^2}{6EI}; \delta_{20} = \frac{Pal}{2EI} \end{cases} \quad (3.38)$$

La résolution des équations (3.33), (3.34) et (3.36) nous permet enfin de trouver les expressions des actions d'appui :

$$\begin{cases} T_A = \frac{P(l+2a)b^2}{l^3} ; M_A = \frac{Pab^2}{l^2} \\ T_B = \frac{Pa^2(l+2b)}{l^3} ; M_B = \frac{Pa^2b}{l^2} \end{cases} \quad (3.39)$$

3.7.2.5 Calcul des déplacements

La flèche de la poutre $v(x)$ est calculée en utilisant la loi de comportement de l'équation (3.28). Le déplacement maximal dépend directement du moment fléchissant $M(x)$ agissant sur la poutre.

$$M(x) = T_A \times x - P \times (x - a) + M_A \quad (3.40)$$

Ainsi, à partir de l'intégrale double de $v''(x)$, nous obtenons :

$$v_{max} = \frac{2Pa^2b^3}{3(3l-2a)^2EI} \quad (3.41)$$

3.7.2.6 Cas d'une poutre chargée en son milieu

Dans le cas où la charge extérieure est appliquée au milieu de la poutre AB (comme dans le cas du modèle mécanique de notre rotor), les expressions des actions d'appui ainsi que du déplacement maximal se calculent en remplaçant a et b par $\frac{l}{2}$.

$$T_A = T_B = \frac{P}{2} \quad (3.42)$$

$$M_A = M_B = \frac{Pl}{8} \quad (3.43)$$

$$v_{max} = \frac{Pl^3}{192EI} \quad (3.44)$$

Dans la suite, nous allons nous baser sur les exemples traités dans les sections 3.6.1 et 3.6.2 pour calculer les déplacements spécifiques pour chaque sous-système de la Figure 3.21.

3.7.3 Résolution du système mécanique du rotor

Les exemples traités dans les sections 3.6.1 et 3.6.2 nous permettent de résoudre rapidement les sous-systèmes mécaniques du rotor définis dans la Figure 3.21.

Sous-système 1 : poutre 1, force centrifuge : La poutre 1 encastrée aux deux extrémités, supporte la charge de la force centrifuge. Les équations des appuis T_1 et M_1 sont calculés en se basant sur les équations (3.42) et (3.43).

$$T_1 = \frac{F_{centrifuge}}{2} \quad (3.45)$$

$$M_1 = \frac{F_{centrifuge} \times L_1}{8} \quad (3.46)$$

Le déplacement maximal v_{1M} au milieu M de la poutre 1 est calculé dans ce cas en se basant sur l'équation (3.44) :

$$v_{1M} = \frac{F_{centrifuge} \times L_1^3}{192 \times E \times I_e} \quad (3.47)$$

Où L_1 représente la longueur de la poutre 1 (longueur entre les deux extrémités des ponts d'entrefer), E le module de Young du fer utilisé dans le rotor et I_e est le moment quadratique de la poutre 1 calculé par équation (3.34).

Sous-système 2 : poutre 1, action mutuelle : Toujours pour la poutre 1, elle est sollicitée aussi par la force $-\vec{N}$, qui représente l'action de contact de la poutre 2 sur la poutre 1. Les équations des appuis T_2 et M_2 sont calculés en se basant sur les équations (3.42) et (3.43).

$$T_2 = \frac{-N}{2} \quad (3.48)$$

$$M_2 = \frac{-N \times L_1}{8} \quad (3.49)$$

Le déplacement maximal v_{2M} au milieu M de la poutre 1 dans ce cas est :

$$v_{2M} = \frac{-N \times L_1^3}{192 \times E \times I_e} \quad (3.50)$$

Sous-système 3 : poutre 2, action mutuelle : La poutre 2 encastrée à une seule extrémité, est sollicitée par la force \vec{N} , qui représente l'action de contact de la poutre 1 sur la poutre 2. Le déplacement maximal v_{3M} au point M de la poutre 2 dans ce cas est :

$$v_{3M} = \frac{N \times L_2}{E \times S_c} \quad (3.51)$$

Où L_2 représente la longueur de la poutre 2 et S_c la section transversale du pont central.

→ Choix de la longueur L_2

Le fait de modéliser la partie active du rotor en deux poutres rectangulaire, nous donne plusieurs choix pour la longueur L_2 de la poutre 2. Cette longueur doit être choisie d'une manière à prendre en considération la raideur de la masse active du rotor. Pour cela, nous avons fait le choix que L_2 soit égale à la longueur entre l'extrémité basse du pont central et le centre de gravité. Ce choix de longueur a été validé par des simulations.

Les conditions cinématiques du système réel obtenues après superposition des trois sous-systèmes permettent d'écrire que :

$$v_{1M} + v_{2M} = v_{3M} \quad (3.52)$$

$$\frac{F_{centrifuge} \times L_1^3}{192 \times E \times I_e} + \frac{-N \times L_1^3}{192 \times E \times I_e} = \frac{N \times L_2}{E \times S_c} \quad (3.53)$$

D'où l'on tire la relation entre l'effort normal N et la force centrifuge $F_{centrifuge}$:

$$N = \frac{S_c \times L_1^3}{192 \times I_e \times L_2 + S_c \times L_1^3} \times F_{centrifuge} \quad (3.54)$$

La détermination de l'effort tangentiel T et du moment de flexion M_f peut se faire en superposant les équations des actions de contact (T_1 , T_2 , M_1 et M_2) au niveau des deux encastremets de la poutre 1 (Sous-systèmes 1 et 2).

$$T = T_1 + T_2 \quad (3.55)$$

$$T = \frac{F_{centrifuge} - N}{2} \quad (3.56)$$

$$M_f = M_1 + M_2 \quad (3.57)$$

$$M_f = \frac{(F_{centrifuge} - N) \times L_1}{8} \quad (3.58)$$

Pour trouver les relations liant l'effort tangentiel T et le moment de flexion M_f à la force centrifuge, nous devons développer le terme $(F_{centrifuge} - N)$.

$$(F_{centrifuge} - N) = \frac{192 \times I_e \times L_2}{192 \times I_e \times L_2 + S_c \times L_1^3} \times F_{centrifuge} \quad (3.59)$$

D'où les équations finales de l'effort tangentielle T et du moment de flexion M_f :

$$T = \frac{96 \times I_e \times L_2}{192 \times I_e \times L_2 + S_c \times L_1^3} \times F_{centrifuge} \quad (3.60)$$

$$M_f = \frac{24 \times I_e \times L_1 \times L_2}{192 \times I_e \times L_2 + S_c \times L_1^3} \times F_{centrifuge} \quad (3.61)$$

A ce stade, nous disposons d'un modèle purement analytique pouvant calculer les contraintes mécaniques dans les ponts d'entrefer et le pont central suivant les équations des contraintes (3.7) - (3.10) combinées avec les équations des efforts (3.54), (3.60) et (3.61).

Dans la suite, nous allons compléter le modèle mécanique par une méthode analytique de calcul des facteurs de concentration des contraintes.

3.7.4 Facteur de concentration des contraintes analytiques

Dans le (§3.5.5.2) nous avons traité les méthodes de calcul des facteurs de concentration des contraintes. Dans un premier temps, nous avons calculé ces facteurs par éléments finis en linéarisant le rapport entre les contraintes analytiques et les contraintes numérique. C'est une méthode qui nécessite un calcul numérique antérieur. Dans cette partie, nous allons utiliser les références analytiques de calcul des facteurs de concentration de contraintes [22]. Ces références sont développées pour différentes formes mécaniques, et la géométrie des ponts magnétiques peut être modélisée par les formes géométriques disponibles dans ces références.

Dans le cas de notre prototype, deux formes de discontinuité nous intéressent :

1. Encoches à fond plat représentant les ponts d'entrefer (Figure 3.29)
2. Epaulements carrés à filets représentant le pont central (Figure 3.30)



Figure 3.29 Encoches à fond plat représentant les ponts d'entrefer



Figure 3.30 Epaulements carrés à filets représentant le pont central

Pour chacune des formes géométriques présentées dans les Figures 3.29 et 3.30, il existe des graphes calculant les facteurs de concentrations de contraintes en fonction des dimensions géométriques de chaque forme. Les graphes présentés dans la Figure 3.31 et la Figure 3.32 donnent une idée sur les ordres de grandeurs des facteurs de concentrations des contraintes dans les géométries représentant les ponts d'entrefer et central. Ces facteurs varient entre 2 et 6 pour les encoches à fond plat et entre 1.25 et 5 pour les épaulements à filets, cela selon les proportions des dimensions de la forme géométrique. Nous allons dans la suite détailler les équations analytiques dans chaque cas.

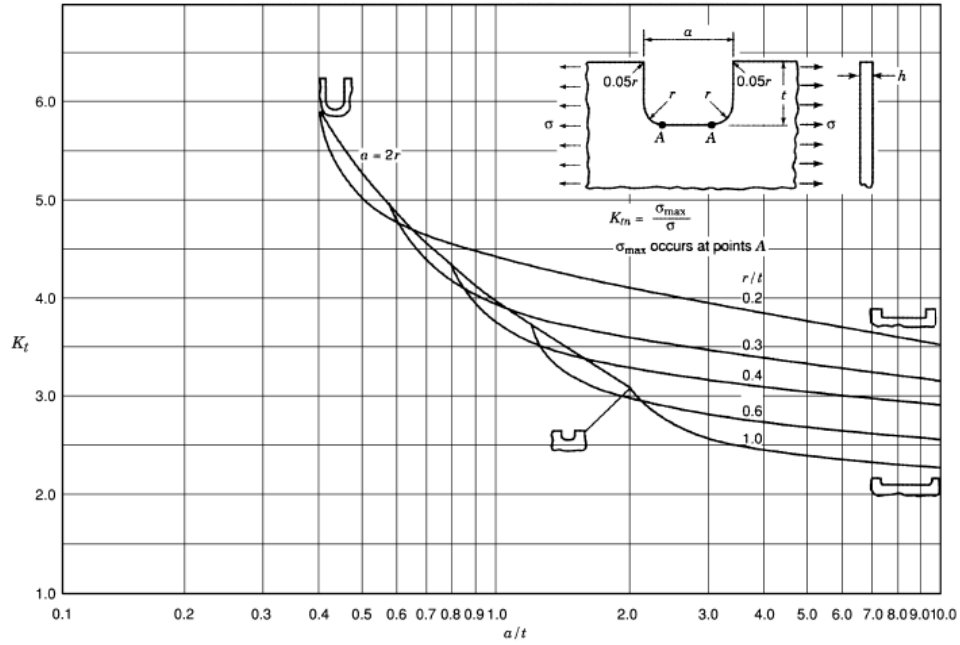


Figure 3.31 Facteurs de concentration des contraintes des encoches à fonds plats [22]

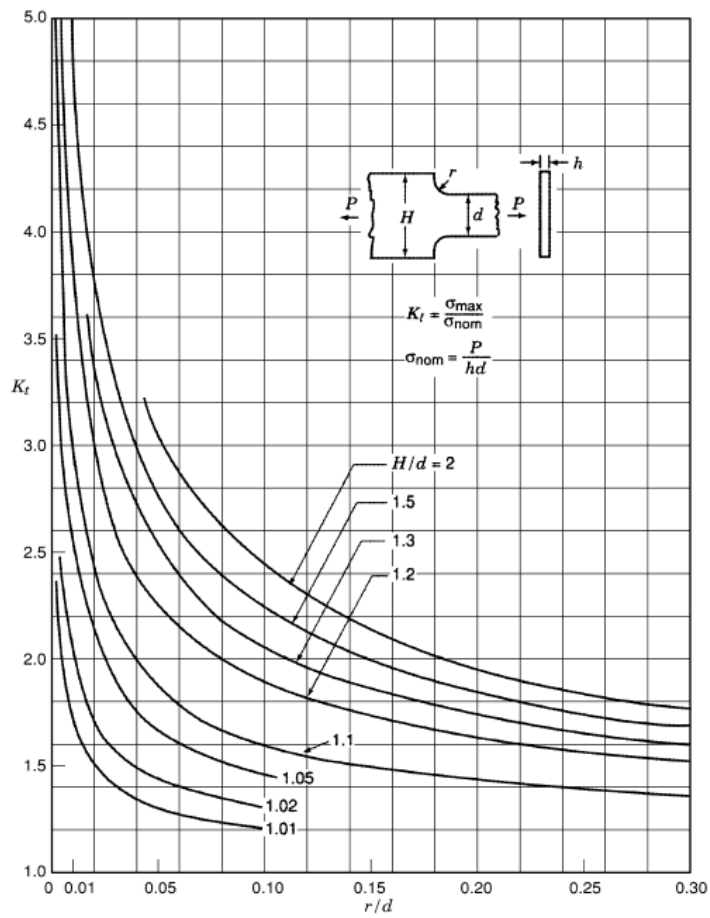


Figure 3.32 Facteurs de concentration des contraintes des épaulements à filets [22]

3.7.4.1 Cas des ponts d'entrefer

Une optimisation d'une géométrie contenant des encoches à fond plats nécessite l'introduction de la courbe de la Figure 3.31 point par point dans la boucle d'optimisation. Pour cela nous avons fait le choix de modéliser les ponts d'entrefer par des encoches hyperboliques (Figure 3.33) dont les facteurs de concentration des contraintes correspondants sont déterminés par une équation analytique facile à intégrer dans la démarche de dimensionnement.

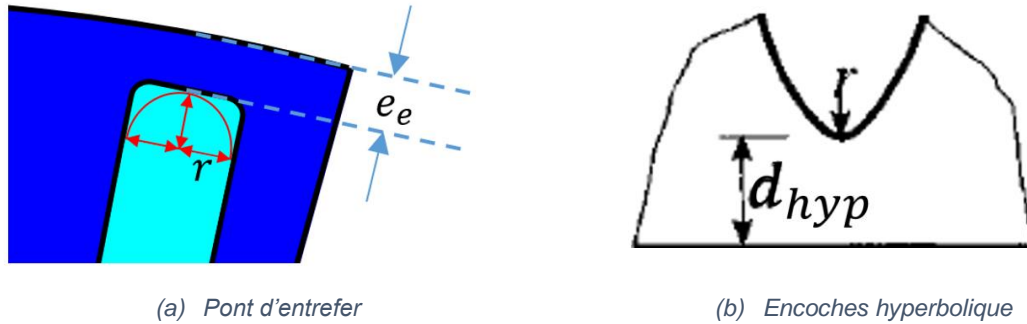


Figure 3.33 Ponts d'entrefer modélisés par des encoches hyperboliques

L'équation des facteurs de concentration des contraintes des encoches hyperboliques dépend du paramètre r qui représente le rayon de courbure de l'encoche ainsi que de l'épaisseur d_{hyp} qui représente dans notre cas l'épaisseur e_e du pont d'entrefer.

$$k_f = \frac{2 \left(\frac{e_e}{r} + 1 \right) \sqrt{\frac{e_e}{r}}}{\left(\frac{e_e}{r} + 1 \right) \tan^{-1} \sqrt{\frac{e_e}{r}} + \sqrt{\frac{e_e}{r}}} \quad (3.62)$$

3.7.4.2 Cas du pont central

Dans le cas des épaulements à filets, les facteurs de concentration des contraintes sont déterminés par les équations décrites dans [30]. Elles dépendent principalement des paramètres géométriques D , h et r qui définissent les dimensions des épaulements (Figure 3.30 (b)).

$$k_n = C_1 + C_2 \left(\frac{2h}{D} \right) + C_3 \left(\frac{2h}{D} \right)^2 + C_4 \left(\frac{2h}{D} \right)^3 \quad (3.63)$$

$$C_1 = +1,042 + 0,982\sqrt{h/r} - 0,036 h/r \quad (3.64)$$

$$C_2 = -0,074 - 0,156\sqrt{h/r} - 0,010 h/r \quad (3.65)$$

$$C_3 = -3,418 + 1,220\sqrt{h/r} - 0,005 h/r \quad (3.56)$$

$$C_4 = +3,450 - 2,046\sqrt{h/r} + 0,051 h/r \quad (3.67)$$

La dimension h dépend directement de l'épaisseur du pont central.

$$h = h_0 - \frac{e_c}{2} \quad (3.68)$$

Avec h_0 représente le cas où l'épaisseur du pont central est nulle.

A ce stade, nous disposons d'un nouveau modèle mécanique, purement analytique, qui calcule les contraintes mécaniques maximales dans les régions les plus critiques du rotor de la machine synchronoréductante assistée d'aimants ferrites. Dans la suite, nous allons recalculer les valeurs analytiques des contraintes mécaniques en fonction des épaisseurs de ponts magnétiques et en fonction de la vitesse de rotation, puis comparer les résultats de nouveau avec les valeurs numériques de ces contraintes.

3.7.5 Résultats

En rassemblant les équations de calcul des contraintes issues directement de la théorie des poutres (3.7) et (3.10), avec les relations entre les efforts sur chaque poutre et la force centrifuge (3.54), (3.60) et (3.61) et avec les équations des facteurs de concentration des contraintes (3.62) et (3.63), nous construisons un modèle analytique de calcul des contraintes mécaniques maximales au niveau des ponts d'entrefer et du pont central du rotor. Nous avons calculé les valeurs des contraintes mécaniques maximales analytiquement en fonction des épaisseurs de ponts magnétiques et en fonction de la vitesse de rotation. La Figure 3.34 montre la variation des contraintes mécaniques maximales au niveau du pont d'entrefer en fonction de son épaisseur pour une vitesse constante de $10000 \text{tr}/\text{min}$. La Figure 3.35 montre la variation des contraintes mécaniques maximales au niveau du pont central en fonction de son épaisseur pour la même valeur de vitesse de rotation. En travaillant avec une épaisseur minimale du pont d'entrefer, on risque de dépasser la limite d'élasticité du matériau. Par contre, pour le pont central on reste au-dessous de cette limite quelle que soit son épaisseur. Notre méthode analytique semble être cohérente avec les résultats par éléments finis. Pour des ponts magnétiques fins, notre méthode tend à surestimer les valeurs des contraintes mécaniques, ce qui donne une marge de sécurité d'une valeur moyenne de 7% dans le processus de dimensionnement. Pour des épaisseurs plus importantes, on remarque des différences de l'ordre de 40% pour le pont d'entrefer et 30% pour le pont central. Cela peut être dû au fait de considérer la force centrifuge comme une force ponctuelle s'exerçant au centre de gravité, tandis qu'en réalité, c'est une force distribuée radialement sur le rotor. Ces différences peuvent être prises en considération par une étape de calibration visant à introduire un facteur correctif qui augmente avec l'augmentation d'épaisseur des ponts magnétiques.

La Figure 3.36 montre la variation des contraintes mécaniques maximales au niveau du pont d'entrefer en fonction de la vitesse de rotation. La Figure 3.37 montre la variation des contraintes mécaniques maximales au niveau du pont central aussi en fonction de la vitesse de rotation. Nous remarquons que notre modèle analytique est validé tout au long de la plage de fonctionnement. L'estimation des contraintes mécaniques maximales est améliorée par rapport à notre première méthode de calcul. Une vitesse de $12000 \text{tr}/\text{min}$, qui a engendré une contrainte hors du domaine élastique dans la première méthode, est facilement atteinte par notre nouvelle méthode. Ceci est validé par le calcul par éléments finis. D'où la nécessité d'un modèle précis de calcul de contraintes mécaniques maximales permettant de bien spécifier la vitesse limite de fonctionnement de la machine. L'ensemble de ces résultats valide l'efficacité de la méthode analytique renforcée et nous permet d'utiliser cette méthode pour des applications d'optimisation de la géométrie du rotor. Dans le paragraphe suivant, nous allons exploiter le modèle développé, et calculer la vitesse maximale de rotation de notre machine.

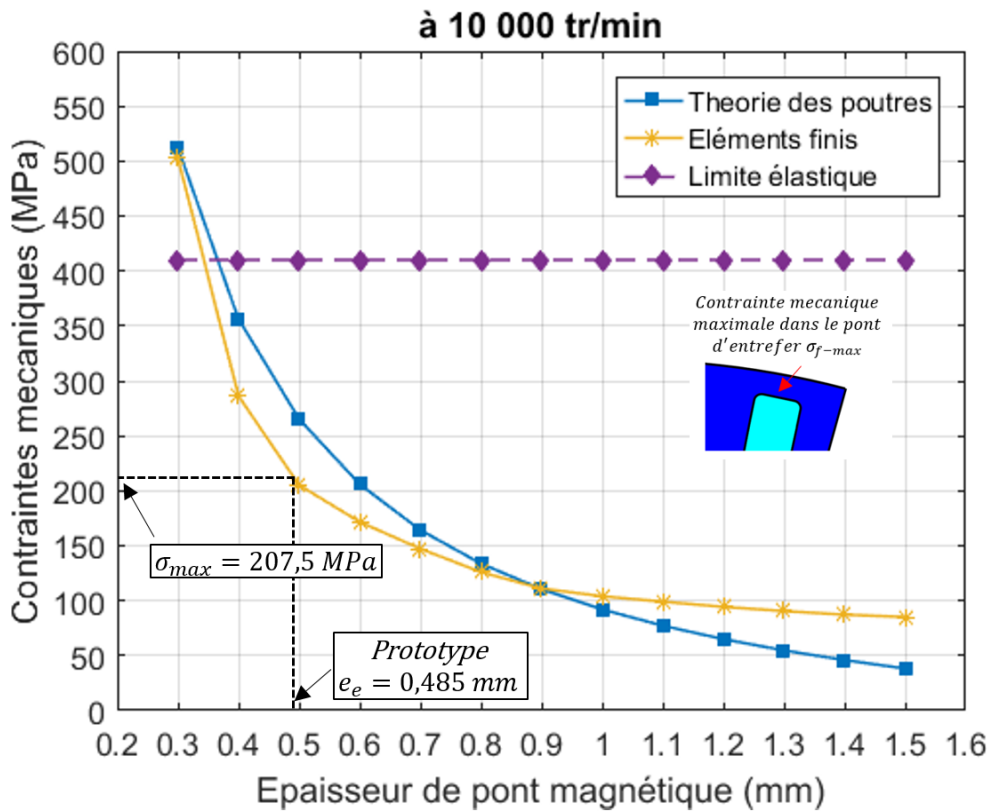


Figure 3.34 Contraintes mécaniques maximales dans les **ponts d'entrefer** en fonction de l'épaisseur de ponts magnétiques à 10000 tr/min en utilisant la méthode renforcée des poutres comparée aux éléments finis

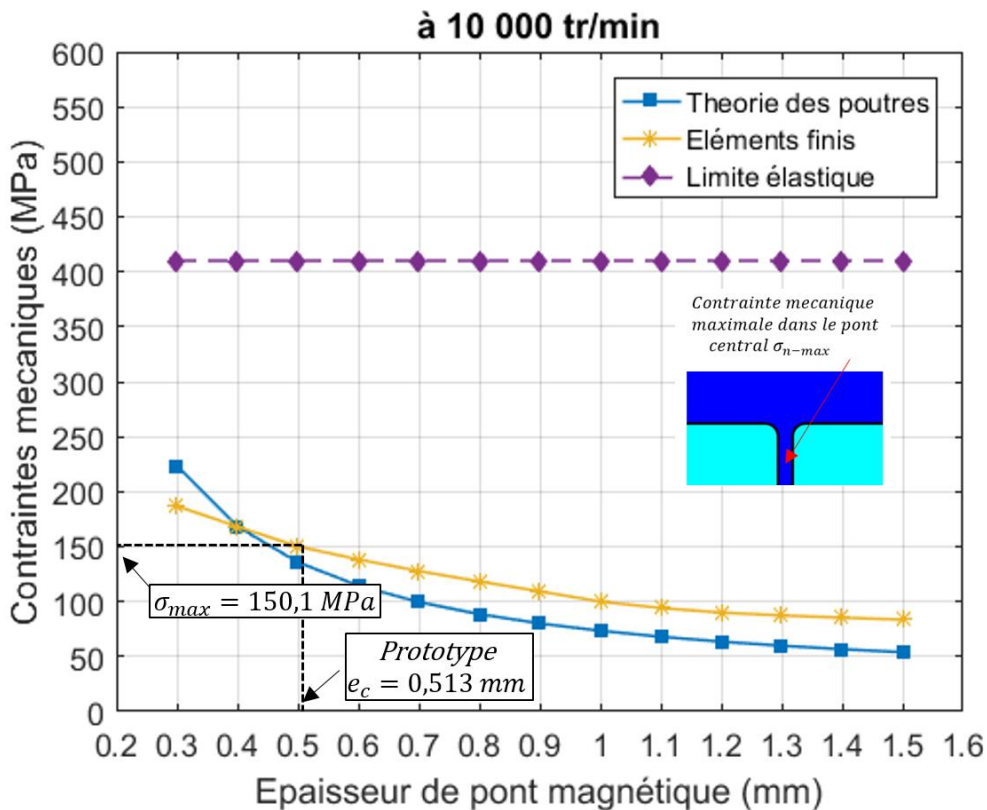


Figure 3.35 Contraintes mécaniques maximales dans le **pont central** en fonction de son épaisseur à 10000 tr/min en utilisant la méthode renforcée des poutres comparée aux éléments finis

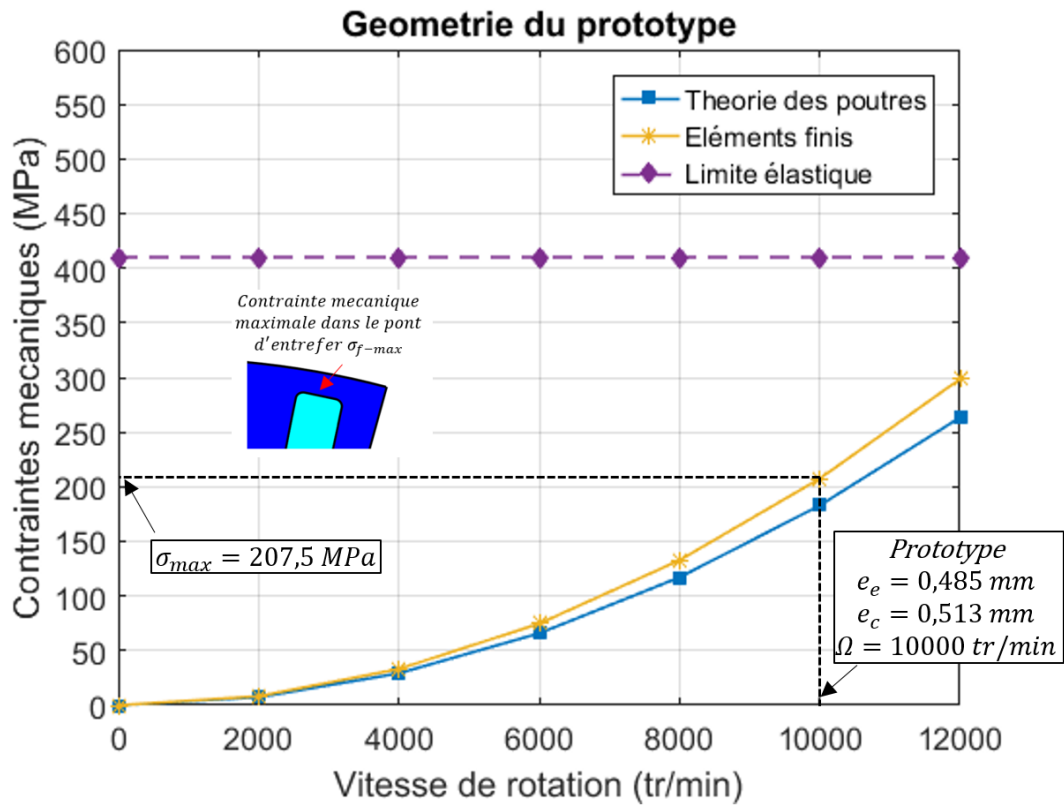


Figure 3.36 Contraintes mécaniques maximales dans les **ponts d'entrefer** en fonction de la vitesse de rotation en utilisant la méthode renforcée des poutres comparée aux éléments finis

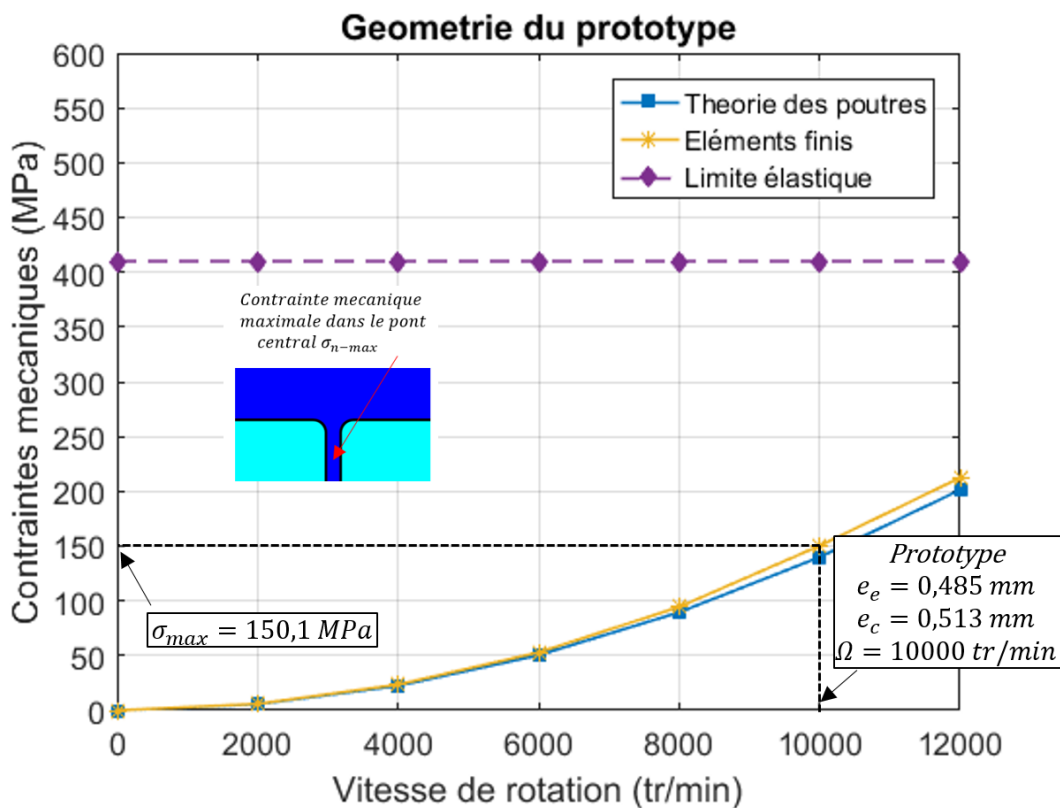


Figure 3.37 Contraintes mécaniques maximales dans le **pont central** en fonction de la vitesse de rotation en utilisant la méthode renforcée des poutres comparée aux éléments finis

3.8 EXPLOITATION DU MODELE MECANIQUE

La validation de la méthode analytique développée, nous a permis d'attribuer un certain degré de confiance à celle-ci et nous ramène à l'utiliser dans l'évaluation des performances mécaniques de la machine.

Dans cette partie, nous utilisons notre modèle analytique pour deux raisons essentielles :

1. Trouver la vitesse maximale, pour laquelle on peut faire fonctionner notre machine sans aucun risque d'affecter la structure mécanique du rotor.
2. Trouver les dimensions des épaisseurs des ponts magnétiques nous permettant d'atteindre une vitesse de rotation de 18000 tr/min : vitesse maximale souhaitée.

3.8.1 Vitesse maximale du prototype

Nous avons recalculé les contraintes mécaniques dans le rotor du prototype en fonction de la vitesse de rotation mais cette fois pour une plage de vitesse allant jusqu'à 20000 tr/min . Les résultats de ce calcul, obtenus en utilisant la méthode renforcée, sont présentés dans la Figure 3.38.

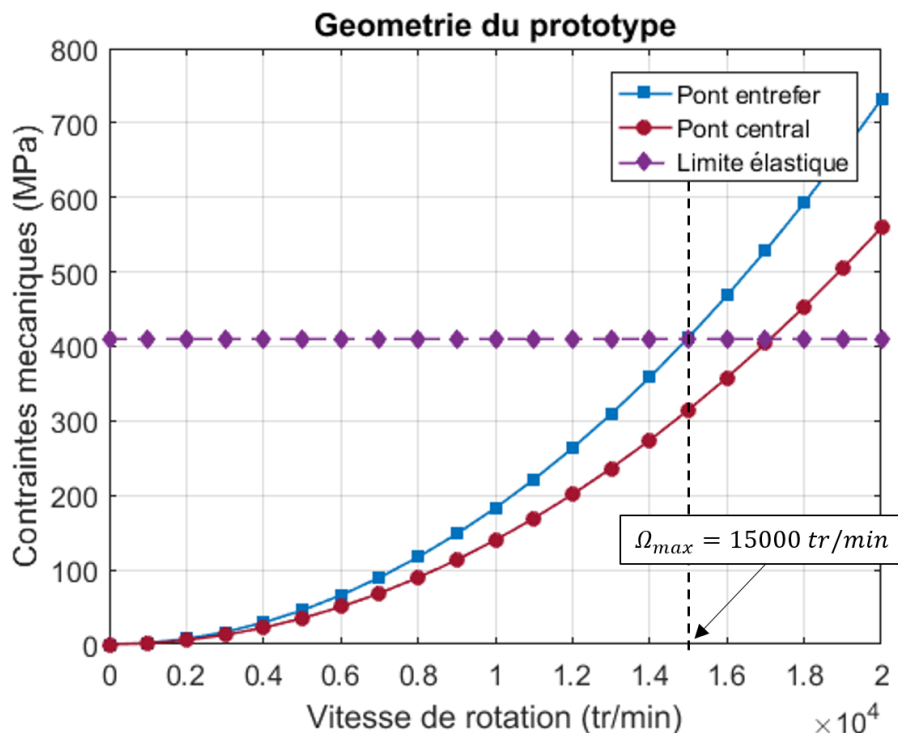


Figure 3.38 Contraintes mécaniques dans les ponts d'entrefer et central du prototype en fonction de la vitesse de rotation

Ces résultats montrent que les contraintes mécaniques au niveau des ponts d'entrefer atteignent la limite élastique ($\sigma_{f-max} = 410 \text{ MPa}$) à partir de la vitesse de 15000 tr/min . Le prototype perd alors son intégrité mécanique à cette vitesse même si la dimension du pont central est capable de supporter des vitesses supérieures ($\sigma_{n-max} = 314.5 \text{ MPa}$ à 15000 tr/min).

A la vitesse de rotation maximale souhaitée (18000 tr/min), les contraintes mécaniques au niveau des ponts d'entrefer et central dépassent la limite d'élasticité du matériaux ($\sigma_{f-max} = 592 \text{ MPa}$ et $\sigma_{n-max} = 453 \text{ MPa}$). La suite de notre étude consiste à trouver les dimensions des ponts magnétiques pouvant supporter la vitesse maximale souhaitée.

3.8.2 Optimisation des ponts magnétiques

Dans cette partie, nous souhaitons trouver les valeurs e_{e-min} et e_{c-min} des épaisseurs minimales des ponts d'entrefer et central, pour lesquelles il devient possible d'entraîner en toute sécurité notre machine à 18000 tr/min. La Figure 3.39 montre l'évaluation des contraintes mécaniques dans les ponts d'entrefer et central en fonction de leurs épaisseurs à une vitesse de rotation de 18000 tr/min.

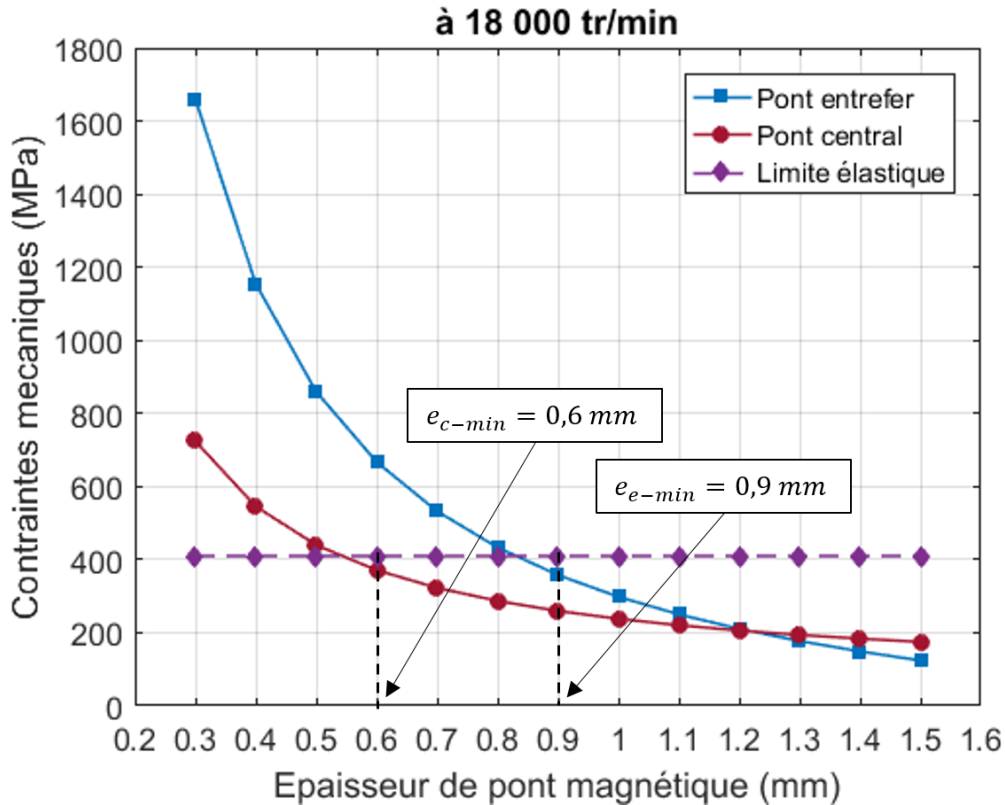


Figure 3.39 Contraintes mécaniques dans les ponts d'entrefer et central en fonction de leurs épaisseurs à une vitesse de rotation de 18000 tr/min

Les épaisseurs minimales des ponts d'entrefer et central pour lesquelles notre machine est capable de supporter une vitesse maximale de 18000 tr/min sont respectivement $e_{e-min} = 0.9 \text{ mm}$ et $e_{c-min} = 0.6 \text{ mm}$. Pour ces valeurs, les contraintes mécaniques maximales dans le rotor de notre machine restent au-dessous de la limite élastique.

Cependant, l'adoption de l'épaisseur des ponts magnétiques plus épais peut affecter les performances de la machine. La Figure 3.40 compare les performances en terme de couple de la nouvelle machine à celles du prototype calculées dans le chapitre précédent. La plage de fonctionnement du prototype est limitée à 15000 tr/min. Ainsi, la zone en violet devient inaccessible à cause des contraintes mécaniques dans les ponts magnétiques. L'augmentation des épaisseurs des ponts magnétiques dans le cas de la nouvelle machine, a permis à celle-ci d'atteindre les 18000 tr/min mais avec une réduction des performances électromagnétiques. Lorsqu'on passe d'une épaisseur de pont d'entrefer de 0.485 mm à 0.9 mm et d'une épaisseur du pont central de 0.513 mm à 0.6 mm, le couple utile maximal de la machine décroît de 10.44 Nm à 7.5 Nm.

Au lieu de simplement limiter la vitesse de rotation ou de perdre des performances à cause de l'augmentation des épaisseurs des ponts magnétiques, l'intégration de notre modèle mécanique analytique dans une boucle d'optimisation de la géométrie demeure une idée efficace pour trouver la géométrie robuste et en même temps performante de la machine.

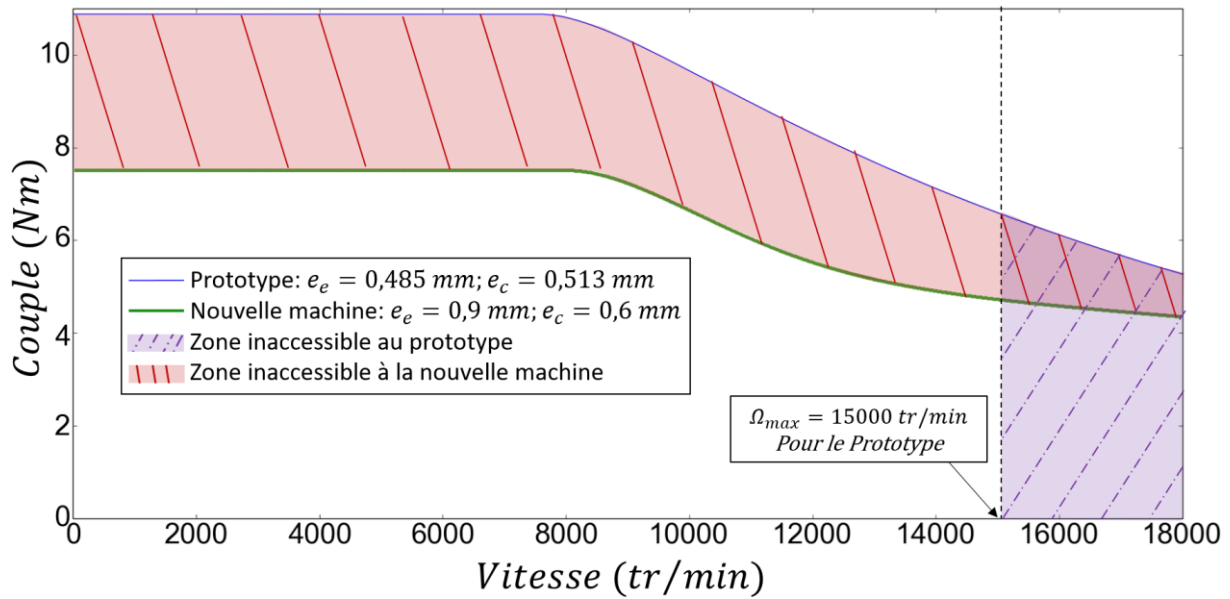


Figure 3.40 Comparaison des performances en couple entre le prototype et la nouvelle machine. La zone violette représente la limitation de la plage de vitesse du prototype et la zone rouge représente la zone des performances inaccessibles à la nouvelle machine à cause de l'augmentation des épaisseurs des ponts magnétiques

3.9 VALIDATION EXPERIMENTALE

La méthode de la théorie des poutres est proposée en vue de l'obtention d'un modèle mécanique fiable, facile à intégrer dans les processus de dimensionnement des machines électriques à grande vitesse. Il s'agit d'une méthode analytique simple et rapide de calcul des contraintes mécaniques maximales dans les ponts d'entrefer et les ponts centraux des machines synchronreluctantes.

Afin de confirmer la validité de cette méthode, il a été nécessaire de comparer les résultats analytiques avec ceux obtenus à partir de simulations par éléments finis. À leur tour, les résultats des calculs par éléments finis doivent être validés par des tests expérimentaux.

Le test le plus significatif pourrait être le test de fonctionnement de la machine à grande vitesse, mené jusqu'à la destruction du rotor. Néanmoins, ce type de test doit être réalisé sur des bancs d'essais spéciaux afin de garantir la sécurité. En plus, ce type de test fournit des informations limitées pour valider l'approche.

C'est pourquoi, un essai de traction est préféré à la place. Un effort de traction, image de la force centrifuge, est appliqué à un ensemble de tôles du rotor. Dans ce test, la force de traction est appliquée sur la partie inférieure du paquet de tôles. La partie supérieure est maintenue fixe (Figure 3.41).

Lors du test mécanique, la rupture du matériau a eu lieu tout d'abord sur le pont central puis dans les ponts d'entrefer (Figure 3.42). Les déformations résultantes sur la partie supérieure du paquet de tôles sont représentées dans la Figure 3.43. Les ponts de fer présentent les régions les plus sollicitées mécaniquement. Cela justifie le choix de calculer les contraintes maximales dans ces régions critiques et confirme les résultats numériques issues du calcul pas éléments finis.

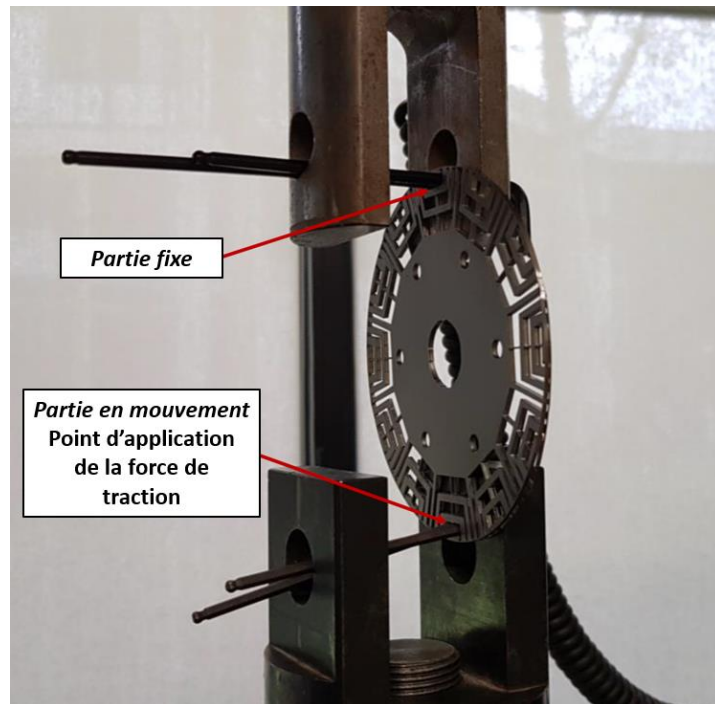


Figure 3.41 Fixation du paquet de tôles sur la machine de traction

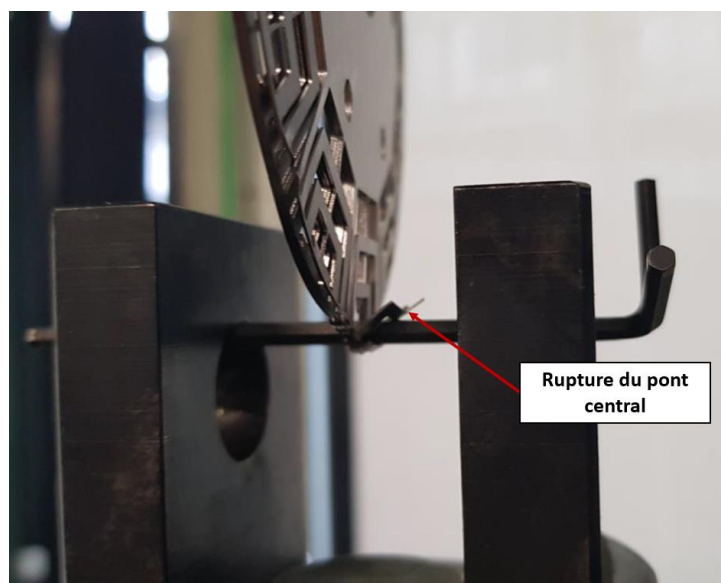


Figure 3.42 Rupture du pont central



Figure 3.43 Déformation des ponts de fer

Le logiciel connecté à la machine de traction permet de tracer la courbe de la force exercée par rapport à l'allongement des tôles (Figures 3.44). Deux zones linéaires de déformation apparaissent clairement : la première correspond au comportement élastique, se terminant au point (0,66 mm, 333 N) et la deuxième décrit le comportement plastique, se terminant au point de rupture (3 mm, 519 N).

Le but est de valider la réponse du modèle éléments finis vers la fin de la première zone linéaire, c'est-à-dire, à la limite du domaine élastique.

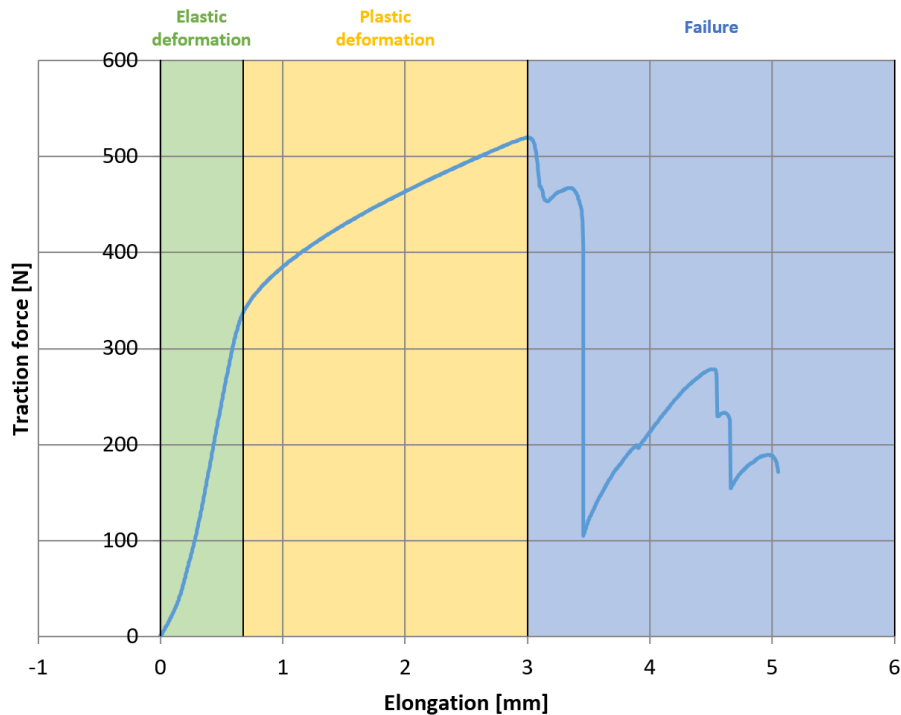


Figure 3.44 Courbe de déformation

La Figure 3.45 montre les contraintes calculées après avoir fait correspondre les entrées de la méthode des éléments finis aux celles du test expérimental. On constate que pour la même valeur de la force appliquée (333 N : valeur de la force expérimentale conduisant à la limite du domaine élastique), la contrainte mécanique maximale calculée par éléments finis est proche de la limite élastique expérimentale.

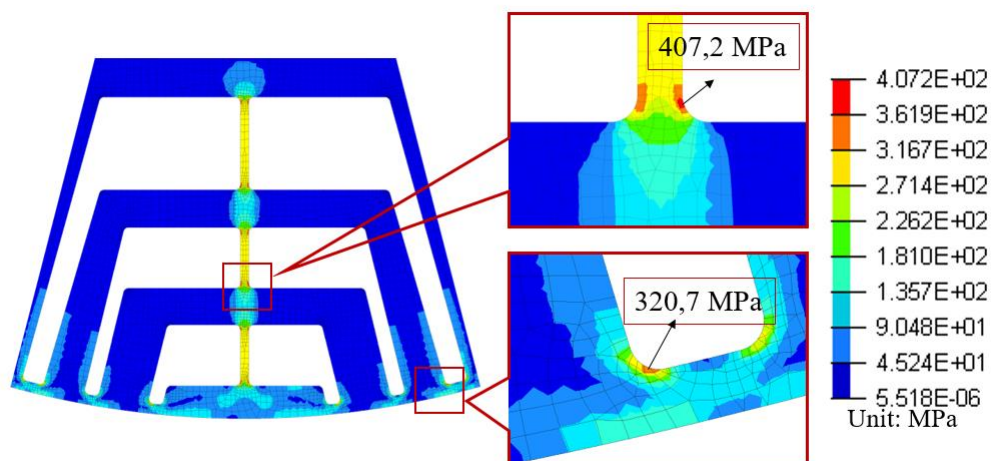


Figure 3.45 Distribution des contraintes à la limite d'élasticité

3.10 CONCLUSION

Dans ce chapitre, dans la mesure où nous avons traité la problématique de la tenue mécanique des machines synchronreluctantes surtout que leur masse active impose, à grande vitesse de rotation, des contraintes mécaniques très élevées.

L'analyse par éléments finis de la structure mécanique du rotor de la machine assistée a montré que les contraintes mécaniques les plus élevées sont localisées dans deux endroits précis : au niveau des ponts d'entrefer et au niveau du pont central.

Vues les formes géométriques classiques des ponts magnétiques, nous avons proposé de les modéliser par des poutres de section rectangulaire. Cette représentation simplifiée des ponts magnétiques nous a facilité l'utilisation de la théorie des poutres afin de calculer les contraintes mécaniques maximales dans ces endroits.

Après avoir rappelé les principes de la théorie des poutres, de la résistance des matériaux et du phénomène de concentration des contraintes, nous avons proposé un modèle simple de calcul des contraintes mécaniques se basant sur les équations de cette théorie ainsi qu'au calcul antérieur par éléments finis. Le modèle développé a surestimé de 80% les valeurs de contraintes.

Nous avons ensuite proposé un modèle purement analytique qui prend en considération d'une manière plus détaillée l'influence de la géométrie à étudier. A partir des équations analytiques reliant les efforts d'appuis à la force centrifuge, nous avons introduit l'influence mutuelle d'une poutre à une autre dans le calcul des contraintes mécaniques maximales dans chaque région du rotor. Nous avons aussi ajouté à ce modèle le calcul d'une manière purement analytique des facteurs de concentration de contraintes. Les performances de la nouvelle méthode sont améliorées par rapport à la première méthode utilisée, et les nouveaux résultats sont validés par les résultats numériques.

Lorsqu'on a utilisé la nouvelle méthode développée dans l'exploitation des performances mécaniques du prototype, on a trouvé que, pour sa géométrie actuelle, le prototype est capable d'atteindre les 15000 *tr/min* en vitesse de rotation.

Nous avons alors calculé, toujours en se basant sur notre modèle renforcé, les épaisseurs des ponts magnétiques pouvant servir pour une vitesse de rotation maximale de 18000 *tr/min*. Certes, on a pu augmenter de cette manière la vitesse de rotation de la machine, cependant les performances de la machine ont été affectées. D'où vient l'importance de notre modèle analytique : grâce à sa simplicité et sa rapidité de calcul des dimensions des ponts magnétiques et des contraintes mécaniques, il est facile de l'intégrer directement dans le processus d'optimisation de la géométrie des machines électriques.

A la fin du chapitre, nous avons présenté une validation expérimentale se basant sur un essai de traction appliqué à un ensemble de tôles du rotor. La réponse du modèle éléments finis à la limite de la zone élastique a été validée par l'essai de traction réalisé.

Afin de compléter notre étude multi-physique, nous abordons dans le chapitre suivant la caractérisation thermique de notre machine.

Références

- [1] LOVELACE EC, JAHNS TM, KEIM TA, LANG JH. MECHANICAL DESIGN CONSIDERATIONS FOR CONVENTIONALLY LAMINATED, HIGH-SPEED, INTERIOR PM SYNCHRONOUS MACHINE ROTORS. IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS. 2004 MAY 24;40(3):806-12.
- [2] LINDH P, HEIKKINEN J, KURVINEN E, PYRHÖNEN J, NAUMANEN V. THE MULTIDISCIPLINARY DESIGN OF ROTOR GEOMETRY IN A PERMANENT MAGNET TRACTION MOTOR. INTERNATIONAL REVIEW OF ELECTRICAL ENGINEERING IREE. 2013;8(5).
- [3] KLEILAT I, LANGUE LN, FRIEDRICH G, VIVIER S, BENKARA KE. COMPARISON BETWEEN ASSISTED AND DUAL PHASE SYNCHRONOUS RELUCTANCE MACHINES FOR HIGH SPEED APPLICATIONS. IN2018 IEEE ENERGY CONVERSION CONGRESS AND EXPOSITION (ECCE) 2018 SEP 23 (PP. 1648-1655). IEEE.
- [4] CIRANI M, ERIKSSON S, THUNBERG J. INNOVATIVE DESIGN FOR FLUX LEAKAGE REDUCTION IN IPM MACHINES. IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS. 2013 NOV 8;50(3):1847-53.
- [5] FATEMI A, NEHL T, YANG X, HAO L, GOPALAKRISHNAN S, OMEKANDA A, NAMUDURI C. DESIGN OF AN ELECTRIC MACHINE FOR A 48-V MILD HYBRID VEHICLE. IN2018 IEEE ENERGY CONVERSION CONGRESS AND EXPOSITION (ECCE) 2018 SEP 23 (PP. 2278-2285). IEEE.
- [6] BURNAND G, PERRIARD Y. VERY-HIGH-SPEED MINIATURIZED PERMANENT MAGNET MOTORS: MODELING AND EXPERIMENTAL VALIDATION. IN2019 IEEE ENERGY CONVERSION CONGRESS AND EXPOSITION (ECCE) 2019 (PP. 5251-5257). IEEE.
- [7] BURNAND G, ARAUJO DM, PERRIARD Y. VERY-HIGH-SPEED PERMANENT MAGNET MOTORS: MECHANICAL ROTOR STRESSES ANALYTICAL MODEL. IN2017 IEEE INTERNATIONAL ELECTRIC MACHINES AND DRIVES CONFERENCE (IEMDC) 2017 MAY 21 (PP. 1-7). IEEE.
- [8] WANG Y, BACCO G, BIANCHI N. GEOMETRY ANALYSIS AND OPTIMIZATION OF PM-ASSISTED RELUCTANCE MOTORS. IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS. 2017 MAY 8;53(5):4338-47.
- [9] DI NARDO M, CALZO GL, GALEA M, GERADA C. DESIGN OPTIMIZATION OF A HIGH-SPEED SYNCHRONOUS RELUCTANCE MACHINE. IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS. 2017 OCT 2;54(1):233-43.
- [10] JANNOT X, VANNIER JC, MARCHAND C, GABSI M, SAINT-MICHEL J, SADARNAC D. MULTIPHYSIC MODELING OF A HIGH-SPEED INTERIOR PERMANENT-MAGNET SYNCHRONOUS MACHINE FOR A MULTIOBJECTIVE OPTIMAL DESIGN. IEEE TRANSACTIONS ON ENERGY CONVERSION. 2010 DEC 30;26(2):457-67.
- [11] BINDER A, SCHNEIDER T, KLOHR M. FIXATION OF BURIED AND SURFACE-MOUNTED MAGNETS IN HIGH-SPEED PERMANENT-MAGNET SYNCHRONOUS MACHINES. IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS. 2006 JUL 17;42(4):1031-7.
- [12] LOVELACE EC, JAHNS TM, KEIM TA, LANG JH. MECHANICAL DESIGN CONSIDERATIONS FOR CONVENTIONALLY LAMINATED, HIGH-SPEED, INTERIOR PM SYNCHRONOUS MACHINE ROTORS. IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS. 2004 MAY 24;40(3):806-12.
- [13] CHU G, DUTTA R, RAHMAN MF, LOVATT H, SARLIOGLU B. ANALYTICAL CALCULATION OF MAXIMUM MECHANICAL STRESS ON THE ROTOR OF INTERIOR PERMANENT-MAGNET SYNCHRONOUS MACHINES. IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS. 2019 DEC 19;56(2):1321-31.

- [14] KLEILAT I, BENKARA KE, FRIEDRICH G, VIVIER S, MOUBAYED N, DIB R. COMPARISON OF TWO ANALYTICAL METHODS FOR CALCULATING THE MAXIMUM MECHANICAL STRESS IN THE ROTOR OF HIGH SPEED ASSISTED SYNCHRONOUS RELUCTANCE MACHINES. IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS. 2020 NOV 26.
- [15] CHAI F, LI Y, LIANG P, PEI Y. CALCULATION OF THE MAXIMUM MECHANICAL STRESS ON THE ROTOR OF INTERIOR PERMANENT-MAGNET SYNCHRONOUS MOTORS. IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS. 2016 FEB 3;63(6):3420-32.
- [16] DELAPLACE A, GATUINGT F, RAGUENEAU F. AIDE-MEMOIRE DE MECANIQUE DES STRUCTURES: RESISTANCE DES MATERIAUX. HACHETTE; 2008 MAY 14.
- [17] LIEURADE HP, JIAN LU. CONCENTRATION DE CONTRAINTES. ED. TECHNIQUES INGENIEUR; 2012.
- [18] KOBAYASHI AS. HANDBOOK OF EXPERIMENTAL MECHANICS. SEM, Ed. 1990.
- [19] VISHAY MICROMESURES. — (A) NOTICES D'EMPLOI DES COLLES AE 10/15 ET GA2B, 137–1971; (B) ENCYCLOPEDIE D'ANALYSE DES CONTRAINTES VISHAY-MICROMESURES, PARIS.
- [20] PARASKEVAS (D.). – EXAMPLES OF INDUSTRIAL ANALYSIS USING A 3D FULLY AUTOMATED PHOTOELASTICIMETER (3D-CAPE). TECHNICAL AND ECONOMICAL ASPECTS. LINK WITH THE FINITE ELEMENTS CALCULUS. PROCEEDINGS OF THE VII INT. CONGRESS ON EXP. MECH., SEM. NASHVILLE, USA, JUIN 1996, P. 370-371.
- [21] NEUBER H. THEORY OF NOTCH STRESSES: PRINCIPLES FOR EXACT CALCULATION OF STRENGTH WITH REFERENCE TO STRUCTURAL FORM AND MATERIAL. USAEC OFFICE OF TECHNICAL INFORMATION; 1961.
- [22] PILKEY WD, PILKEY DF, BI Z. PETERSON'S STRESS CONCENTRATION FACTORS. JOHN WILEY & SONS; 2020 FEB 11.
- [23] NGUIMPI LANGUE L. CONTRIBUTION AU DIMENSIONNEMENT OPTIMAL D'UNE MACHINE ELECTRIQUE SANS AIMANT POUR LA PROPULSION DE VEHICULES HYBRIDES (DOCTORAL DISSERTATION, COMPIEGNE).
- [24] MEKKI M. CALCUL DES STRUCTURES HYPERSTATIQUES COURS ET EXERCICES CORRIGES. (UNIVERSITY OF SCIENCES AND TECHNOLOGY OF ORAN). 2017.

Chapitre 4 : CARACTERISATION THERMIQUE

NOMENCLATURE

α	Section angulaire du cylindre	mm^2
α_{cu}	Coefficient de résistivité du Cuivre	$^{\circ}C^{-1}$
ΔT	Différence de température	$^{\circ}C$
ϵ	Facteur d'émissivité de la surface d'échange	
λ	Conductivité thermique du milieu	$W.m^{-1}.^{\circ}C^{-1}$
ρ	Densité volumique du matériau	$kg m^{-3}$
ρ_t	Résistivité électrique des tôles	Ωm
σ	Constante de Stefan- Boltzmann	$W.m^{-2}.^{\circ}C^{-4}$
Φ_{cond}	Flux thermique par conduction	W
Φ_{conv}	Flux thermique par convection	W
Φ_{ij}	Flux thermique entre les nœuds i et j	W
Φ_{ray}	Flux thermique par rayonnement	W
Ω	Vitesse de rotation	$tr min^{-1}$
B_m	Valeur crête de l'induction	T
c	Capacité thermique spécifique du matériau	$Jkg^{-1}.^{\circ}C^{-1}$
C_i	Capacité thermique d'un corps i	$J^{\circ}C^{-1}$
d_{ext}	diamètres extérieur de la section cylindrique	mm
d_{int}	diamètres intérieur de la section cylindrique	mm
d_t	Epaisseur des tôles	mm
f	Fréquence du champs magnétique	Hz
G_{ij}	Conductance thermique entre les nœuds i et j	$W.^{\circ}C^{-1}$
h	Coefficient d'échange convectif	$W.m^{-2}.^{\circ}C^{-1}$
h_{ij}	Coefficient d'échange convectif ou radiatif	$W.m^{-2}.^{\circ}C^{-1}$
I_{eff}	Courant efficace	A
J	Densité de courant	$A mm^{-2}$
k_{ex}	Coefficient de pertes par excès	
k_f	Coefficient de pertes par courants de Foucault	
k_h	Coefficient de pertes par hystérésis	
l	Longueur du chemin conductrice	mm
l_c	Longueur du conducteur	mm
m	Nombre de phases	
P_{ex}	Pertes par excès	W
P_f	Pertes par courants de Foucault	W
P_{fer}	Pertes fer	W
P_h	Pertes par hystérésis	W
P_{Joule}	Pertes Joule	W
R_{ij}	Résistance thermique entre les nœuds i et j	$W^{-1}.^{\circ}C$
R_{ph}	Résistance statorique à la température ambiante	Ω
R_s	Résistance statorique en fonction de la température	Ω
S	Surface de contact	m^2
S_c	Section du conducteur	mm^2

T	Température	$^{\circ}C$
T_0	Température ambiante	$^{\circ}C$
T_i	Température du nœud i	$^{\circ}C$
T_j	Température du nœud j	$^{\circ}C$
V	Volume du matériau	m^3

4.1 INTRODUCTION

Dans la recherche de machines électriques à forte puissance massique, l'augmentation de la densité de courant est une donnée essentielle. Pour un volume de machine donné, le couple fourni est, en première approximation, proportionnel au courant injecté. Cependant, le passage de courants électriques s'accompagne de pertes d'énergie qui se traduisent par des élévations de température pouvant atteindre la température de dégradation de certains composants de la machine.

Tout au long de ce chapitre, nous allons évaluer le comportement thermique de la machine. Nous allons commencer par la localisation des différentes pertes causant les échauffements de la machine. Ensuite nous allons présenter les choix des innovations qui ont été faites visant à construire un environnement thermique qui nous permettra d'augmenter la puissance massique de la machine synchronreluctante. Enfin, à travers la validation expérimentale, nous allons compléter, du point de vue thermique, le développement du jumeau numérique de la machine synchronreluctante.

4.2 SOURCES DE CHALEUR DANS LA MACHINE SYNCHRORELUCTANTE

Du point de vue énergétique, la transformation d'énergie d'une forme à une autre s'accompagne toujours de pertes. La puissance électrique consommée par le moteur n'est pas totalement transformée en puissance utile ce qui affecte le rendement de la machine (- §2.4.4). Les pertes de puissance donnent lieu à un échauffement des différentes parties de la machine. Dans la machine synchronreluctante, il existe plusieurs sources de pertes qui apparaissent durant la phase de conversion d'énergie (Figure 4.1). On classe ces pertes sous trois catégories [1]:

- Pertes par effet Joule dans le bobinage,
- Pertes fer dans le circuit magnétique,
- Pertes mécaniques dans les roulements.

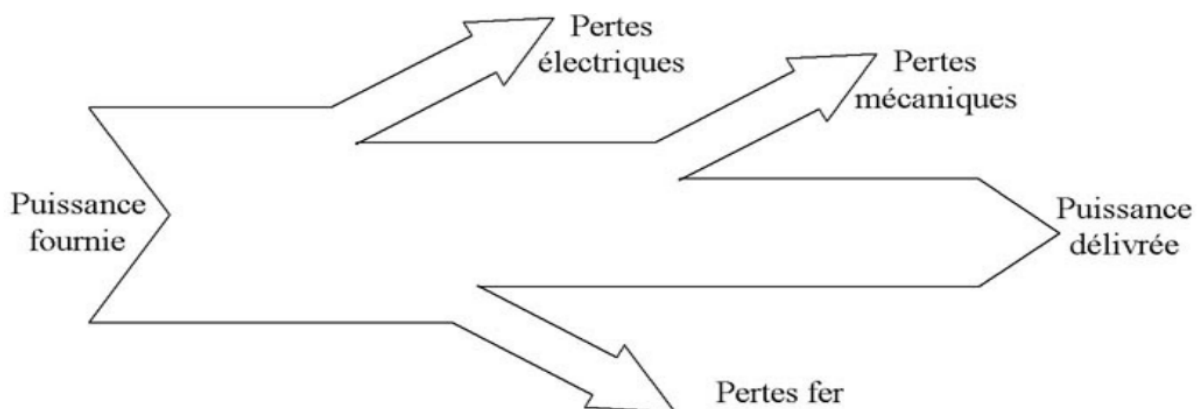


Figure 4.1 Bilan de puissance d'une machine électrique montrant les pertes qui participent à l'échauffement de la machine

4.2.1 Pertes par effet Joule

Les pertes Joule sont localisées dans les conducteurs statoriques et peuvent également être appelées pertes cuivre ou pertes dans les conducteurs. Comme leur nom l'indique, ils résultent de l'effet Joule et sont produits du fait de la circulation de courant dans les enroulements statoriques résistifs.

Étant donné que ces pertes sont la principale cause de l'échauffement dans les enroulements, elles sont considérées comme la principale cause d'endommagement des enroulements et donc la principale cause de défaillance de fonctionnement des machines électriques. Les pertes Joule P_{Joule} s'expriment en fonction de la résistance des enroulements statoriques R_s , du carré du courant I_{eff} qui les parcourt ainsi que du nombre de phases m :

$$P_{Joule} = m \times R_s \times I_{eff}^2 \quad (4.1)$$

La résistance des enroulements statoriques dépend de la température du conducteur T et se calcule en se basant sur le coefficient de résistivité de cuivre ($\alpha_{cu} = 0.00393$ à 20°C).

$$R_s = R_{ph} \times [1 + \alpha_{cu}(T - T_0)] \quad (4.2)$$

R_{ph} est la valeur initiale de la résistance de phase statorique (à la température ambiante T_0). Elle dépend principalement des dimensions du conducteur électrique de longueur l_c et de section S_c .

$$R_{ph} = \text{fonction} \left(\frac{l_c}{S_c} \right) \quad (4.3)$$

Il existe dans la littérature plusieurs modèles analytiques de calcul de la résistance par phase [2] - [5]. En effet, la difficulté dans l'estimation de cette résistance réside dans la détermination de la longueur équivalente et le volume des têtes de bobines. Ces paramètres, étant incertains, l'approche expérimentale est une étape fondamentale pour le recalage de cette valeur.

D'autre part, lorsque la fréquence du courant sinusoïdal augmente, la densité de courant dans la section des conducteurs ne reste plus uniforme. Ce phénomène est lié à l'apparition de deux effets : l'effet de peau et l'effet de proximité [6] - [8]. L'effet de peau est dû au courant qui a tendance à circuler à la surface du conducteur, créant ainsi une haute densité de courant à la périphérie comparée à celle dans le centre (Figure 4.2 (a)). L'effet de proximité caractérise l'influence des conducteurs adjacents sur la distribution de la densité de courant dans un conducteur (Figure 4.2 (b)). Les principales causes de cet effet sont la proximité des conducteurs, l'effet de peau et la haute fréquence des courants. Ces deux effets (peau et proximité) induisent l'augmentation de la résistance par phase, et par conséquent, des pertes Joule supplémentaires au niveau des conducteurs statoriques apparaissent.

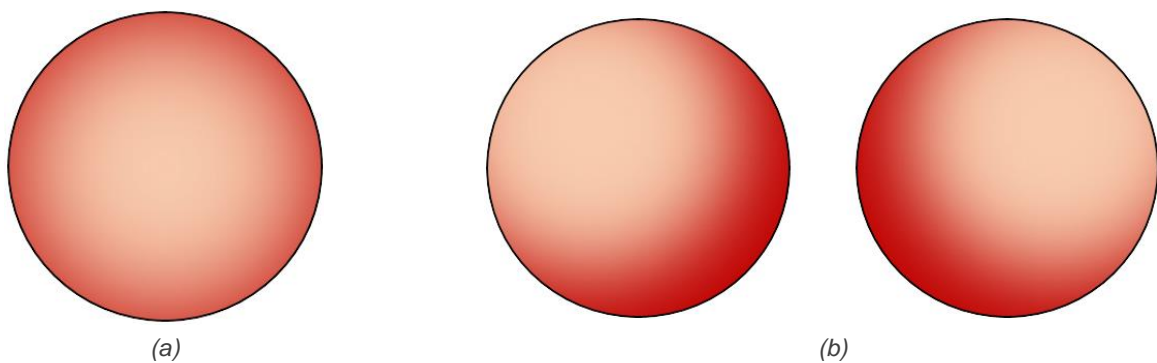


Figure 4.2 Densité de courant non uniforme dans les conducteurs : (a) sous l'effet de peau et (b) sous l'effet de proximité (La couleur rouge foncée représente une haute densité de courant)

4.2.2 Pertes fer

Les pertes fer se produisent dans les paquets de tôles statoriques et rotoriques. Ils apparaissent avec les variations en grandeur ou en direction du flux magnétique au niveau des tôles de la machine. Ils dépendent directement des propriétés magnétiques des matériaux et de la géométrie de la machine. La modélisation des pertes fer dans la machine électrique fait l'objet des nombreux travaux de recherche [9] - [13]. Nous faisons le choix d'utiliser la méthode de Bertotti [14] pour évaluer les pertes fer dans la machine. Dans cette méthode, et dans une hypothèse d'une induction sinusoïdale, on divise les pertes fer en trois composantes et on les calcule en fonction des :

- Pertes par hystérésis P_h ,
- Pertes par courants de Foucault P_f ,
- Pertes par excès P_{ex} .

$$P_{fer} = P_h + P_f + P_{ex} \quad (4.4)$$

Chacun de ces composants est calculé en fonction de la fréquence f du champ magnétique ainsi que de la valeur crête B_m de l'induction.

Les pertes par hystérésis sont dues aux propriétés d'hystérésis des matériaux magnétiques et sont proportionnels au carré de la valeur crête B_m du champ magnétique dans le cas des tôles minces.

$$P_h = k_h \times f \times B_m^2 \quad (4.5)$$

k_h représente le coefficient de pertes par hystérésis. Il est déterminé grâce aux données constructeurs.

Les pertes par courants de Foucault sont dues aux courants de Foucault créés dans les matériaux ferromagnétiques conductrices de courants en présence du flux variable. Ces pertes s'expriment en fonction du carré de la valeur crête B_m du champ magnétique.

$$P_f = k_f \times f^2 \times B_m^2 \quad (4.6)$$

k_f représente le coefficient de pertes par courants de Foucault. Dans le cas d'utilisation de tôles ferromagnétiques, et toujours avec l'hypothèse d'une induction sinusoïdale, k_f est calculé en fonction de l'épaisseur d_t des tôles et leur résistivité électrique ρ_t .

$$k_f = \frac{(\pi \times d_t)}{6 \times \rho_t} \quad (4.7)$$

Les pertes par excès sont des pertes additionnelles de différentes origines que les méthodes classiques ne peuvent identifier. Dans la formulation de Bertotti, ces pertes sont calculées à l'aide d'un coefficient k_{ex} déterminé grâce aux données constructeurs.

$$P_{ex} = k_{ex} \times f^{3/2} \times B_m^{3/2} \quad (4.8)$$

4.2.3 Pertes mécaniques

Lorsque la machine est en rotation, elle devient siège des pertes mécaniques causées par des forces de frottements mécaniques. Ces forces se transforment en chaleur localisée dans les zones de frottement. On distingue deux types de pertes mécaniques selon le type de la zone de frottement.

- Pertes dans les roulements,
- Pertes aérodynamiques.

Les pertes dans les roulements sont dues au frottement mécanique entre les différents composants d'un roulement (frottement solide/solide).

Les pertes aérodynamiques sont dues au frottement de l'air confiné à l'intérieur de la machine avec les surfaces solides tournantes (frottement solide/fluide).

Le calcul des pertes mécaniques est détaillé dans l'Annexe A.

4.3 PROBLEMATIQUE

Les pertes Joule et les pertes fer sont à l'origine d'échauffements à l'intérieur de la machine électrique. Dans le cas de la machine synchronreluctante, les pertes Joule entraînent une limitation de la dimension de la machine et affectent sa puissance massique.

Cependant, un bon fonctionnement de la chaîne de traction exige une puissance massique élevée de la machine synchronreluctante.

Pour faire face à ce problème, deux solutions sont envisagés :

1. La minimisation de la génération des pertes Joule en faisant le bon choix de **type de bobinage**,
2. L'augmentation de la capacité à évacuer efficacement les calories générées par les pertes dans les conducteurs en faisant le bon choix de **type de refroidissement**.

Dans la suite nous évaluons les performances de ces technologies innovantes utilisées afin de réduire les pertes par échauffements et pouvoir ainsi augmenter la densité de courant dans les conducteurs statoriques.

4.4 CHOIX DES TECHNOLOGIES INNOVANTES

Pour le prototype de la machine synchronreluctante assistée d'aimants, le choix était d'utiliser les conducteurs massifs comme type de bobinage (bobinage à épingle), et le refroidissement par circulation de fluide comme type de refroidissement de la machine.

4.4.1 Bobinage à épingle

Les pertes Joule au niveau du stator diminuent avec la diminution de la résistance des enroulements. La résistance des enroulements statoriques dépendent directement des dimensions du conducteur utilisé.

Le bobinage à épingle (Figure 4.3) semble être une solution performante pouvant répondre aux caractéristiques demandées pour diminuer les pertes Joule.

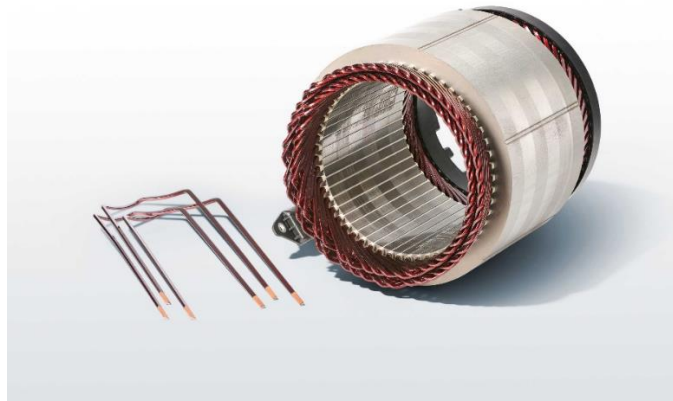


Figure 4.3 Bobinage à épingle : nouvelle technologie utilisée dans les machines électriques

Autre que son processus de fabrication hautement automatisé, sa section rectangulaire permet d'augmenter le facteur de remplissage des encoches. En plus, la géométrie des conducteurs massifs permet de réduire les têtes des bobines limitant ainsi les pertes Joule dans cette partie inactive de la machine [15].

Comparés aux conducteurs traditionnels, les conducteurs massifs présentent certains désavantages tels que la limitation de leurs degrés de liberté en dimensionnement ainsi que l'apparition des effets de peau et de proximité [16].

Malgré ces effets inévitables, les avantages des conducteurs à épingles (courte longueur des têtes de bobine et haut facteur de remplissage des encoches) peuvent surpasser les conducteurs traditionnels dans les applications de traction [17].

A titre d'exemple, nous avons configuré notre machine par deux types de conducteurs : conducteurs à épingle et câbles ronds. Ensuite, nous avons procédé à la comparaison des principales caractéristiques des deux topologies.

La Figure 4.4 compare les formes des encoches et montre, d'une manière graphique, la différence entre le facteur de remplissage de chaque type de conducteur.

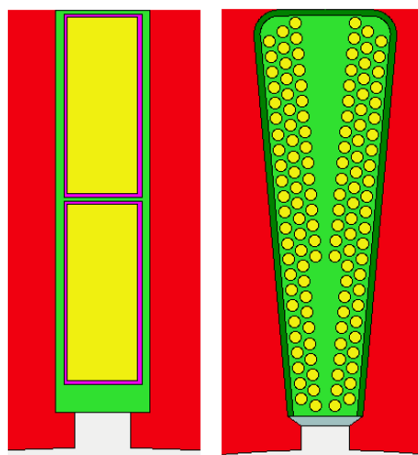


Figure 4.4 Comparaison entre deux topologie des conducteurs : conducteurs à épingle et câbles ronds

Les enroulements à épingle offrent un facteur de remplissage d'encoche plus élevé que les enroulements ronds. C'est certainement le cas, mais il convient de noter que la section transversale de l'encoche est généralement plus faible dans les machines utilisant le bobinage à épingle (géométrie d'encoche différente).

Le Tableau 4.1 présente les paramètres essentiels de chaque type de conducteurs. Ces valeurs sont obtenues par simulation lorsqu'on a testé, sur la même machine, les caractéristiques des deux types de conducteurs.

Tableau 4.1 Comparaison entre les caractéristiques des conducteurs rectangulaire et des conducteurs ronds

Paramètres	Valeur		Unité
	Rectangulaire	Rond	
Type de conducteur	Rectangulaire	Rond	
Longueur active de la machine	67	67	mm
Longueur totale	107	125	mm
Facteur de remplissage	0.7	0.45	
Résistance de phase	4.87	8.53	mΩ

La longueur active de la machine est la même pour les deux types de conducteur puisqu'on fait la comparaison sur la même machine, mais la longueur totale des conducteurs est inférieure de 18 mm dans le cas du bobinage à épingle en raison de la réduction des têtes de bobines.

De plus, dans cet exemple, on peut remarquer que le bobinage à épingle présente une résistance de phase plus faible grâce à l'augmentation de la section des conducteurs utilisés.

Pour en conclure, cet exemple montre que le bobinage à épingle répond à la plupart des exigences des applications de machines électriques à forte puissance massique.

4.4.2 Refroidissement par circulation de fluide

Une bonne conception thermique des moteurs électriques peut réduire la taille, les coûts et le poids sans sacrifier les performances [18]. Le choix du mode de refroidissement des moteurs électriques constitue un élément essentiel de dimensionnement. Il existe trois méthodes classiques de refroidissement du moteur électrique : refroidissement par air, refroidissement par huile et refroidissement par eau [19].

Le refroidissement par air, qui est principalement utilisé dans les moteurs, surpasse les autres méthodes en terme de coût et d'uniformité de refroidissement. Cependant, ses performances sont les plus faibles parmi les trois méthodes de refroidissement [20].

Le refroidissement par huile a les meilleures performances de refroidissement, par contre il est le plus coûteux [21].

Le refroidissement par eau, est la méthode la plus utilisée pour les véhicules électriques. L'eau s'écoule dans une chemise installée dans le boîtier du moteur et échange la chaleur générée. Il permet d'obtenir une meilleure uniformité de refroidissement et un coût du système inférieur à celui du refroidissement par huile et des performances permettant d'évacuer l'excès de calories dans la machine et d'atteindre ainsi une densité de puissance élevée [22], [23].

Pour mettre en place le refroidissement à eau dans une machine électrique, souvent une structure axiale des canaux d'eau est utilisée [24], [25]. Cependant, la chemise d'eau avec des canaux en spirale devient de plus en plus la technologie la plus courante. Ces deux topologies diffèrent dans la direction des canaux d'eau dans la chemise de refroidissement [26]. La modélisation du système de refroidissement prend en considération le nombre des canaux d'eau dans la chemise de refroidissement ainsi que le nombre et la position des entrées et sorties utilisés dans le système [27].

Dans notre étude, nous faisons le choix d'utiliser un circuit de refroidissement à eau avec la topologie spirale. La vue transversale et en trois dimensions de la machine synchronélectrique avec une chemise d'eau en spirale sont présentées dans les Figures 4.5 et 4.6. Le Tableau 4.2 présente les caractéristiques générales du système de refroidissement utilisé.

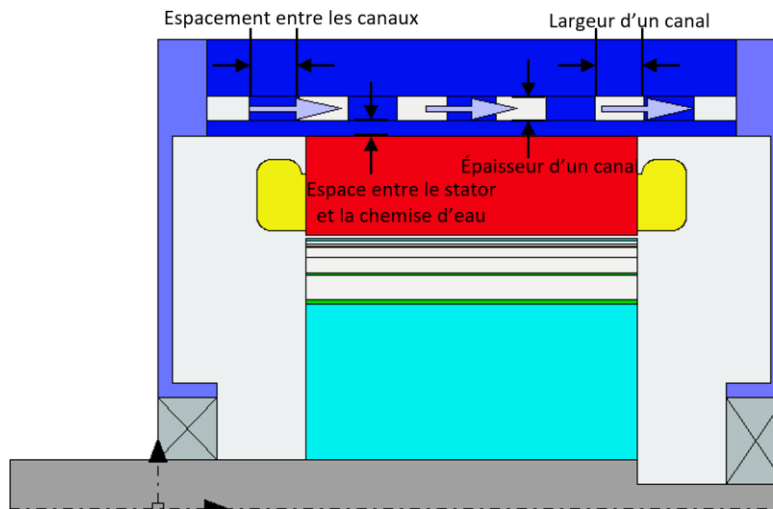


Figure 4.5 Vue transversale de la moitié de la machine synchronélectrique montrant la chemise d'eau en spirale et ses principales dimensions

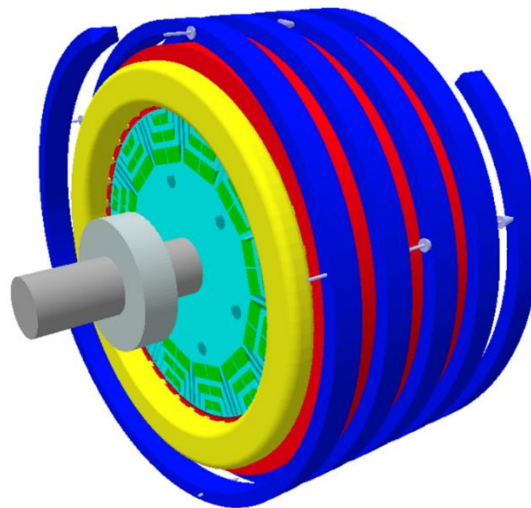


Figure 4.6 Vue en trois dimensions de la machine synchronélectrique montrant la chemise d'eau en spirale

Tableau 4.2 Caractéristiques générales du système de refroidissement par eau à chemise spirale

Paramètres	Valeur	Unité
Type de refroidissement	A eau	
Topologie de la chemise	Spirale	
Épaisseur d'un canal	5	mm
Largeur d'un canal	10	mm
Espacement entre les canaux	10	mm
Espace entre le stator et la chemise d'eau	3	mm

4.5 MODELISATION THERMIQUE

Dans les machines électriques utilisées pour les applications véhicules, il est de grande importance de s'assurer que la température du moteur n'atteint pas des niveaux supérieurs aux températures tolérables, en particulier au niveau des pièces sensibles telles que les isolants et les aimants.

4.5.1 Méthode de modélisation

Pour concevoir des meilleures machines électriques qui respectent la limitation thermique, il est nécessaire de modéliser d'une manière précise et robuste le comportement thermique de la machine.

Deux principales approches ont été utilisées pour la modélisation thermiques des machines électriques : les méthodes numériques et la méthode nodale.

L'outil de modélisation numérique se basant sur les éléments finis est généralement coûteux en terme de temps de développement et de calcul.

L'outil de modélisation semi analytique se basant sur la méthode nodale est l'approche la plus utilisée pour une caractérisation thermique rapide et précise de la machine électrique.

Elle a été largement utilisée pour différentes architectures de machines. Les auteurs dans [28] - [30] ont appliqué la méthode nodale sur les machines à induction. Les auteurs dans [31] et [32] ont introduit dans leurs travaux la méthode nodale pour la modélisation thermique des machines synchrones à aimants permanents. Tous ont signalé un bon accord entre la simulation de leur modèle et les résultats des expériences.

4.5.2 Généralités de la méthode nodale

Cette méthode consiste à générer un circuit thermique décrivant les différents chemins de transfert de chaleur entre les composants de la machine. Le circuit thermique est réalisé à partir d'une analogie électrique – thermique : la tension électrique représente la différence de températures, le courant électrique représente le flux injecté dans un nœud, la capacité et la résistance électrique sont respectivement une capacité et une résistance thermique. Chaque volume est affecté à un nœud et est défini du point de vue thermique et physique (nature des matériaux, modes d'échange thermique) ainsi que par la géométrie de chaque élément. La résolution du circuit thermique (similaire au circuit électrique) permet de calculer les températures dans des différents endroits de la machine [33].

La construction du modèle thermique par la méthode nodale consiste, après avoir identifié les principales pertes dans la machine, à appliquer trois étapes essentielles :

1. Identification des lois de transfert de chaleur : les trois lois de base (conduction, convection et rayonnement) doivent être considérées pour avoir une analyse thermique fine, mais certains phénomènes dans certaines zones de la machine peuvent être simplifiés par rapport aux autres plus prépondérants.
2. Définition des paramètres thermiques : calcul de la résistance et de la capacité thermique des différentes zones de la machine en utilisant les paramètres thermo physiques spécifiques à chaque partie de la machine (capacité thermique, conductivité et densité du matériau...). Après cette étape le modèle thermique sera construit.
3. Validation du modèle : le modèle construit doit être validé par des expériences menées sur le prototype de la machine. La simulation et les expériences doivent être effectuées dans des conditions identiques.

Ces trois étapes seront traitées en détail dans les sections suivantes.

4.6 LOIS DE TRANSFERT DE CHALEUR DANS UNE MACHINE ELECTRIQUE

Trois modes de transfert régissent une machine électrique : le transfert par conduction, par convection et par rayonnement. Le principe de ces trois lois de transfert de chaleur est schématisé dans la Figure 4.7 [34].

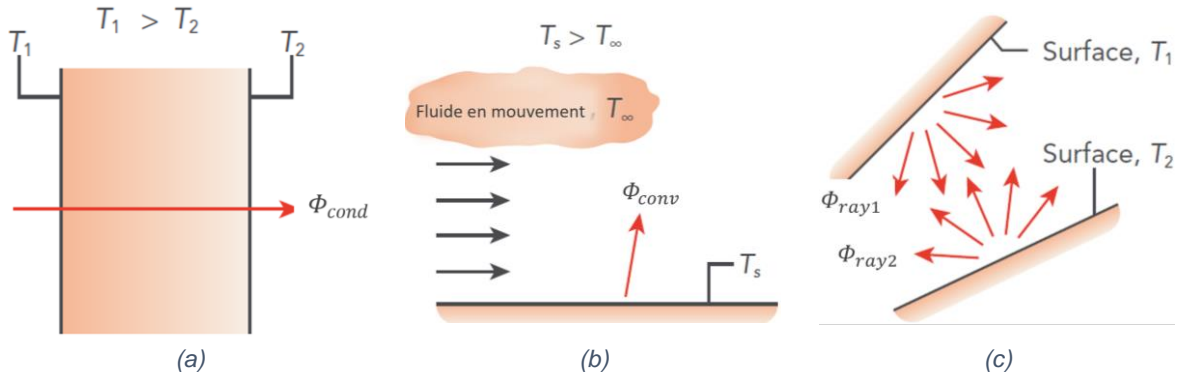


Figure 4.7 Schéma représentant le principe des trois lois de transfert de chaleur: (a) conduction, (b) convection et (c) rayonnement

Le transfert de chaleur par conduction se produit dans les solides, le transfert par convection se produit dans les fluides et le transfert par rayonnement se produit entre deux surfaces ayant une différence de température importante.

4.6.1 La conduction

La conduction est le transfert de chaleur dans un solide qui se produit par agitation moléculaire au sein d'un matériau sans aucun mouvement de ce dernier. En effet, lors de la présence d'un gradient de température dans ces milieux, le flux thermique transite du milieu le plus chaud vers le milieu le plus froid (Figure 4.7a). Le transfert de chaleur par conduction est présent dans l'ensemble des parties solides de la machine. En général, la conduction peut être décrite en se reposant sur la loi de Fourier. Elle donne la relation entre le vecteur de flux thermique par conduction $\vec{\Phi}_{cond}$ [W], le gradient de température $\overrightarrow{grad}T$ et la conductivité thermique du milieu λ [$W \cdot m^{-1} \cdot ^\circ C^{-1}$].

$$\vec{\Phi}_{cond} = -\lambda \times \overrightarrow{grad}T \quad (4.9)$$

La conductivité est une des propriétés thermo physiques d'un matériau homogène et isotrope. Cependant, certaines zones dans la machine électrique sont considérées comme non homogènes telles que le bobinage et les empilements de tôles au stator et au rotor (ensemble des tôles/isolant). La modélisation de ces éléments hétérogènes peut être réalisée en se basant sur des formulations analytiques ou empiriques, ou bien grâce à des solutions par éléments finis, ou bien en se basant sur des courbes expérimentales. Ces approches permettent ensuite d'évaluer les conductivités thermiques équivalentes des milieux hétérogènes [13].

4.6.2 La convection

La convection est le transfert de chaleur qui prend place entre un fluide en mouvement et une surface solide à des températures différentes (Figure 4.7b). Pour ce type de transfert de chaleur, le flux de chaleur échangé Φ_{conv} [W] peut être écrit en utilisant la loi de Newton et dépend du coefficient d'échange convectif h [$W \cdot m^{-2} \cdot ^\circ C^{-1}$], de la surface de contact solide-fluide S [m^2] et de la différence de température solide-fluide ΔT [$^\circ C$].

$$\Phi_{conv} = h \times S \times \Delta T \quad (4.10)$$

Le coefficient de convection est un coefficient global dépendant de la nature du fluide, de sa température et du type d'écoulement (lié à la vitesse et à la rugosité des parois). Il est évalué soit par une formulation analytique, soit par une modélisation numérique par éléments finis.

Le phénomène de transfert de chaleur par convection se produit dans les parties de la machine où circule un fluide : par échange à travers le circuit de refroidissement ainsi qu'à travers l'entrefer.

4.6.3 Le rayonnement

Ce mode décrit le transfert qui se fait par rayonnement électromagnétique entre deux surfaces où la différence de température est importante (Figure 4.7c). En plus, tout corps, quelle que soit sa température, émet des radiations électromagnétiques.

La corrélation de Stefan-Boltzmann définit le flux échangé Φ_{ray} [W] entre les deux surfaces en fonction de la constante de Stefan-Boltzmann σ [$W \cdot m^{-2} \cdot ^\circ C^{-4}$], de la surface S [m^2] et son facteur d'émissivité ϵ et des températures T_1 et T_2 des deux surfaces d'échange exprimées en [$^\circ C$] (Figure 4.7c).

$$\Phi_{ray} = \epsilon \times \sigma \times S \times (T_1^4 - T_2^4) \quad (4.11)$$

Le facteur d'émissivité dépend du type de l'état de la surface et le matériau utilisé, ainsi que sa direction de rayonnement. Sa valeur peut être déduite des tableaux présents dans la littérature ou via l'expérimentation.

4.7 CALCUL DES PARAMETRES THERMIQUES

4.7.1 Résistances thermiques

La connexion entre les différents nœuds du réseau est gérée par les conductances thermiques des principaux modes de transfert de chaleur dans la machine. Le transfert de chaleur Φ_{ij} entre deux nœuds consécutifs i et j est défini par :

$$\begin{aligned} \Phi_{ij} &= G_{ij} \times [T_j - T_i] \\ G_{ij} &= \frac{1}{R_{ij}} \end{aligned} \quad (4.12)$$

avec G_{ij} et R_{ij} désignent respectivement la conductance et la résistance thermique, modélisant un des trois phénomènes de transfert de chaleur.

Dans le cas de la conduction dans un élément plan (Figure 4.8a), la résistance est calculée par l'expression suivante :

$$R_{ij} = \frac{l}{\lambda \times S} \quad (4.13)$$

Avec l [m] représente la longueur du chemin conducteur, λ [$W \cdot m^{-1} \cdot ^\circ C^{-1}$] la conductivité thermique du matériau et S [m^2] la surface correspondant au transfert du chaleur.

Dans le cas de la conduction par éléments cylindrique (Figure 4.8b), la résistance thermique est calculée par l'expression suivante :

$$R_{ij} = \frac{1}{\alpha \times \lambda \times l} \ln \frac{d_{ext}}{d_{int}} \quad (4.14)$$

Avec α représente la section angulaire du cylindre dans lequel la chaleur est transmise et d_{int} et d_{ext} représentent respectivement les diamètres intérieur et extérieur de la section cylindrique.

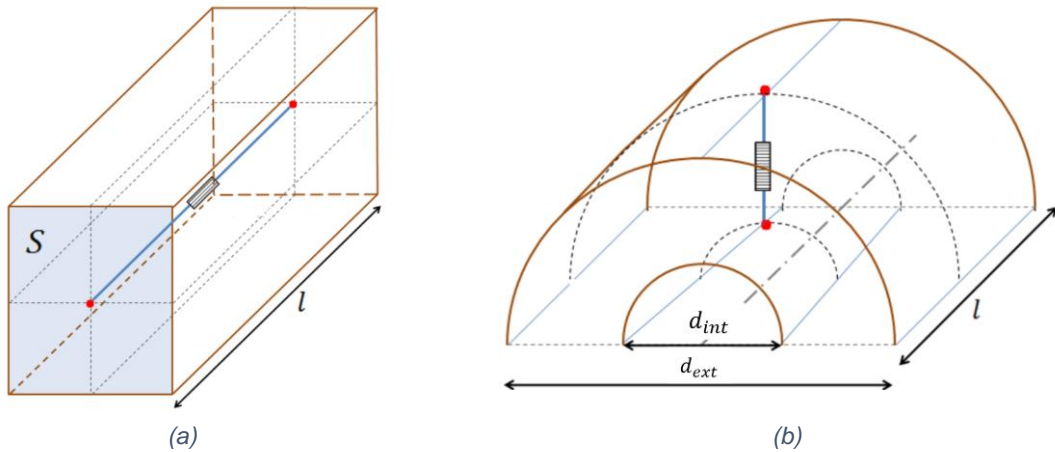


Figure 4.8 Représentation de la résistance thermique : (a) dans un élément plan et (b) dans un élément cylindrique [35]

Dans le cas de la convection ou de rayonnement, la résistance thermique est déterminée de la manière suivante :

$$R_{ij} = \frac{l}{h_{ij} \times S} \quad (4.15)$$

Avec h_{ij} représente le coefficient d'échange convectif ou radiatif et S la surface d'échange.

4.7.2 Capacités thermiques

Afin de pouvoir évaluer l'état transitoire, les capacités thermiques de chaque corps C_i [$J^\circ C^{-1}$] sont également intégrées dans le modèle thermique nodal. Elles sont calculées à partir de la capacité thermique spécifique de leur matériau c [$Jkg^{-1}^\circ C^{-1}$], de sa densité ρ [kgm^{-3}] et du volume V [m^3].

$$C_i = \rho \times V \times c \quad (4.16)$$

4.8 MODELE THERMIQUE DE LA MACHINE SYNCHRORELUCTANTE ASSISTEE

4.8.1 Discrétisation de la machine

Le prototype de la machine synchroreluctante assistée d'aimants comporte 12 principales zones discrétisées en fonction de leur forme géométrique et suivant l'homogénéité des matériaux les constituant. La Figure 4.9 présente la coupe axiale de la machine.

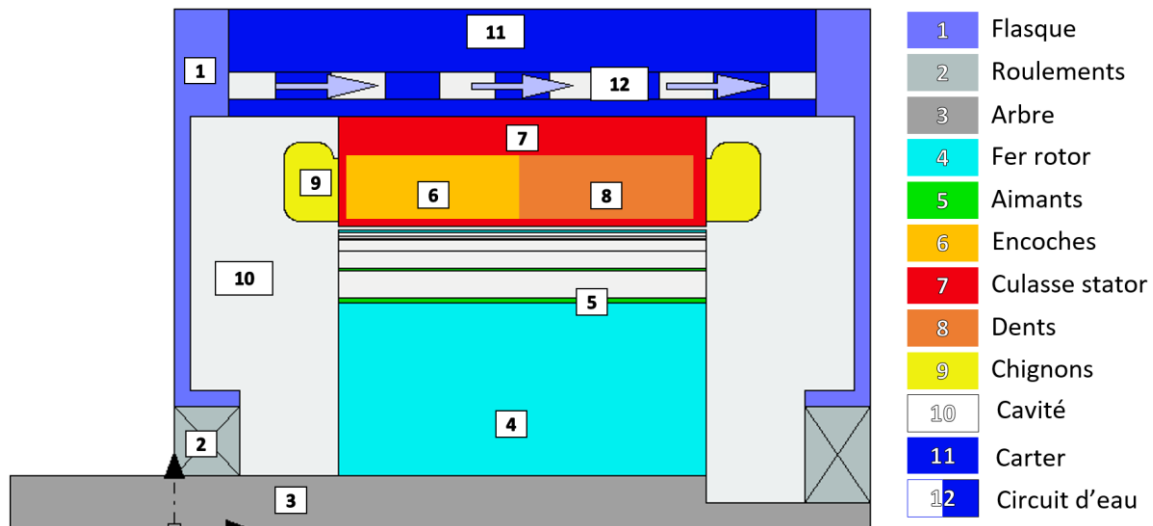


Figure 4.9 Coupe axiale de la machine synchroreluctante assistée d'aimants ferrites

4.8.2 Détermination des échanges thermiques entre les zones

Certains transferts nécessitent une attention particulière du fait de leur lien direct avec les températures les plus sensibles dans la machine.

1. Le transfert s'effectuant entre la machine et le circuit de refroidissement,
2. L'échange de chaleur entre le stator et le rotor,
3. L'apport de chaleur vers le rotor et le flasque au niveau des roulements,
4. L'évacuation de la chaleur produite dans les têtes de bobines

En effet, le transfert thermique entre le carter et le circuit d'eau aura un impact sur toutes les températures dans la machine. Il est fortement dépendant des conditions de circulation du liquide et des températures de paroi.

L'échange de chaleur à travers l'entrefer s'effectue principalement du stator vers le rotor; les pertes au stator viennent alors affecter la température du rotor.

Quant aux pertes dans les roulements, outre le fait qu'elles viennent les chauffer, elles peuvent également augmenter la température du rotor.

Enfin les têtes de bobines sont les zones les plus chaudes dans la machine du fait qu'elles sont moins bien refroidies et que les bobinages sont une importante source de chaleur.

Ces aspects seront traités et un modèle pour chacune de ces zones sera présenté.

4.8.3 Développement du circuit nodal

Les différentes pertes dans la machine avec le système de refroidissement jouent le rôle des sources de chaleur dans le circuit nodal. Les échanges thermiques que ce soit par conduction, par convection ou par rayonnement sont modélisés dans le circuit nodal par des résistances thermiques correspondante au type et au milieu d'échange. La structure générale du circuit nodal équivalent de la machine synchronreluctante est présentée dans la Figure 4.10.

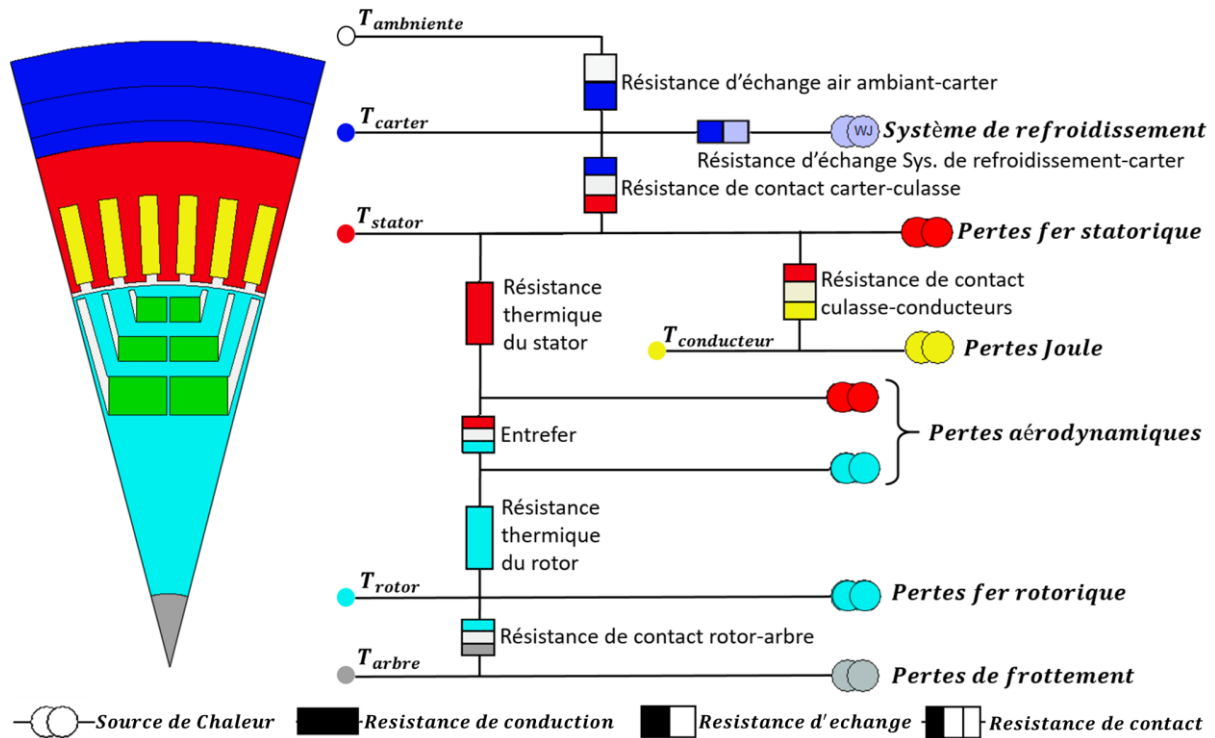


Figure 4.10 Schéma simplifié du réseau nodal correspondant à la machine synchronreluctante

Dans notre étude, nous avons fait le choix d'utiliser le logiciel MotorCAD pour la simulation du comportement thermique de la machine synchronreluctante. Ce logiciel est conçu sur la méthode nodale, et a été utilisé pour la modélisation thermique d'une variété de machines électriques [36] - [41]. Le temps de calcul des performances dans ce logiciel varie entre quelques secondes en régime permanent et quelques minutes en régime transitoire.

Le circuit thermique détaillé de la machine synchronreluctante assistée d'aimants généré par MotorCAD est présenté sur la Figure 4.11. Sur ce schéma, chaque couleur représente une partie de la machine. La connexion entre les différents nœuds du réseau est gérée par les conductances thermiques des principaux modes de transfert de chaleur dans la machine. Les rectangles colorés représentent des résistances thermiques. Un rectangle vertical représente une résistance radiale. Un rectangle avec deux couleurs représente une résistance de contact entre deux parties. Les symboles « R » et « C » indiquent respectivement le rayonnement et la convection. Les cercles superposés et colorés représentent les sources de chaleur des parties correspondantes.

Le modèle thermique étant bien construit, nous passerons dans la partie suivante à l'exploitation des résultats de simulation.

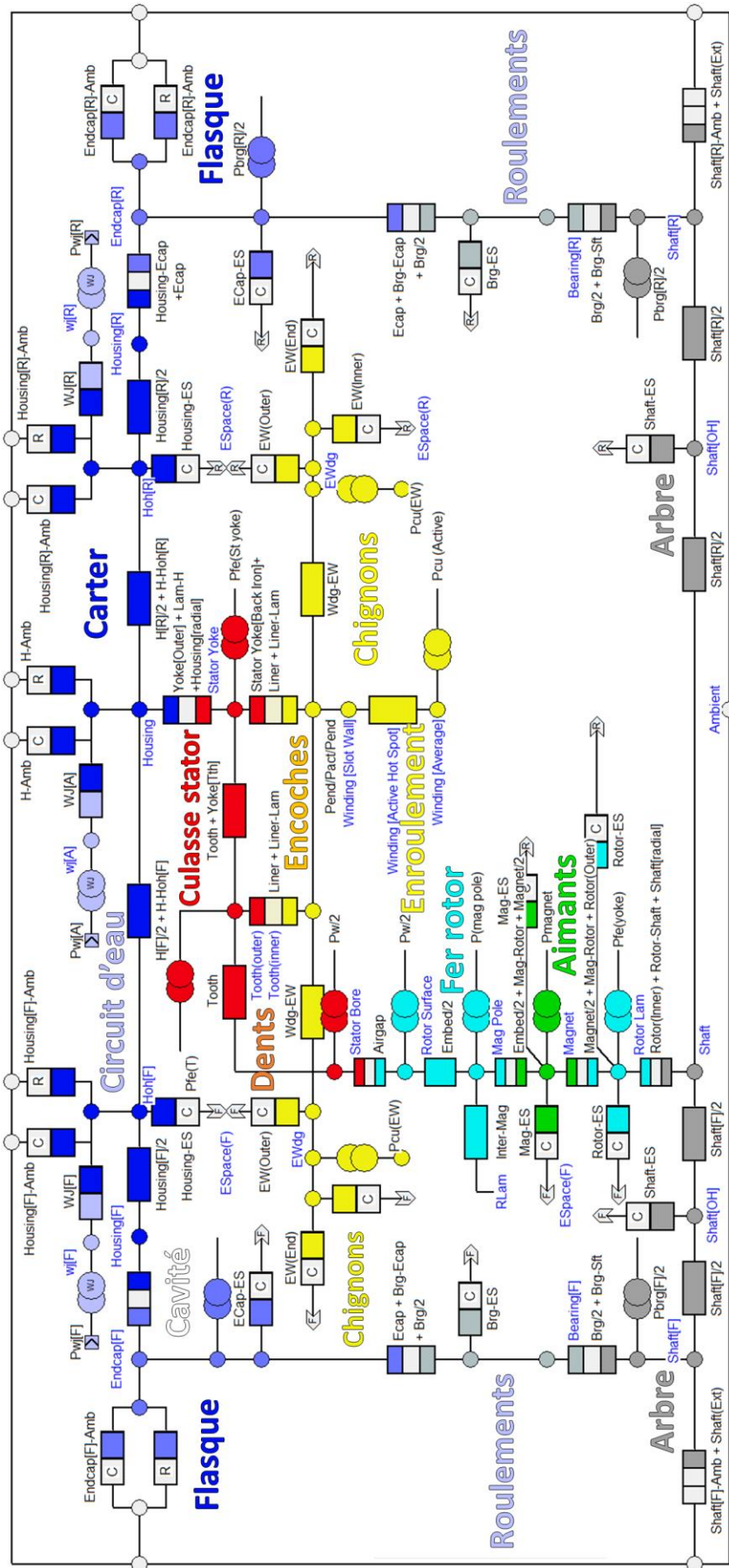


Figure 4.11 Circuit thermique de la machine synchronreluctante assistée d'aimants généré via MotorCAD

4.9 RESULTATS DE SIMULATIONS NUMERIQUES

Dans cette partie nous évaluons le comportement thermique de notre machine en régime permanent et transitoire. Nous utilisons le modèle présenté dans la section précédente afin de simuler la réponse thermique de la machine pour le point de fonctionnement suivant :

- La machine est alimentée par un double système triphasé,
- La densité de courant est de $J = 10 A/mm^2$,
- La vitesse de rotation est de $\Omega = 1000 tr/min$,
- La température de l'eau à l'entrée de circuit de refroidissement est de $10^\circ C$,
- Le débit d'eau est de $10 l/min$ (choix effectué lors de la validation expérimentale).
- La température ambiante est de $20^\circ C$.

4.9.1 Régime permanent

Les Figures 4.12 et 4.13 présentent respectivement les températures radiales et axiales dans différents points de la machine en régime permanent. La température extérieure de la machine (au niveau du flasque et du circuit de refroidissement) reste proche des $10^\circ C$, qui correspond à la température du fluide de refroidissement.

Pour la région statorique, les différences de températures entre ces valeurs restent inférieures à $10^\circ C$ ce qui démontre une résistance thermique faible entre les conducteurs actifs et la culasse. Ce point est essentiel pour être capable de maintenir la température des conducteurs à des valeurs acceptables pour des densités de courant élevées. La température maximale atteinte au stator est de l'ordre de $31^\circ C$ et est localisée dans les têtes de bobines. Ce résultat montre que les innovations proposées dans la conception du stator, que ce soit en terme de bobinage ou en terme de type de refroidissement, donnent des performances remarquables.

Pour la région rotorique, la température dans les différentes parties du rotor sont de l'ordre de $24^\circ C$. Etant donné que la principale source de chaleur est localisée au stator, la température du rotor est directement affectée par celle du stator.

4.9.2 Régime transitoire

Dans cette partie, nous avons étudié l'évolution de la température dans la région statorique de la machine durant une heure. Nous nous intéressons aux températures dans les chignons, les enroulements, l'encoche, la culasse et le point de contact culasse-carter (Figure 4.14). Ces mêmes points seront étudiés durant l'expérience à l'exception de la température dans les enroulements car nous ne disposons pas d'un thermocouple à cet endroit.

La Figure 4.15 montre l'évolution de la température dans la région statorique en régime transitoire pour un débit d'eau de $10 l/min$ durant une heure. Les températures dans les points étudiés se stabilisent en environ 10 minutes et atteignent les valeurs obtenues en régime permanent. Nous rappelons que ces résultats sont obtenus en alimentant la machine par un double système triphasé. Ce qui paraît assez satisfaisant en terme de température maximale atteinte sous $10A/mm^2$.

On prévoit que les essais expérimentaux, qui seront menés par un seul système triphasé sous la même valeur de densité de courant ($10A/mm^2$), généreront des températures inférieures à celles obtenues durant les simulation avec double triphasé.

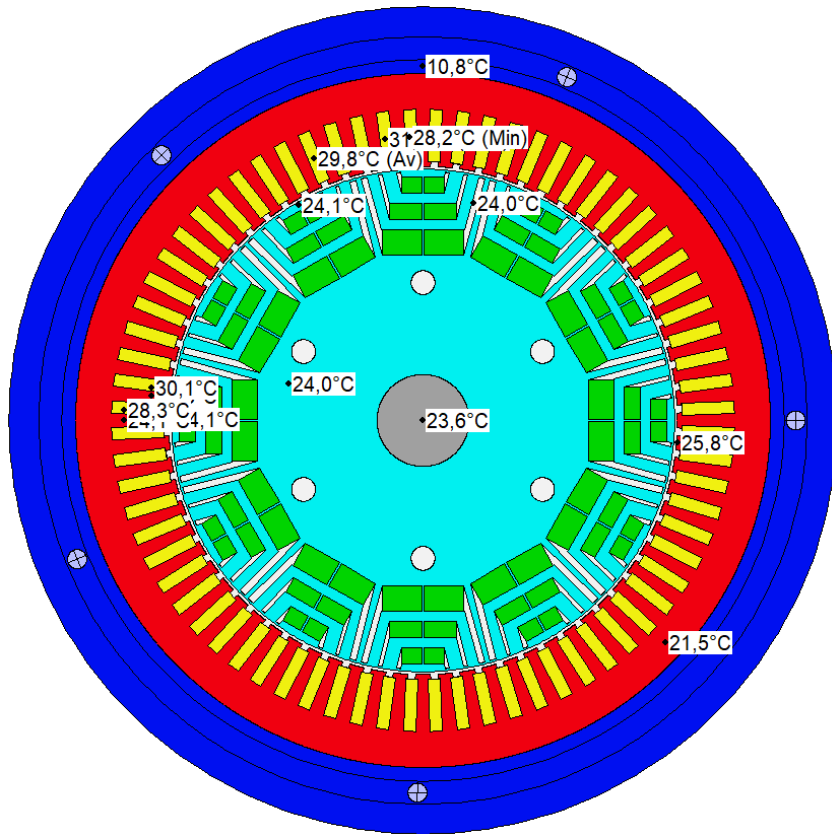


Figure 4.12 Température aux nœuds statoriques radiaux en régime permanent pour $\Omega=1000$ tr/min et $J=10$ A/mm² (double triphasé), machine refroidie avec un débit d'eau de 10l/min

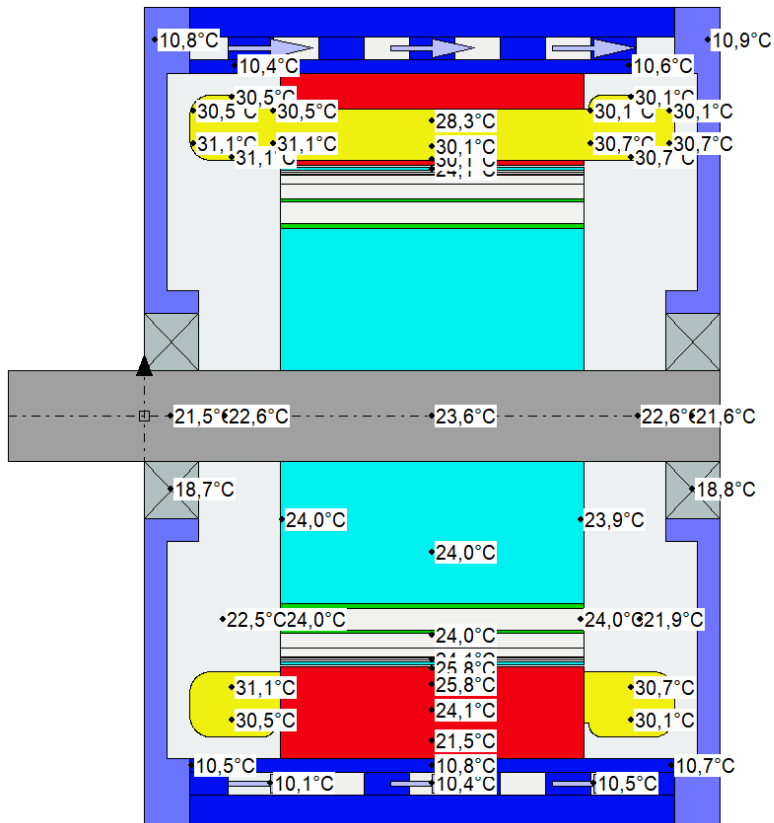


Figure 4.13 Température aux nœuds statoriques axiaux en régime permanent pour $\Omega=1000$ tr/min et $J=10$ A/mm² (double triphasé), machine refroidie avec un débit d'eau de 10l/min

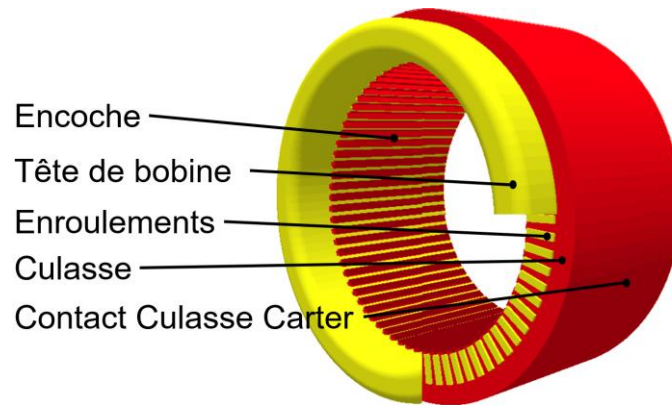


Figure 4.14 Points du stator où nous étudions l'évolution de la température en régime transitoire

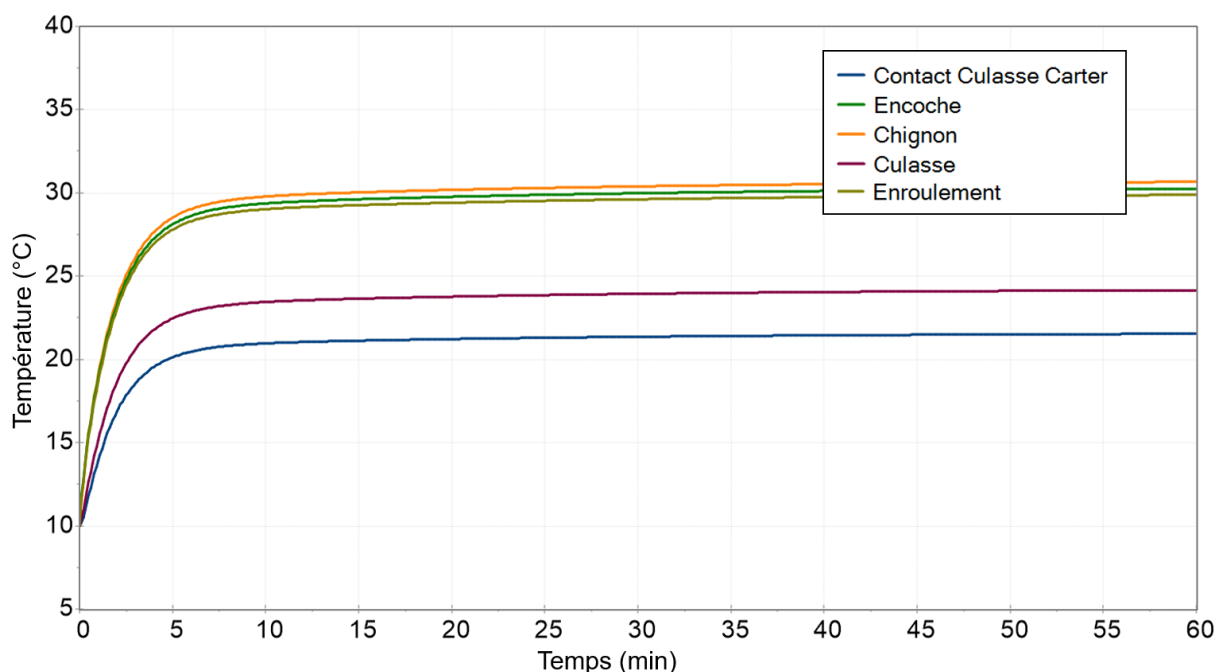


Figure 4.15 Evolution de température dans le stator en régime transitoire pour $\Omega=1000$ tr/min et $J=10$ A/mm² (double triphasé), machine refroidie avec un débit d'eau de 10l/min

Dans la suite de notre étude, nous allons exploiter le modèle thermique, et essayer de trouver, en se basant sur les simulations effectuées, les courants maximaux pouvant être appliqués à la machine que ce soit en permanent ou en transitoire.

4.10 EXPLOITATION DU MODELE THERMIQUE

Dans la section précédente, nous avons remarqué que, sous une densité de courant de $10A/mm^2$, le comportement de la machine est loin d'être thermiquement limité. Nous disposons donc, grâce aux innovations utilisées, une marge d'augmentation du courant de la machine et par suite de son couple. Cela augmentera le couple massique de la machine et répondra au besoin d'une machine synchronélectrique performante.

La Figure 4.16 représente l'évolution des températures dans différents points de la région statorique pour une densité de courant de $20A/mm^2$, sous les mêmes conditions des simulations précédentes.

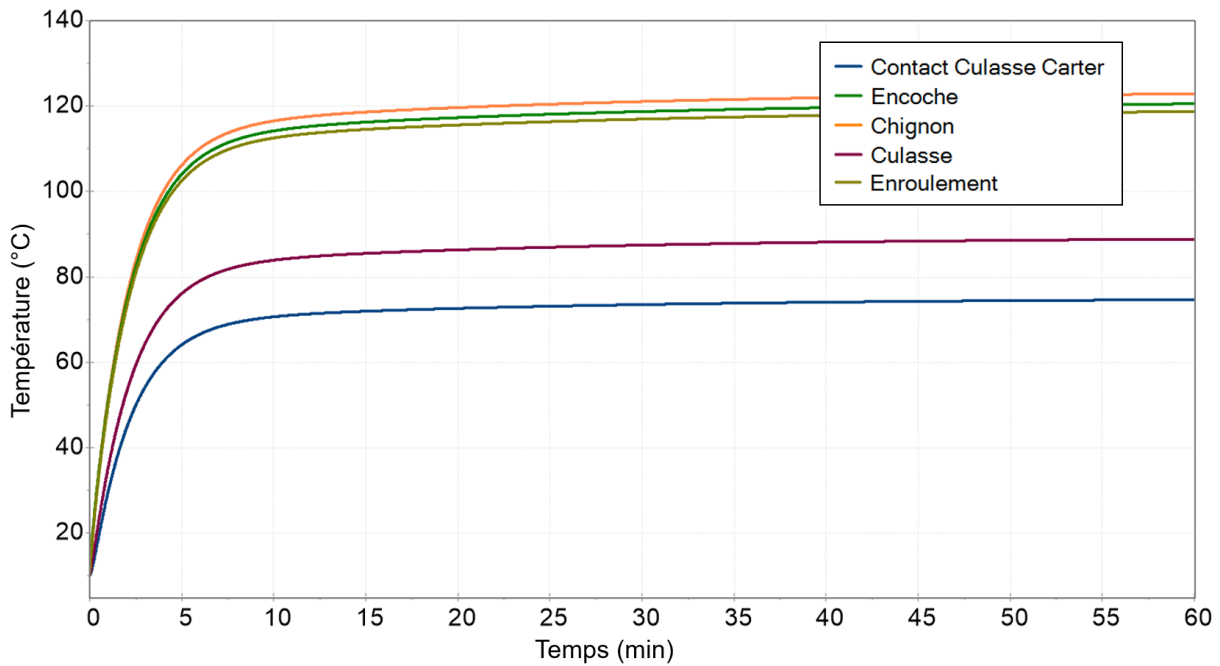


Figure 4.16 Evolution de température dans le stator en régime transitoire pour $\Omega=1000$ tr/min et $J=20$ A/mm² (double triphasé), machine refroidie avec un débit d'eau de 10l/min

La température maximale des chignons est de 127°C et celle des enroulements est des 122°C. Ces valeurs sont à la limite de la contrainte thermique représentée par la température de dégradation des isolants. Cela montre qu'en permanent, il devient impossible d'alimenter la machine par un courant au-delà des 20A/mm².

Cependant, pour des modes de fonctionnement transitoires, il devient possible d'augmenter le courant dans la machine pour des durées assez réduites. La Figure 4.17 représente les réponses transitoires en terme de températures aux enroulements sous les deux valeurs de densité de courant.

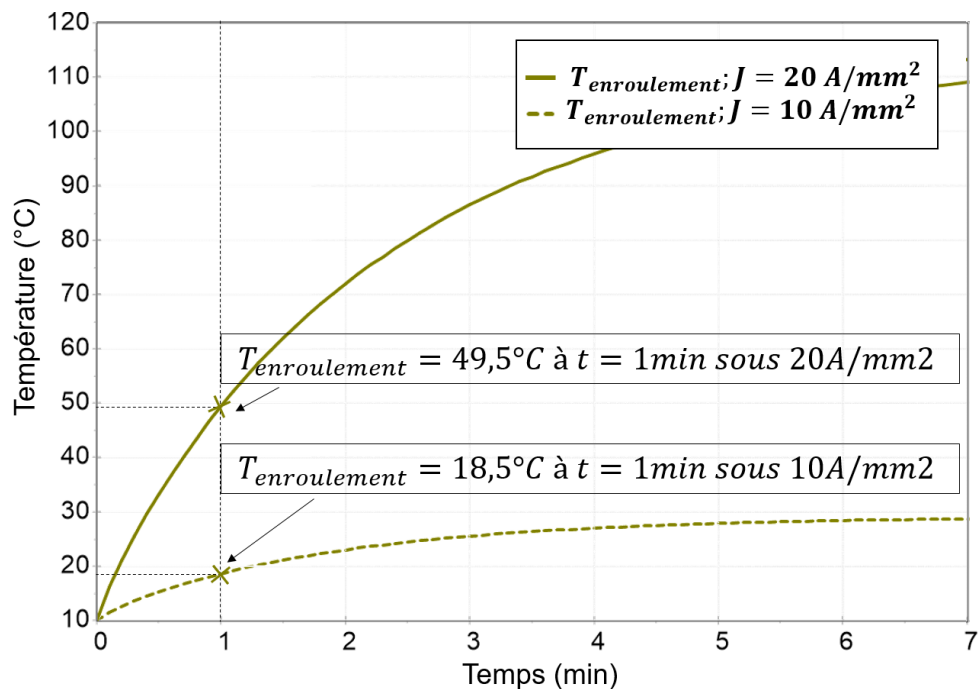


Figure 4.17 Comparaison entre les réponses transitoires en terme de températures aux enroulements pour une densité de courant de 10A/mm² et 20A/mm²

La température des enroulements atteinte après une minute de fonctionnement de la machine pour un courant de $20A/mm^2$ est de $49.5^{\circ}C$. Cette valeur étant éloignée de la limite des températures tolérables, montre qu'il est encore possible de surcharger la machine par un courant encore plus élevé. A partir des résultats présentés dans la Figure 4.15, nous avons pu établir une relation quadratique reliant la variation de température au carré du courant appliqué.

$$T = k \times J^2 + T_0 \quad (4.16)$$

Avec T représentant la température des conducteurs, k la constante reliant les températures au carré de la densité de courant, calculée en se basant sur les simulations présentées à la Figure 4.15 et T_0 représente la température initiale des conducteurs qui vaut $10^{\circ}C$ dans notre cas.

La Figure 4.18 représente la variation de la température au niveau des conducteurs en fonction de la densité de courant appliquée à la machine pour une durée d'une seule minute. A partir de ce graphe, et en prenant en considération la température maximale que peuvent supporter les isolants, nous pouvons déduire que la densité maximale qu'on peut appliquer à la machine pendant une minute de fonctionnement est de $34A/mm^2$.

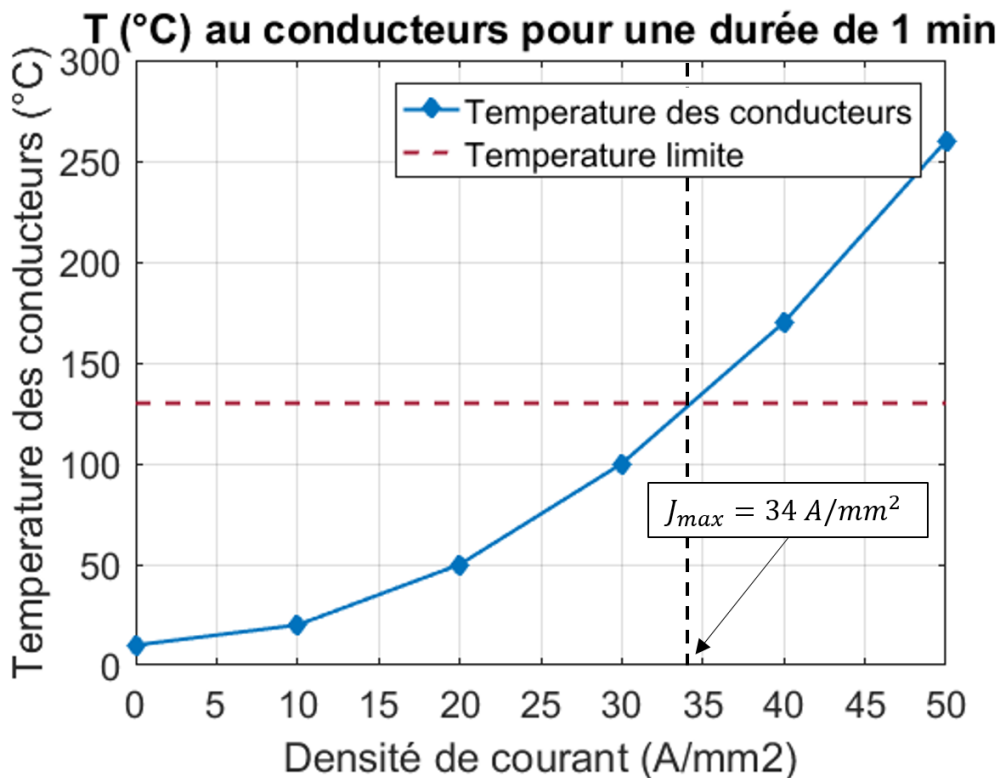


Figure 4.18 Variation de la température au niveau des conducteurs en fonction de la densité de courant appliquée à la machine pour une durée d'une seule minute

Dans cette partie nous avons fait confiance au modèle thermique, et nous avons calculé les densités de courant maximales que nous pouvons appliquer à la machine en régime permanent et en transitoire (pendant moins d'une minute). L'augmentation des densités de courant nous permet d'atteindre notre objectif de conception d'une machine synchroreluctante performante. Afin de confirmer les résultats obtenus, nous avons procédé à la validation expérimentale du modèle thermique utilisé.

4.11 VALIDATION EXPERIMENTALE

A l'aide du prototype de la machine synchronreluctante assistée d'aimants, nous avons mené des essais thermiques afin de valider le modèle nodal et complété la construction du jumeau numérique.

4.11.1 Environnement des essais

Le stator de la machine d'étude a été instrumenté par 11 thermocouples placés à plusieurs endroits critiques (Tableau 4.3).

Tableau 4.3 Liste des thermocouples installés dans le stator

N°	Désignation	Position axiale	Position radiale
1	Chignon-AV-Haut	_mi_hauteur du chignon	_mi_épaisseur du chignon
2	Chignon-AV-Bas	_mi_hauteur du chignon	_mi_épaisseur du chignon
3	Chignon-AR-Haut	_mi_hauteur du chignon	_mi_épaisseur du chignon
4	Chignon-AR-Bas	_mi_hauteur du chignon	_mi_épaisseur du chignon
5	Chignon-AR-Mi-D	_mi_hauteur du chignon	_mi_épaisseur du chignon
6	Culasse-AR-Haut	Extrémité AR Culasse (Trou A 6 mm de profondeur)	A 3 mm de l'interface Culasse_Carter
7	Culasse-AR-Bas	Extrémité AR Culasse (Trou A 6 mm de profondeur)	A 3 mm de l'interface Culasse_Carter
8	Encoche-Haut	Plan médian	_Isthme Encoche
9	Encoche-Bas	Plan médian	_Isthme Encoche
10	Contact-Culasse-Carter-Haut	Plan médian	_Interface Culasse Carter
11	Contact-Culasse-Carter-Bas	Plan médian	_Interface Culasse Carter

Durant la démarche de validation, nous nous intéressons aux valeurs des températures détectées par les thermocouples localisés dans les têtes de bobine (thermocouple 4), la culasse (thermocouple 7), l'encoche (thermocouple 8) ainsi que dans la surface de contact entre la culasse et le carter (thermocouple 11). L'emplacement direct sur la machine des thermocouples 7, 8 et 11 est présenté dans la Figure 4.19. Le thermocouple 4 est placé au niveau des têtes des bobines. Son emplacement dans la machine n'est pas présenté en figure vue la confidentialité de la configuration de bobinage du prototype.

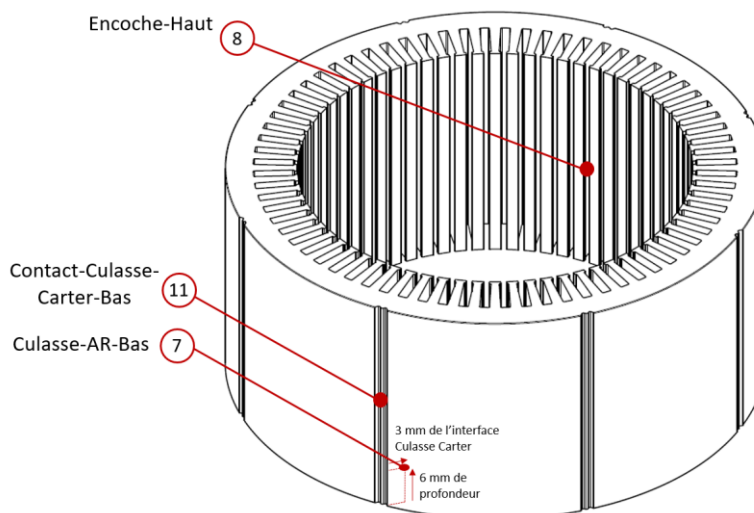


Figure 4.19 Emplacements des thermocouples 7, 8 et 11 dans le stator du prototype

Nous rappelons que dans l'ensemble des essais expérimentaux réalisés sur le prototype, nous avons alimenté la machine par un seul système triphasé. Afin de garder la même base d'étude, nous avons intégré l'environnement des essais dans le modèle thermique puis procédé à la comparaison « simulation-expérimentation ».

La machine est installée sur un banc de caractérisation de machines électriques hautes vitesses. Elle est reliée au circuit d'eau (eau perdue à 10°C) ainsi qu'à une centrale d'acquisition des températures (Figure 4.20).

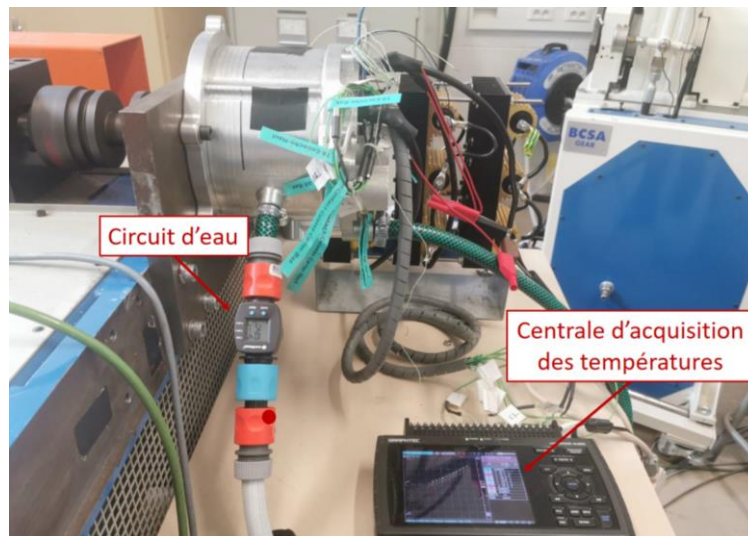


Figure 4.20 Prototype reliée au circuit d'eau et à la centrale d'acquisition des températures

4.11.2 Description des essais réalisés

Dans le but de valider le modèle thermique, quatre essais ont été réalisés sur le prototype. Les deux premiers essais sont réalisés sans utilisation du circuit d'eau et cela pour tester le comportement thermique de la machine sans refroidissement. Les deux autres essais sont menés avec refroidissement pour deux valeurs différentes de débit d'eau et cela pour analyser d'une part la réponse thermique de la machine avec refroidissement, et d'autre part les performances du circuit de refroidissement en fonction de la quantité d'eau injectée dans la machine. La température de l'eau à l'entrée de la machine est de 10°C. Durant l'ensemble des essais, la machine est entraînée à une vitesse de 1000 *tr/min*. Le Tableau 4.4 récapitule les caractéristiques de chacun des essais réalisés.

Tableau 4.4 Caractéristiques des essais thermiques réalisés

Numéro d'essai	Densité de courant par phase (A/mm ²)	Refroidissement	Débit d'eau (l/min)
1	10	Non	-
2	7	Non	-
3	10	Oui	10
4	10	Oui	3

Il est à noter que les simulations présentées précédemment correspondent à l'essai 3 mais avec les deux systèmes triphasés alimentés.

4.11.3 Résultat de validation

Dans le premier essai, le prototype est alimenté avec une densité de courant de 10 A/mm² (simple triphasé) à une vitesse de 1000 *tr/min*. La machine n'est pas refroidie durant cet essai. La Figure 4.21 montre la comparaison de la montée des températures en régime transitoire entre le modèle et l'expérience. Pour cet essai, le régime permanent n'a pas pu être établi. Que ce soit en simulation ou en expérience, la plus haute température est détectée dans les têtes de bobine et atteint une valeur de 129°C en simulation et 120°C en expérience après 3 heures de fonctionnement.

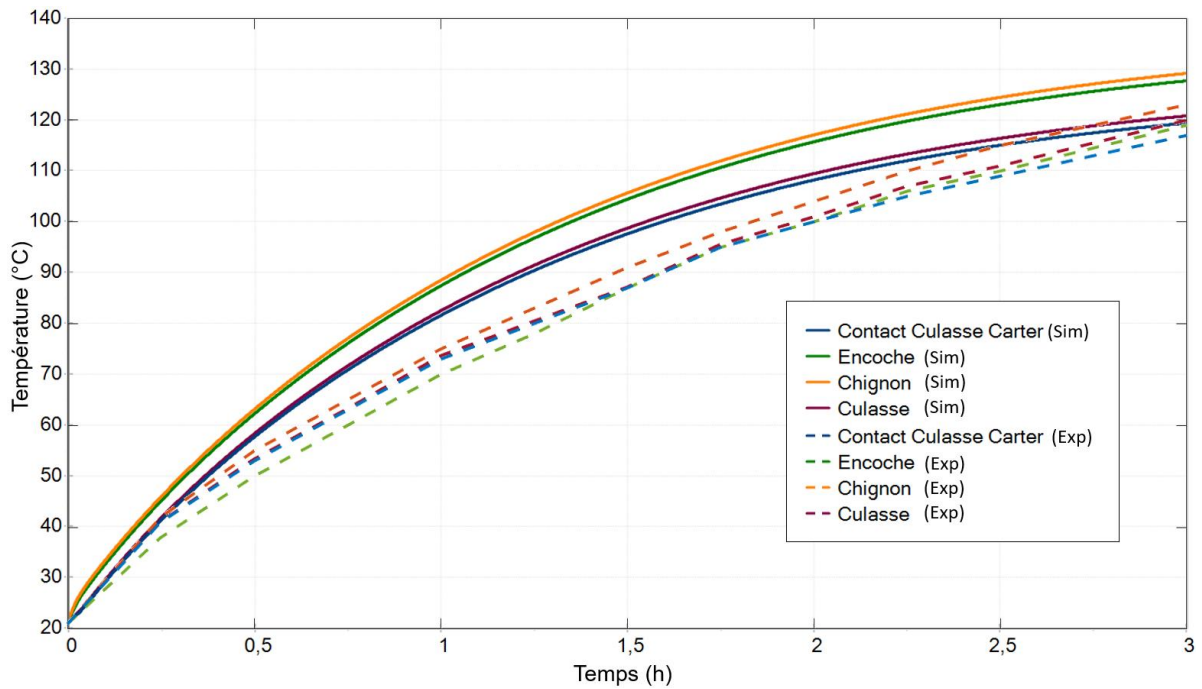


Figure 4.21 Comparaison de la montée des températures en régime transitoire entre la simulation et l'expérience dans le cas d'une densité de courant de 10A/mm² en simple triphasé et sans refroidissement

Toujours sans utiliser le circuit de refroidissement, et pour la même vitesse de rotation, nous avons réalisé un deuxième essai en diminuant la densité de courant à 7A/mm². Le but de cet essai est d'étudier la stabilisation du système en terme de température. La Figure 4.22 montre la comparaison les températures simulées et les températures expérimentales sur une durée de 3 heures. Nous remarquons que le régime permanent commence à s'établir pour une température maximale détectée en simulation de 77 °C et en expérience de 72°C.

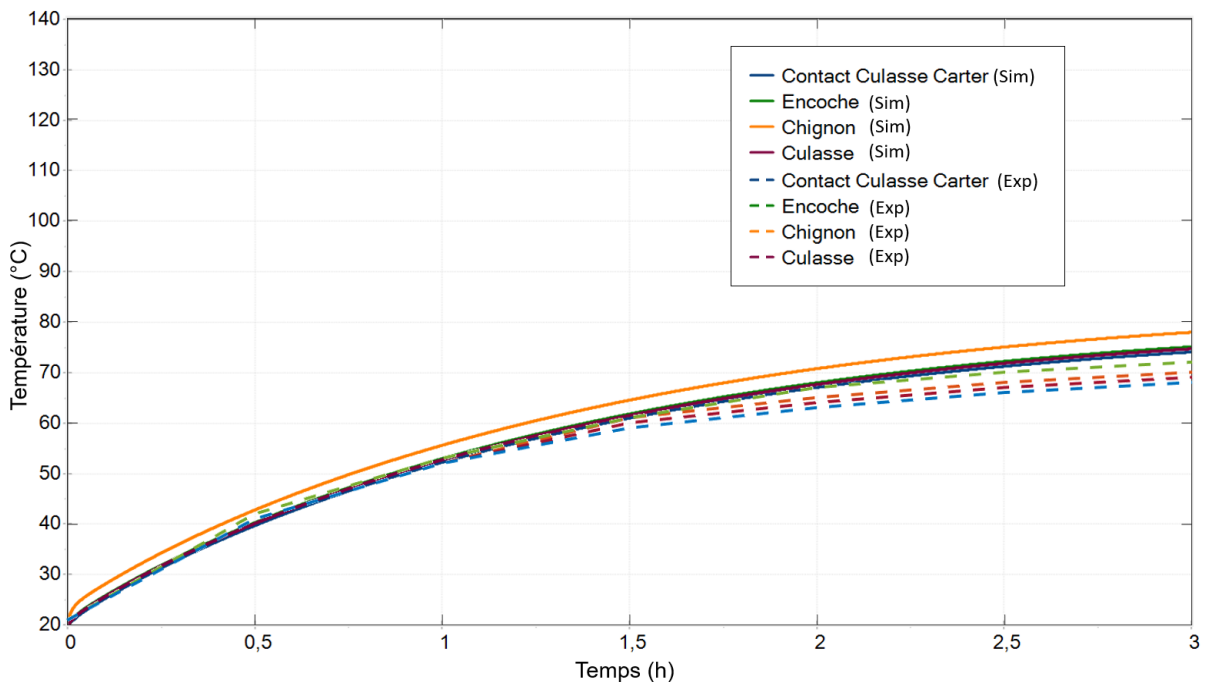


Figure 4.22 Comparaison des températures (montées et régime établi) entre la simulation et l'expérience dans le cas d'une densité de courant de 7A/mm² en simple triphasé et sans refroidissement

La Figure 4.23 montre une comparaison entre les températures maximales simulées et mesurées atteintes dans les différents points de mesures. Les différences maximales entre les températures simulées et expérimentales sont de l'ordre de 7°C, ce qui est satisfaisant pour la validation du modèle thermique utilisé.

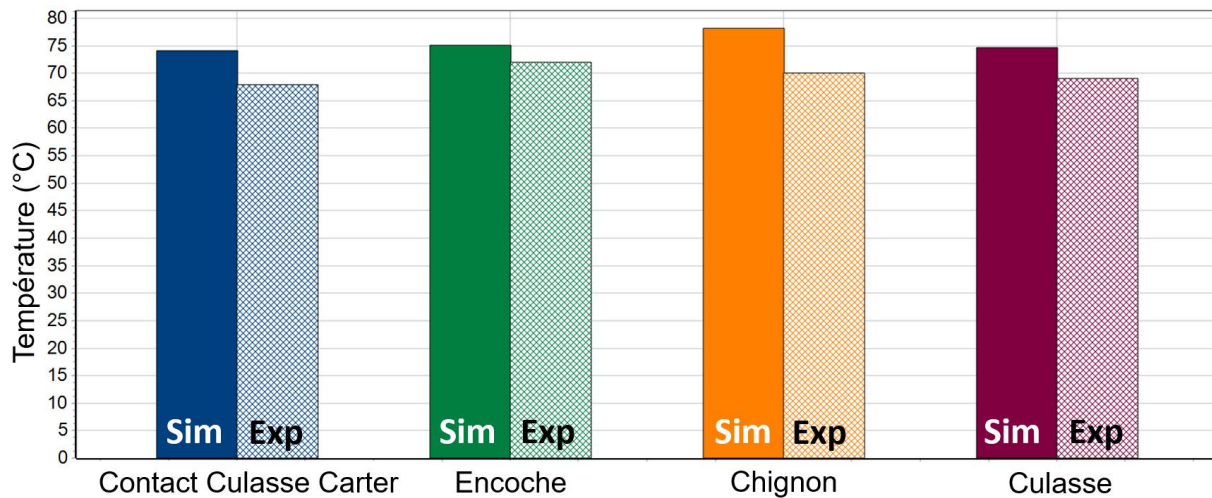


Figure 4.23 Comparaison entre les températures maximales simulées et mesurées atteintes dans les différents points de mesures dans le cas d'une densité de courant de 7A/mm² en simple triphasé et sans refroidissement

Les deux premiers essais menés sans refroidissement montrent que les innovations proposées dans la conception du stator donnent entière satisfaction. En effet, les différences de températures entre les différents points de mesures restent inférieures à 10°C ce qui démontre une résistance thermique faible entre les conducteurs actifs et la culasse. Ce point est essentiel pour être capable de maintenir la température des conducteurs à des valeurs acceptables pour des densités de courant élevées. Il est également à noter que les différentes températures sont très proches les unes des autres en début d'essai (faible température) ce qui laisse présager des densités de courant très élevées en régime transitoire et donc des performances en couple massique impulsif (inférieur à la minute) exceptionnelles.

Dans le troisième essai, nous avons commencé à exploiter les performances du système de refroidissement utilisé dans le prototype. La machine est entraînée avec une densité de courant de 10 A/mm² à une vitesse de 1000 tr/min. Le circuit d'eau est ouvert après quelques minutes de démarrage de l'essai et le débit d'eau est réglé à 10 l/min (Figure 4.24).



Figure 4.24 Débit d'eau réglé à 10 L/min

La Figure 4.25 montre les résultats de simulation et d'expérience de cet essai. Nous avons ouvert le circuit d'eau 5 min après démarrage de l'essai. La montée de température pendant ces 5 min correspond bien aux résultats obtenus durant le premier essai (sans refroidissement et pour une densité de courant de $10 A/mm^2$).

Après ouverture du circuit de refroidissement, les températures aux points de mesures abordés décroissent rapidement et s'établissent au bout de 5 minutes. La température au niveau du contact culasse-carter se stabilise à $15.5^{\circ}C$, au niveau de la culasse à $16.5^{\circ}C$ et celle des têtes de bobines (chignon) à $23^{\circ}C$. Cela est validé aussi par expérience.

Cependant, nous remarquons que la température des encoches en expérience atteint une valeur de $26^{\circ}C$, une température plus grande que celle dans les chignons. Cela peut être le résultat d'utilisation des bobinages à épingles disposant une longueur des têtes de bobines inférieure à celle dans le cas des autres types des bobinages.

La comparaison entre la Figure 4.19 (sans refroidissement) et la Figure 4.23 (avec refroidissement) permet de voir la grande efficacité du système qui permet de limiter l'élévation de température des chignons de $110^{\circ}C$ à $23^{\circ}C$.

Vues les hautes performances obtenues au troisième essai (température maximale de $26^{\circ}C$ avec refroidissement), nous avons procédé à la diminution du débit de l'eau durant le quatrième essai. Dans les mêmes conditions de l'essai précédant, nous avons ouvert le circuit d'eau après quelques minutes de démarrage avec un débit d'eau réduit à $3 l/min$.

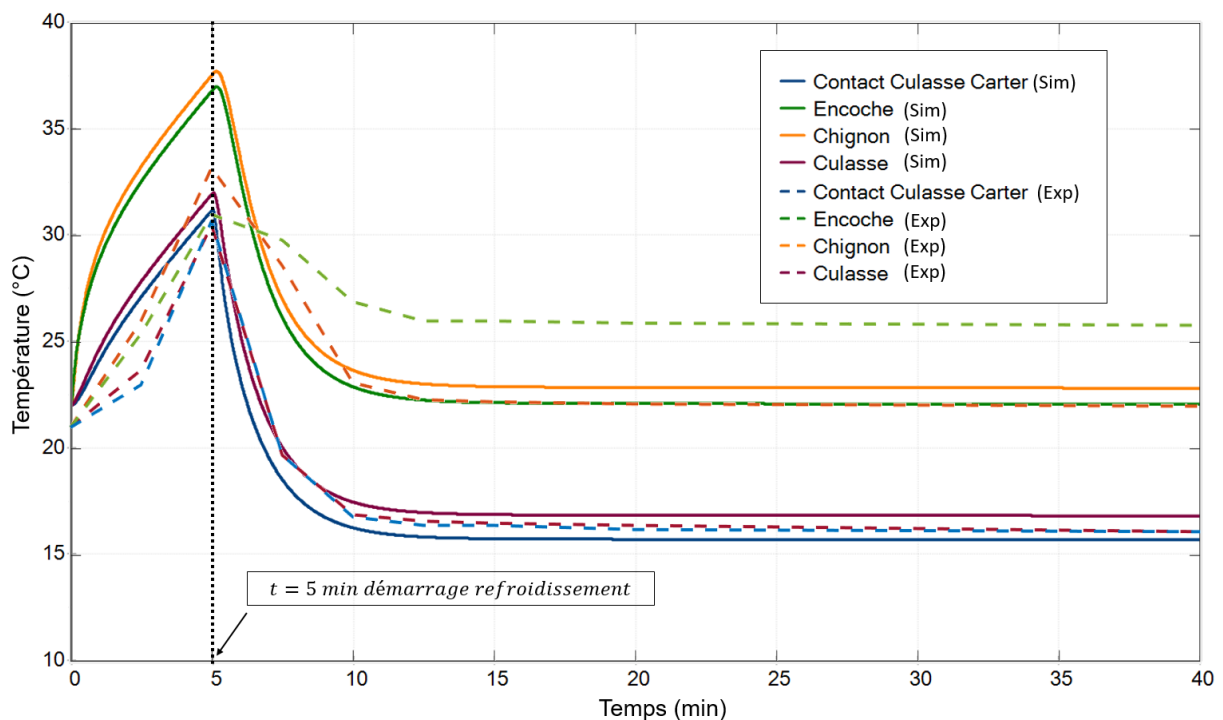


Figure 4.25 Comparaison de l'évolution des températures entre la simulation et l'expérience dans le cas d'une densité de courant de $10A/mm^2$ en simple triphasé et avec refroidissement de $10 L/min$

La Figure 4.26 montre les résultats obtenus en simulation ainsi qu'en expérience. Après ouverture du circuit de refroidissement, les températures aux bornes des points de mesures abordés décroissent rapidement et s'établissent au bout de 10 minutes au lieu de 5 minutes dans le cas d'un débit de $10 l/min$.

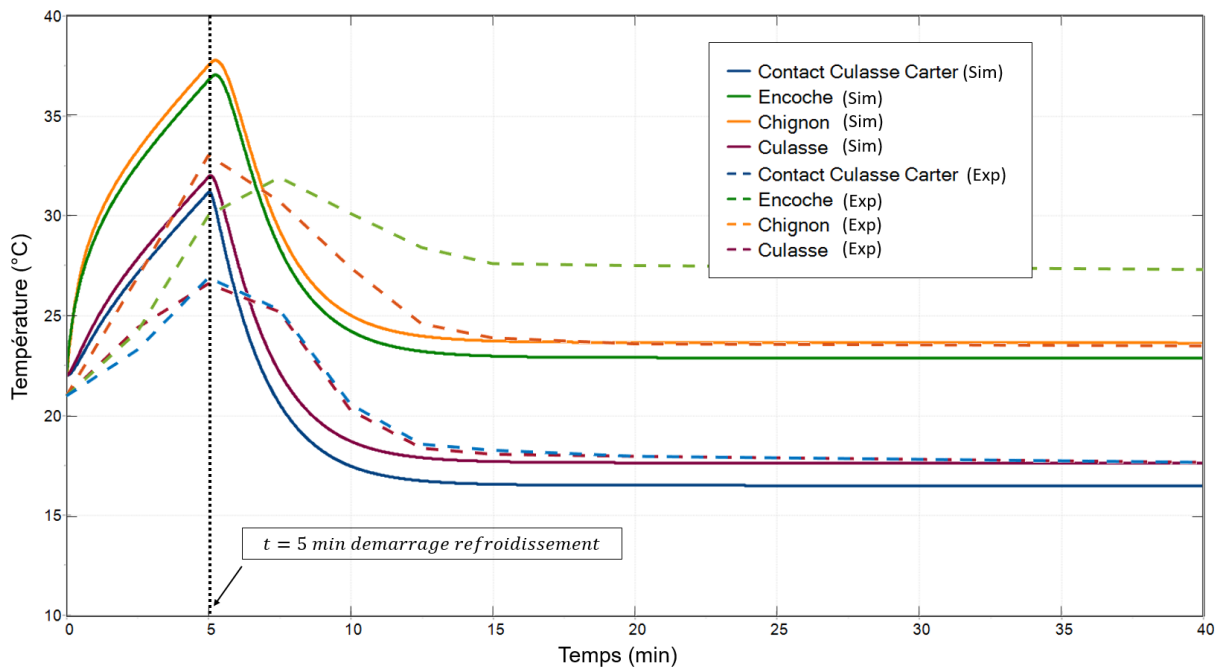


Figure 4.26 Comparaison de l'évolution des températures entre la simulation et l'expérience dans le cas d'une densité de courant de $10A/mm^2$ en simple triphasé et avec refroidissement de $3 L/min$

La température au niveau du contact culasse-carter se stabilise à $16^{\circ}C$, au niveau de la culasse à $17^{\circ}C$ et celle des têtes de bobines (chignon) à $24^{\circ}C$. Cela est validé aussi par expérience. Pour les encoches, la température maximale détectée en expérience est de $27^{\circ}C$ et plus grande que celle obtenue par simulation ($23^{\circ}C$). Ce même phénomène est apparu dans le cas d'un refroidissement de $10 l/min$.

Donc comme prévu, les températures pour un débit d'eau de $10 l/min$ sont inférieures à celles de $3 l/min$, et le temps de stabilisation de la température est plus court dans le cas de $10 l/min$. Cela est dû à une quantité de chaleur évacuée plus importante dans le cas d'un débit d'eau plus important. Comparés au cas sans refroidissement, les résultats obtenus ont montré l'efficacité du système de refroidissement utilisé. La température dans la machine refroidie s'est stabilisée au bout de quelques minutes, et a pu atteindre des valeurs satisfaisantes.

Ces résultats montrent que pour une densité de courant de $10 A/mm^2$, le comportement thermique de la machine refroidie n'est pas du tout contraignant. D'où la possibilité d'augmentation du courant dans la machine, et par suite l'augmentation de son couple massique nécessaire pour rendre la machine synchronoréductante assistée d'aimants, une machine performante pour les applications véhicules.

Dans l'ensemble des essais, les températures prévues calculées par le modèle nodal correspondent aux températures mesurées. Nous pouvons déduire que le modèle thermique reflète le comportement thermique réel du prototype. A ce stade, nous pouvons affirmer la disposition d'un prototype virtuel de la machine pouvant servir pour l'exploitation complète des performances désirées.

4.12 CONCLUSION

La partie thermique des travaux a pu être menée par simulation en utilisant le circuit nodal, et par expérimentation.

D'un point de vue expérimental, les deux principales innovations, conducteurs massifs et refroidissement à eau ont montré leur pertinence. L'augmentation du couple massique en régime permanent est important. En effet, une densité de courant de $10A/mm^2$ génère pour une alimentation en simple triphasé, une différence de température de $20^{\circ}C$ entre la source froide (eau perdue) et le point de température le plus élevé. On peut en déduire que, dans les conditions d'essais, les performances de la machine ne sont plus limitées par la thermique.

Parallèlement à la validation expérimentale, une simulation thermique a été menée. Cette simulation a été réalisée dans l'environnement MotorCAD et est basée sur une approche réseau thermique équivalent. Malgré la relative complexité de la machine, ces simulations ont donné des résultats très satisfaisants tant sur les performances en régime établi (écart $<7^{\circ}C$) qu'en régime transitoire.

Le modèle thermique développé peut être considéré comme pertinent pour évaluer les performances thermiques sur des cycles de fonctionnement complexes (type cycles normalisés de conduite).

Références

- [1] GRELLET G. PERTES DANS LES MACHINES TOURNANTES. TECHNIQUES DE L'INGENIEUR D. 1989 DEC;3450:10.
- [2] MAGNUSSEN F, SADARANGANI C. WINDING FACTORS AND JOULE LOSSES OF PERMANENT MAGNET MACHINES WITH CONCENTRATED WINDINGS. INIEEE INTERNATIONAL ELECTRIC MACHINES AND DRIVES CONFERENCE, 2003. IEMDC'03. 2003 JUN 1 (VOL. 1, PP. 333-339). IEEE.
- [3] SALMINEN P. FRACTIONAL SLOT PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTORS FOR LOW SPEED APPLICATIONS. PHD THESIS, LAPPEENRANTA UNIVERSITY OF TECHNOLOGY, 2004.
- [4] FODOREAN D, MIRAOUI A. DIMENSIONNEMENT RAPIDE DES MACHINES SYNCHRONES A AIMANTS PERMANENTS (MSAP). TECHNIQUES DE L'INGENIEUR - DIFFERENTS TYPES DE MACHINES ELECTRIQUES TOURNANTES, VOL. BASE DOCUMENTAIRE : TIB249DUO., NO. REF. ARTICLE : D3554, 2009.
- [5] PYRHONEN J, JOKINEN T, HRABOVCOVA V. DESIGN OF ROTATING ELECTRICAL MACHINES. JOHN WILEY & SONS; 2013 SEP 26.
- [6] DUCLUZAUX A. EXTRA LOSSES CAUSED IN HIGH CURRENT CONDUCTORS BY SKIN AND PROXIMITY EFFECTS. SCHNEIDER ELECTRIC" CAHIER TECHNIQUE. 1983 JAN(83).
- [7] POPESCU M, DORRELL DG. SKIN EFFECT AND PROXIMITY LOSSES IN HIGH SPEED BRUSHLESS PERMANENT MAGNET MOTORS. IN2013 IEEE ENERGY CONVERSION CONGRESS AND EXPOSITION 2013 SEP 15 (PP. 3520-3527). IEEE.
- [8] VOLPE G. ACCOUNTING FOR AC WINDING LOSSES IN THE ELECTRIC MACHINE DESIGN PROCESS. WHITE PAPER MOTOR DESIGN LTD. 2018.
- [9] CHEVALIER T. MODELISATION ET MESURE DES PERTES FER DANS LES MACHINES ELECTRIQUES, APPLICATION A LA MACHINE ASYNCHRONE (DOCTORAL DISSERTATION, INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE GRENOBLE-INPG). 1999.
- [10] MARINO A. CARACTERISATION ET MODELISATION DES PERTES MAGNETIQUES D'UNE MACHINE ASYNCHRONE INSTRUMENTEE FONCTIONNANT EN CHARGE (DOCTORAL DISSERTATION, GRENOBLE INPG). 2003.
- [11] KÜTTLER S. DIMENSIONNEMENT OPTIMAL DE MACHINES SYNCHRONES POUR DES APPLICATIONS DE VEHICULES HYBRIDES (DOCTORAL DISSERTATION, UNIVERSITE DE TECHNOLOGIE DE COMPIEGNE). 2013.
- [12] KRINGS A. IRON LOSSES IN ELECTRICAL MACHINES-INFLUENCE OF MATERIAL PROPERTIES, MANUFACTURING PROCESSES, AND INVERTER OPERATION (DOCTORAL DISSERTATION, KTH ROYAL INSTITUTE OF TECHNOLOGY). 2014.
- [13] ASSAAD B. CONTRIBUTION A LA PRISE EN COMPTE DES ASPECTS THERMIQUES DES MACHINES ELECTRIQUES DANS UN ENVIRONNEMENT MECATRONIQUE (DOCTORAL DISSERTATION, COMPIEGNE). 2015.
- [14] BERTOTTI G. GENERAL PROPERTIES OF POWER LOSSES IN SOFT FERROMAGNETIC MATERIALS. IEEE TRANSACTIONS ON MAGNETICS. 1988 JAN;24(1):621-30.
- [15] XUE S. MAXIMISING E-MACHINE EFFICIENCY WITH HAIRPIN WINDINGS. WHITE PAPER MOTOR DESIGN LTD. 2021.

- [16] JUERGENS J, FRICASSE A, MARENGO L, GRAGGER J, DE GENNARO M, PONICK B. . IN2016 XXII INTERNATIONAL CONFERENCE ON ELECTRICAL MACHINES (ICEM) 2016 SEP 4 (PP. 803-810). IEEE.
- [17] AN J, GEMEINDER Y, BINDER A. DOWNSIZING POSSIBILITIES OF A PM SYNCHRONOUS MOTOR FOR A HYBRID VEHICLE. E & I ELEKTROTECHNIK UND INFORMATIONSTECHNIK. 2019 APR;136(2):143-52.
- [18] YANG X, FATEMI A, NEHL T, HAO L, ZENG W, PARRISH S. COMPARATIVE STUDY OF THREE STATOR COOLING JACKETS FOR ELECTRIC MACHINE OF MILD HYBRID VEHICLE. IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS. 2020 DEC 23;57(2):1193-201.
- [19] FUJITA H, ITOH A, URANO T. NEWLY DEVELOPED MOTOR COOLING METHOD USING REFRIGERANT. WORLD ELECTRIC VEHICLE JOURNAL. 2019 JUN;10(2):38.
- [20] HUANG J, NAINI SS, MILLER R, RIZZO D, SEBECK K, SHURIN S, WAGNER J. A HYBRID ELECTRIC VEHICLE MOTOR COOLING SYSTEM—DESIGN, MODEL, AND CONTROL. IEEE TRANSACTIONS ON VEHICULAR TECHNOLOGY. 2019 FEB 28;68(5):4467-78.
- [21] DAVIN T, PELLE J, HARMAND S, YU R. EXPERIMENTAL STUDY OF OIL COOLING SYSTEMS FOR ELECTRIC MOTORS. APPLIED THERMAL ENGINEERING. 2015 JAN 22;75:1-3.
- [22] SOPARAT J, BENYAJATI CN. LIQUID COOLED INDUCTION MOTOR: COMPUTATIONAL DESIGN, HEAT TRANSFER ANALYSIS, PARAMETRIC STUDY, AND PERFORMANCE TESTING. SAE INTERNATIONAL JOURNAL OF ALTERNATIVE POWERTRAINS. 2013 MAY 1;2(1):1-6.
- [23] FARSANE K, DESEVAUX P, PANDAY PK. EXPERIMENTAL STUDY OF THE COOLING OF A CLOSED TYPE ELECTRIC MOTOR. APPLIED THERMAL ENGINEERING. 2000 OCT 1;20(14):1321-34.
- [24] WANG Y, HE H, WANG J, BAI B. RESEARCH OF NOVEL WATER COOLING JACKET FOR EXPLOSION-PROOF MOTOR. IN2013 INTERNATIONAL CONFERENCE ON ELECTRICAL MACHINES AND SYSTEMS (ICEMS) 2013 OCT 26 (PP. 691-694). IEEE.
- [25] CUIPING L, FENG C, XICHAO F, SHUKANG C. OPTIMIZATION DESIGN AND ANALYSIS OF COOLING SYSTEM USED FOR MINI ELECTRIC VEHICLE MOTOR. IN2014 17TH INTERNATIONAL CONFERENCE ON ELECTRICAL MACHINES AND SYSTEMS (ICEMS) 2014 OCT 22 (PP. 2413-2417). IEEE.
- [26] YE ZN, LUO WD, ZHANG WM, FENG ZX. SIMULATIVE ANALYSIS OF TRACTION MOTOR COOLING SYSTEM BASED ON CFD. IN2011 INTERNATIONAL CONFERENCE ON ELECTRIC INFORMATION AND CONTROL ENGINEERING 2011 APR 15 (PP. 746-749). IEEE.
- [27] REHMAN Z, SEONG K. THREE-D NUMERICAL THERMAL ANALYSIS OF ELECTRIC MOTOR WITH COOLING JACKET. ENERGIES. 2018 JAN;11(1):92.
- [28] MELLOR PH, ROBERTS D, TURNER DR. LUMPED PARAMETER THERMAL MODEL FOR ELECTRICAL MACHINES OF TEFC DESIGN. INIEEE PROCEEDINGS B (ELECTRIC POWER APPLICATIONS) 1991 SEP 1 (VOL. 138, NO. 5, PP. 205-218). IET DIGITAL LIBRARY.
- [29] KYLANDER G. THERMAL MODELLING OF SMALL CAGE INDUCTION MOTORS. PH.D. DISSERTATION, DEPT. ELECTR. MACH. POWER ELECTRON. CHALMERS TEKNISKA HOGSKOLA (SWEDEN); 1995.
- [30] J. SAARI, THERMAL ANALYSIS OF HIGH-SPEED INDUCTION MACHINES. PH.D. DISSERTATION, LAB. ELECTROMAGNET., HELSINKI UNIV. TECHNOL., HELSINKI, FINLAND, 1998

- [31] J. LINDSTRÖM, DEVELOPMENT OF AN EXPERIMENTAL PERMANENT-MAGNET MOTOR DRIVE. LICENTIATE THESIS, DEPT. ELECTR. POWER ENG., CHALMERS UNIV. TECHNOL., GÖTEBORG, SWEDEN, APR. 1999
- [32] KOLONDOZSKI Z, BELAHČEN A, ARKKIO A. COMPARATIVE THERMAL ANALYSIS OF DIFFERENT ROTOR TYPES FOR A HIGH-SPEED PERMANENT-MAGNET ELECTRICAL MACHINE. IET ELECTRIC POWER APPLICATIONS. 2009 JUL 1;3(4):279-88.
- [33]] ROYE D, PERRET R. DEFINITIONS DES REGLES DE MODELISATION THERMIQUE DES MACHINES ELECTRIQUES TOURNANTES. REVUE DE PHYSIQUE APPLIQUEE. 1985 MAR 1;20(3):191-202.
- [34] KACEM MH, TOUNSI S, NEJI R. THERMAL MODELLING OF ELECTRIC MACHINES. 2016.
- [35] RASID MA. CONTRIBUTION TO MULTI-PHYSICAL STUDIES OF SMALL SYNCHRONOUS-RELUCTANCE MACHINE FOR AUTOMOTIVE EQUIPMENT. SORBONNE UNIVERSITES. (DOCTORAL DISSERTATION, COMPIEGNE). 2016 FEB 11.
- [36] BOGLIETTI A, CAVAGNINO A, STATON DA. THERMAL ANALYSIS OF TEFC INDUCTION MOTORS. IN38TH IAS ANNUAL MEETING ON CONFERENCE RECORD OF THE INDUSTRY APPLICATIONS CONFERENCE, 2003. 2003 OCT 12 (VOL. 2, PP. 849-856). IEEE.
- [37] MEJUTO C, MUELLER M, STATON D, MEBARKI S, AL-KHAYAT N. THERMAL MODELLING OF TEFC ALTERNATORS. INIECON 2006-32ND ANNUAL CONFERENCE ON IEEE INDUSTRIAL ELECTRONICS 2006 NOV 6 (PP. 4813-4818). IEEE.
- [38] DORRELL DG, STATON DA, MCGILP MI. DESIGN OF BRUSHLESS PERMANENT MAGNET MOTORS-A COMBINED ELECTROMAGNETIC AND THERMAL APPROACH TO HIGH PERFORMANCE SPECIFICATION. INIECON 2006-32ND ANNUAL CONFERENCE ON IEEE INDUSTRIAL ELECTRONICS 2006 NOV 6 (PP. 4853-4858). IEEE.
- [39] CHIN YK, NORDLUND E, STATON A. THERMAL ANALYSIS-LUMPED-CIRCUIT MODEL AND FINITE ELEMENT ANALYSIS. INIPEC 2003: 6TH INTERNATIONAL POWER ENGINEERING CONFERENCE 2003 (PP. 952-957). NANYANG TECHNOLOGICAL UNIV.
- [40] JUNAK J, OMBACH G, STATON D. PERMANENT MAGNET DC MOTOR BRUSH TRANSIENT THERMAL ANALYSIS. INPROCEEDINGS OF THE 2008 INTERNATIONAL CONFERENCE ON ELECTRICAL MACHINES 2008 SEP 6 (PP. 978-1).
- [41] BOGLIETTI A, CAVAGNINO A, PASTORELLI M, STATON D, VAGATI A. THERMAL ANALYSIS OF INDUCTION AND SYNCHRONOUS RELUCTANCE MOTORS. IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS. 2006 JUN 5;42(3):675-80.

CONCLUSION ET PERSPECTIVES

Les travaux présentés dans cette thèse correspondent à une contribution au choix d'un type de machine électrique dans le cas d'une application de motorisation hybride à faible coût pour véhicule individuel. La recherche de ce faible coût impose l'utilisation de machine sans aimant terres rares et de volume réduit. En effet, les machines à aimants permanents terres rares sont toujours largement utilisées puisqu'elles présentent les meilleures performances, mais le fait qu'elles intègrent des terres rares les désavantage. Le prix de cette matière première est d'une part élevé et d'autre part très fluctuant dans le temps pour qu'on puisse s'en accommoder.

Après une étude de l'état de l'art et des solutions existantes des machines pouvant challenger les machines à aimants permanents, il a été décidé d'orienter l'étude vers une machine synchronreluctante. Les performances intrinsèques de ce type de machine étant inférieures à celles des machines à aimants permanents terres rares, il devient nécessaire de porter la puissance massique et le couple massique au niveau le plus élevé possible. L'augmentation de la puissance massique a été obtenue par la recherche d'une vitesse de rotation élevée et l'augmentation du couple massique a été obtenu par la recherche d'une densité de courant importante.

Le dimensionnement optimal de la machine synchronreluctante impose donc le développement de modèles dans trois domaines : la conversion de l'énergie, la mécanique (tenue du rotor à grande vitesse) et la thermique (recherche de densités de courant élevées). Chacun de ces domaines a fait l'objet d'un chapitre spécifique.

En outre, la réalisation d'un prototype a permis d'évaluer la pertinence des modèles en comparant leurs résultats à des mesures expérimentales.

Sur la partie électromagnétique, l'analyse bibliographique a permis de montrer que les machines synchronreluctantes simples présentent des performances insuffisantes pour l'application envisagée. Vu que, dans les machines synchronreluctantes, la géométrie du rotor et les matériaux utilisés affectent directement le couple maximal développé par la machine, les travaux ont porté alors sur deux types « améliorés » de machines synchronreluctante:

- Machine synchronreluctante assistée d'aimants ferrites.
- Machine synchronreluctante réalisée avec un rotor constitué d'un matériau « Dual phase ».

Avant de procéder à la comparaison des deux machines, nous avons étudié les modes de fonctionnement des machines synchronreluctantes et leurs limites de ce fonctionnement et nous avons fait le choix d'utiliser un modèle hybride pour la modélisation et la commande des machines synchronreluctantes : calcul des flux par éléments finis et toutes les autres grandeurs par les équations analytiques des machines synchrones (Park).

La comparaison des deux machines envisagées a permis de montrer, que même en considérant une démagnétisation « parfaite » des ponts magnétiques, les performances de la machine Dual phase étaient inférieures, particulièrement à grande vitesse à celles de la machine assistée. Les travaux se sont donc orientés vers la machine assistée.

L'ajout de ferrites au rotor associé à la nécessité de réduire l'épaisseur des ponts magnétiques, a conduit à une étude mécanique permettant de garantir l'intégrité du rotor à grande vitesse.

Sur la partie mécanique, le but était de pouvoir augmenter la vitesse de rotation afin d'augmenter la puissance massique de la machine. L'analyse du comportement mécanique de la machine synchronreluctante assistée d'aimants a montré que les limites élastiques des matériaux peuvent facilement être atteintes. Pour cela, deux types de modèles (un semi analytique et un purement analytique) de calcul des contraintes mécaniques maximales dans les régions les plus critiques du rotor, ont été proposés. Les deux modèles basés sur la théorie des poutres, ont conduit à des résultats satisfaisants. Le modèle purement analytique prend en considération plus de paramètres, et a conduit à des erreurs inférieures lors de la comparaison des contraintes mécaniques dans les zones critiques du rotor. Une validation expérimentale, sur la machine de traction jusqu'à rupture de l'échantillon, a permis de valider les hypothèses prises pour le modèle analytique, et confirme les résultats obtenus par éléments finis.

Sur la partie thermique, le but était de pouvoir augmenter la densité de courant afin d'augmenter le couple massique de la machine. Nous avons présenté les choix des innovations qui ont été faites visant à construire l'environnement thermique qui nous a permis d'atteindre notre objectif : conducteurs à épingle et refroidissement par circulation de fluide. En terme de modèle, il a été fait le choix d'une modélisation par schéma à constantes localisées. Une validation expérimentale a permis de confirmer que les choix de conception autorisaient des densités de courant très élevées conduisant ainsi à de forts couples massiques transitoires.

En conclusion, les travaux entrepris ont proposé trois modèles correspondant aux trois domaines de la physique intervenant dans le domaine de dimensionnement des machines électriques : conversion d'énergie, mécanique et thermique. Les modèles, semi analytiques ou purement analytiques ont été validés par des essais spécifiques et peuvent ainsi être considérés comme « jumeaux numériques » de la machine prototype et donc être utilisés dans de nouveaux dimensionnements de machines synchronreluctantes dédiées à la propulsion de véhicules électriques.

Au cours de ces travaux, nous avons développé trois modèles nécessaires à la conception de machines synchronreluctantes. Ils ont été conçus pour être rapides et suffisamment précis.

Afin de compléter ce travail, plusieurs perspectives nous paraissent intéressantes :

- Entrevoir de nouvelles réalisations de machines Dual phase car elles permettent naturellement de garantir l'intégrité mécanique du rotor.
- Evaluer le comportement thermique de la machine sur des cycles de fonctionnement complexes (type cycles normalisés de conduite).
- Coupler les trois modèles développés dans un processus d'optimisation sur un autre cahier des charges correspondant à d'autres cas d'application du type « fort taux d'hybridation » ou « électrique pur ». En effet, la structure économique des machines synchronreluctantes peut contribuer à rendre plus accessible et donc augmenter la diffusion de ce type de motorisation.

ANNEXES

ANNEXE A : CALCUL DES PERTES MECANIQUES

Il existe deux types de pertes mécaniques dans les machines électriques : les pertes par frottement (paliers-roulements) et les pertes avec de l'air dans la machine. Ces dernières sont appelées pertes aérodynamiques (windage en anglais).

$$p_m = p_{frot} + p_{wind}$$

1. Pertes par frottement p_{frot}

Les pertes par frottement sont proportionnelles à la vitesse de rotation et sont modélisées par l'équation suivante :

$$p_{frot} = p_{frot0} \times \frac{n}{n_0}$$

2. Pertes aérodynamiques p_{wind}

Les pertes windage sont proportionnelles au carré de la vitesse de rotation et sont modélisées par l'équation suivante :

$$p_{wind} = p_{wind0} \times \left(\frac{n}{n_0}\right)^2$$

→ n Vitesse de rotation pour laquelle on calcul les pertes mécaniques

→ n_0 Vitesse de rotation de référence pour laquelle on définit des pertes de références p_{frot0} et p_{wind0}

→ p_{frot0} Perte par frottement à la vitesse de référence n_0

→ p_{wind0} Perte aérodynamiques à la vitesse de référence n_0

ANNEXE B : METHODE D'ANNEAU EQUIVALENT

Dans la méthode d'anneau équivalent, la partie active du rotor est transformée en un anneau équivalent de masse volumique équivalente ρ_{eq} , afin de trouver les contraintes dans les ponts d'entrefer. La contrainte sur l'anneau équivalent à une vitesse de rotation spécifique est déterminée par l'équation suivante :

$$\sigma_{eq} = R_{eq}^2 \times \Omega^2 \times \rho_{eq}$$

La masse volumique équivalente de l'anneau équivalent est présentée dans l'équation suivante :

$$\rho_{eq} = \frac{R_m \rho_m A_m + R_{Fe} \rho_{Fe} A_{Fe}}{2R_{eq} A_{eq}}$$

σ_{eq} : contrainte sur l'anneau équivalent

ρ_{eq} : masse volumique équivalente

ρ_m : masse volumique des ferrites (aimants)

ρ_{Fe} : masse volumique du fer

A_m : section des aimants

A_{Fe} : section du fer

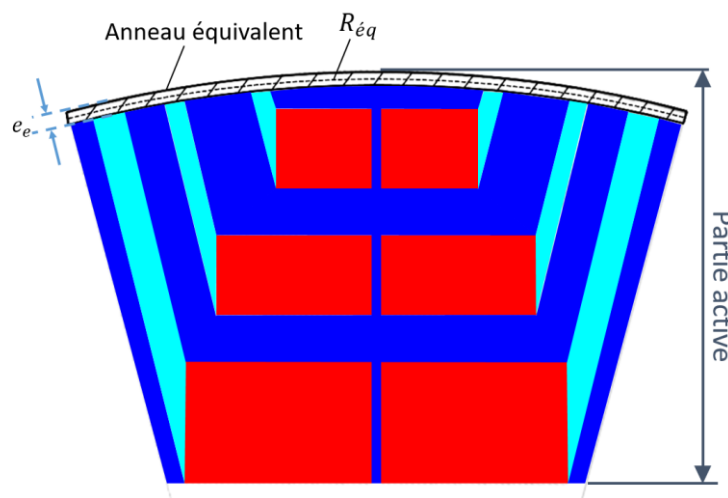
A_{eq} : aire de l'anneau équivalent

R_m : position du centre de gravité des aimants

R_{Fe} : position du centre de gravité de la partie fer

R_{eq} : rayon de l'anneau équivalent d'épaisseur égale à l'épaisseur e_e du pont d'entrefer

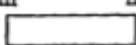
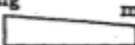


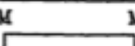
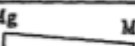

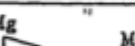
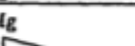

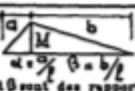



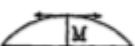


Ω : vitesse de rotation



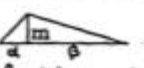

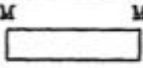
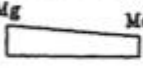
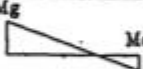
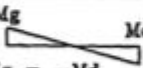


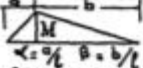
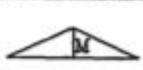


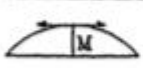
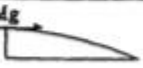



Modèle d'anneau équivalent

ANNEXE C : CALCUL DES INTEGRALES DES MOMENTS DE FLEXION

Les tableaux présentés ci-dessous permettent d'évaluer les intégrales des moments de flexion pour certains cas de charges extérieures.

Introduire M et m avec leur SIGNE				
	$M.m$	$1/2 M(mg+md)$	$1/2 M(mg+md)$	0
	$1/2 m(Mg+Md)$	$1/6(2Mgmg+Mgmd+Mdmg+2Mdmd)$	$1/6(2Mgmg+Mgmd+Mdmg+2Mdmd)$	$1/6 mg(Mg-Md)$
	$1/2 m(Mg+Md)$	$1/6(2Mgmg+Mgmd+Mdmg+2Mdmd)$	$1/6(2Mgmg+Mgmd+Mdmg+2Mdmd)$	$1/6 mg(Mg-Md)$
 $Mg = -Md$	0	$1/6 Mg(mg-md)$	$1/6 Mg(mg-md)$	$1/3 Mgmg$
	$1/2 Mgm$	$1/6 Mg(2mg+md)$	$1/6 Mg(2mg+md)$	$1/6 Mgmg$
	$1/2 Mdm$	$1/6 Md(mg+2md)$	$1/6 Md(mg+2md)$	$-1/6 Mdmg$
 $\alpha = \frac{a}{m}$, $\beta = \frac{b}{m}$ et et β sont des rapports	$1/2 Mm$	$1/6 M[mg(1+\beta) + md(1+\alpha)]$	$1/6 M[mg(1+\beta) + md(1+\alpha)]$	$1/6 Mmg(1-2\alpha)$
	$1/2 Mm$	$1/4 M(mg+md)$	$1/4 M(mg+md)$	0
	$1/3 Mgm$	$1/12 Mg(3mg+md)$	$1/12 Mg(3mg+md)$	$1/6 Mgmg$
	$1/3 Mdm$	$1/12 Md(mg+3md)$	$1/12 Md(mg+3md)$	$1/6 Mdmd$
	$2/3 Mm$	$1/3 M(mg+md)$	$1/3 M(mg+md)$	0
	$2/3 Mgm$	$1/12 Mg(5mg+3md)$	$1/12 Mg(5mg+3md)$	$1/6 Mgmg$
	$2/3 Mdm$	$1/12 Md(3mg+5md)$	$1/12 Md(3mg+5md)$	$-1/6 Mdmg$

Introduire M et m avec leur SIGNE			 <small>alpha et beta sont des rapports</small>	
	$1/2 Mmg$	$1/2 Mmd$	$1/2 Mm$	$1/2 Mm$
	$1/6 mg(2Mg+Md)$	$1/6 md(Mg+2Md)$	$1/6 m[Mg(1+\beta) + Md((1+\alpha))]$	$1/4 m(Mg+Md)$
	$1/6 mg(2Mg+Md)$	$1/6 md(Mg+2Md)$	$1/6 m[Mg(1+\beta) + Md((1+\alpha))]$	$1/4 m(Mg+Md)$
 $Mg = -Md$	$1/6 Mgmg$	$-1/6 Mgmd$	$1/6 Mgm(1-2\alpha)$	0
	$1/3 Mgmg$	$1/6 Mgmd$	$1/6 Mgm(1+\beta)$	$1/4 Mgm$
	$1/6 Mdmg$	$1/3 Mdmd$	$1/6 Mdm(1+\alpha)$	$1/4 Mdm$
 <small>alpha et beta sont des rapports</small>	$1/6 Mmg(1+\beta)$	$1/6 Mmd(1+\alpha)$	$1/3 Mm$	$1/12 Mm(3-4\alpha^2)/\beta$ valable pour $\alpha < \beta$
	$1/4 Mmg$	$1/4 Mmd$	$1/12 Mm(3-4\alpha^2)/\beta$ valable pour $\alpha < \beta$	$1/3 Mm$
	$1/4 Mgmg$	$1/4 Mdmd$	$1/12 Mdm(1+\beta+\beta^2)$	$7/48 Mgm$
	$1/12 Mdmg$	$1/4 Mdmd$	$1/12 Mdm(1+\alpha+\alpha^2)$	$7/48 Mdm$
	$1/3 Mmg$	$1/3 Mmd$	$1/3 Mm(1+\alpha\beta)$	$5/12 Mm$
	$5/12 Mgmg$	$1/4 Mgmd$	$1/12 Mgm(5-\alpha-\alpha^2)$	$17/48 Mgm$
	$1/4 Mdm$	$5/12 Mdmd$	$1/12 Mdm(5-\beta-\beta^2)$	$17/12 Mdm$

Introduire M et m avec leur SIGNE					
	$1/3 Mmg$	$1/3 Mmd$	$2/3 Mm$	$2/3 Mmg$	$2/3 Mmd$
	$1/12 mg(3Mg+Md)$	$1/12 md(3Md+Mg)$	$1/3 m(Mg+Md)$	$1/12 mg(5Mg+3Md)$	$1/12 md(3Md+5Mg)$
	$1/12 mg(3Mg+Md)$	$1/12 md(3Md+Mg)$	$1/3 m(Mg+Md)$	$1/12 mg(5Mg+3Md)$	$1/12 md(3Md+5Mg)$
	$1/6 Mgmg$	$1/6 Mdmd$	0	$1/6 Mgmg$	$1/6 Mdmd$
	$1/4 Mgmg$	$1/12 Mgmd$	$1/3 Mgm$	$5/12 Mgmg$	$1/4 Mgmd$
	$1/12 Mdmg$	$1/4 Mdmd$	$1/3 Mdm$	$1/4 Mdmg$	$5/12 Mdmd$
	$1/12 Mmg(1+\beta+\beta^2)$	$1/12 Mmd(1+\alpha+\alpha^2)$	$1/3 Mm(1+\alpha\beta)$	$1/12 Mmg(5-\alpha-\alpha^2)$	$1/12 Mmd(5-\beta-\beta^2)$
	$7/48 Mmg$	$7/48 Mmd$	$5/12 Mm$	$17/48 Mmg$	$17/48 Mmd$
	$1/5 Mgm$	$1/30 Mgmd$	$1/5 Mgm$	$3/10 Mgmg$	$2/15 Mgmd$
	$1/30 Mdmg$	$1/5 Mdmd$	$1/5 Mdm$	$2/15 Mdmg$	$3/10 Mdmd$
	$1/5 Mmg$	$1/5 Mmd$	$8/15 Mm$	$7/15 Mmg$	$7/15 Mmd$
	$3/10 Mgm$	$2/15 Mgmd$	$7/15 Mgm$	$8/15 Mgmg$	$11/30 Mgmd$
	$2/15 Mdmg$	$3/10 Mdmd$	$7/15 Mdm$	$11/30 Mdmg$	$8/15 Mdmd$

