



HAL
open science

Conception et optimisation des machines synchrones à aimants permanents à haute vitesse dédiées aux véhicules électriques hybrides.

Hibatallah Bouker

► **To cite this version:**

Hibatallah Bouker. Conception et optimisation des machines synchrones à aimants permanents à haute vitesse dédiées aux véhicules électriques hybrides.. Energie électrique. Université Paris Saclay (COmUE), 2016. Français. NNT : 2016SACLN064 . tel-01450394

HAL Id: tel-01450394

<https://theses.hal.science/tel-01450394v1>

Submitted on 31 Jan 2017

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.

NNT : 2016SACLN064

THESE DE DOCTORAT
DE
L'UNIVERSITE PARIS-SACLAY
PREPAREE A
L'ECOLE NORMALE SUPERIEURE DE CACHAN

ÉCOLE DOCTORALE N°575

Electrical, optical, bio-physics and engineering (Physique et ingénierie :
Electrons, Photons, Sciences du vivant)

Spécialité de doctorat : Génie électrique

Par

Mme Hibatallah BOUKER

Conception et optimisation des machines synchrones à aimants permanents à
haute vitesse dédiées aux véhicules électriques/ hybrides

Soutenue le 15 novembre 2016 à l'ENS de Cachan

Composition du Jury :

Mohamed Elhadi Zaim	Professeur, Université de Nantes	Président du Jury
Frédéric Gillon	Maître de conférences-HDR, Ecole Centrale de Lille	Rapporteur
Farid Meibody-Tabar	Professeur, Université de Lorraine	Rapporteur
Jean Claude Vannier	Professeur, CentraleSupélec	Examinateur
Hamid Ben Ahmed	Maître de conférences- HDR, ENS Rennes	Directeur de thèse
Lionel Vido	Maître de conférences, Université de Cergy Pontoise	Encadrant

Remerciements

Je tiens tout d'abord à remercier M. Pascal LARZABAL de m'avoir accepté d'intégrer le laboratoire Satie où j'ai réalisé mes travaux de thèse. Cette thèse s'est inscrite dans le cadre d'un projet ANR intitulée e-Meca (électromécanique embarqué à compacité améliorée) qui a rassemblé six partenaires dont trois laboratoires (DynFluid, Tempo et Satie) et trois industriels (SKF, IFPen et Valeo). Je tiens donc à remercier tous les collaborateurs qui ont contribué de loin ou de près à mener à bien ce projet. Je souhaite plus particulièrement remercier M. El Hadj MILIANI pour ses conseils, sa disponibilité avec toujours sa bonne humeur pour soutenir activement les travaux menés pour cette étude. Je remercie également M. Philippe FARAH et M. Jean Claude MIPO pour la qualité de gestion et de suivi assurée tout le long de ce projet à travers les réunions plénières et les points d'avancement au sein de l'entreprise Valeo.

Je souhaite ensuite adresser mes sincères remerciements à l'ensemble des membres de mon jury : M Frédéric GILLON et M. Farid MEIBODY-TABAR qui ont accepté d'être les rapporteurs de ma thèse, M. Jean Claude VANNIER qui m'a honoré en tant que examinateur et M. El Hadi ZAIM qui a accepté de présider le jury de thèse.

Je tiens à exprimer tout particulièrement ma reconnaissance à mon directeur de thèse M. Hamid BEN AHMED, maître de conférence –HDR à l'ENS de Rennes, pour m'avoir accordé la chance d'intégrer l'équipe Systèmes d'Energies pour les Transports et l'Environnement (SETE). Je le remercie également pour sa confiance, son esprit de synergie ainsi que pour toutes ces précieuses directives qui m'ont orientées dans mes réflexions afin d'accroître l'efficacité du travail. Je tiens également à remercier mon encadrant M. Lionel VIDO, Maître de Conférences à l'Université de Cergy Pontoise pour ses réponses et ses conseils qu'il a su m'apporter lors de nos discussions tout au long de ces années de travail et qu'il m'a transmis la passion pour les machines électriques ainsi que la rigueur dans le travail. Je souhaite faire part de toute ma gratitude à M. Mohamed GABSI et M. Sami HLIOUI pour leur soutien scientifique.

Je veux maintenant remercier toute l'équipe administrative Sophie, Béatrice, Aurore et Dominique qui m'ont beaucoup aidé dans mes aventures administratives. Toutes mes sincères gratitudes à mes collègues avec qui une véritable amitié s'est établie : Lilia, Emna, Oussama, Benjamin, Alex, Murielle, Dhouha, Julien, Nidhal et Kien pour tous les moments de partage scientifique et ludique. Je tiens à remercier particulièrement Salim et Omar pour leur soutien tout au long de la préparation de la soutenance.

Je finirai avec l'expression de mes remerciements les plus distinguées à mes chers parents et mes sœurs qui ont cru en moi et m'ont toujours soutenu dans les moments les plus durs et qui étaient toujours présents dans les moments les plus joyeux. Un grand merci à Ahmed pour m'avoir encouragé et supporté toutes ces années. Une pensée à tous mes amis en France et en Tunisie qui avaient une contribution inestimable Amani, Ayoub, Hamza et Najib.

Table des matières

Introduction générale	7
Chapitre I : Problématique de la haute vitesse	11
1.1 Introduction	11
1.2 Notion et Intérêt des machines rapides.....	12
1.3 Machines envisageables	12
1.3.1 Machine asynchrone	13
1.3.2 Machine à reluctance variable	14
1.3.3 Machine à aimants permanents.....	15
1.3.4 Machine homopolaire	17
1.4 Synthèse des différentes machines	17
1.5 Limitations et contraintes de la haute vitesse	21
1.5.1 Tenue mécanique	21
1.5.2 Tenue thermique	24
1.5.3 Contraintes technologiques.....	26
1.5.4 Performances limites.....	28
1.6 Notions de dimensionnement optimal	30
1.6.1 Optimisation du dimensionnement.....	30
1.6.2 Les algorithmes d'optimisation	32
1.7 Conclusion	35
1.8 Objectifs – Verrous de la thèse.....	35
Chapitre II : Contribution au dimensionnement optimal de machines synchrones à aimants....	37
2.1 Introduction	37
2.2 Choix des topologies	38
2.3 Modélisation simplifiée de la machine.....	39
2.3.1 Analyse électromagnétique.....	40
2.3.2 Analyse des pertes	48
2.3.3 Autres modèles	55
2.4 Méthodologie du dimensionnement optimal : 1 ^{er} Dimensionnement.....	56
2.4.1 Calcul des dimensions statoriques	56
2.4.2 Calcul des dimensions rotoriques	57
2.5 Méthodologie de comparaison.....	61
2.5.1 Problème d'optimisation bi-objectif.....	62

2.5.2	Résultats d'optimisation	65
2.6	Bilan.....	69
2.7	Machine à aimants en V et à bobinages dentaires	70
2.7.1	Introduction.....	70
2.7.2	Simulation et validation par EF	71
2.8	Machine à aimant en V et à bobinages à épingles.....	73
2.8.1	Aimants en bas.....	73
2.8.2	Aimants en haut	77
2.9	Conclusion :.....	87
Chapitre III	Modélisation fine de la machine retenue.....	89
3.1	Introduction	89
3.2	Modélisation mécanique.....	90
3.2.1	Introduction.....	90
3.2.2	Hypothèse d'étude	91
3.2.3	Expression de la contrainte d'un anneau circulaire	92
3.2.4	Expression de la contrainte pour notre rotor à aimants	93
3.2.5	Validation du modèle analytique	94
3.2.6	Exemple de validation sur une autre topologie du rotor.....	99
3.2.7	Conclusion sur la modélisation mécanique	101
3.3	Modélisation électromagnétique par schéma réductant	102
3.3.1	Présentation du problème.....	102
3.3.2	Méthode de résolution du système.....	103
3.3.3	Validation par EF.....	107
3.3.4	Conclusion sur le modèle magnétostatique	113
3.4	Courant du court-circuit.....	115
3.4.1	Introduction.....	115
3.4.2	Modèle de Park avec prise en compte des pertes Joules.....	115
3.4.3	Modèle non linéaire avec la méthode de Newton Raphson.....	117
3.4.4	Conclusion sur le modèle du calcul de courant de court circuit.....	120
3.5	Limite de désaimantation.....	120
3.6	Type de la commande : en Courant ou en Tension	122
3.6.1	Positionnement du problème	122
3.6.2	Commande en courant sinus	123
3.6.3	Commande en créneau de tension	123
3.6.4	Conclusion sur la commande.....	125
3.7	Modélisation des pertes onduleur.....	127

3.7.1	Introduction.....	127
3.7.2	Pertes par conduction.....	127
3.7.3	Pertes par commutation	129
3.7.4	Elaboration des modèles en fonction du courant calibre des interrupteurs 131	
3.8	Modélisation fine des pertes électromagnétiques.....	134
3.8.1	Pertes Joules avec pertes supplémentaires.....	134
3.8.2	Caractérisation des coefficients des pertes fer.....	135
3.8.3	Conclusion sur le calcul des pertes.....	136
3.9	Modélisation thermique.....	137
3.9.1	Introduction.....	137
3.9.2	Modèle nodal de la machine étudiée.....	137
3.9.3	Comparaison d'un exemple d'application avec les éléments finis.....	144
3.9.4	Conclusion sur le modèle thermique	146
3.10	Bilan.....	147
Chapitre IV : Optimisation multi-physique de la machine à aimants en V à épingles		149
4.1	Introduction	149
4.2	Formalisation du problème d'optimisation.....	150
4.2.1	Présentation des fonctions objectifs.....	150
4.2.2	Présentation des variables d'optimisation.....	150
4.2.3	Présentation des contraintes d'optimisation	151
4.3	Plan de la plateforme d'optimisation.....	151
4.4	Résultats et analyses	152
4.5	Conclusion sur le dimensionnement optimal.....	158
Conclusion Générale et Perspectives		161
Références		165
Annexes		173
A	: Méthodologie de dimensionnement de la première machine.....	173
B	: Caractéristiques de la machine à aimants en haut à épingles	177
C	: Caractéristiques de la machine dimensionnée à 60ktr/min.....	179

Introduction générale

Soucieuse de proposer des solutions de mobilité innovantes et plus respectueuses de l'environnement, l'industrie automobile se mobilise de plus en plus afin de trouver des solutions à l'échelle mondiale qui agissent pour le climat. En 2015, c'est autour de la COP21 à Paris que les nations sont unies sur les changements climatiques. C'est une échéance cruciale puisqu'elle doit aboutir à un nouvel accord international sur le climat, applicable à tous, afin de maintenir le réchauffement climatique en-deçà de 2°C. La première conférence mondiale sur le climat remonte à 1979. A cette occasion les négociations climatiques internationales ont affirmé l'existence d'un dérèglement climatique et elles ont confirmé la responsabilité humaine dans ce phénomène. Depuis cette reconnaissance, l'objectif était de stabiliser les concentrations atmosphériques de gaz à effet de serre à un niveau qui empêche toute perturbation humaine dangereuse du système climatique. Des solutions ont été ainsi mises en lumière permettant de limiter les émissions de gaz à effet de serre, parmi lesquelles, la promotion du véhicule électrique, qui était bien présente tout au long de ces diverses manifestations.

Outre la question du réchauffement climatique, un vrai problème s'installe, celui de l'épuisement de l'énergie fossile. Rien qu'à l'échelle européenne, un marché d'automobile toujours en croissance ; d'environ 12 millions de véhicules neufs par an, dominé à plus de 99 % par des véhicules à moteur thermique. De ce fait, ces 12 millions de véhicules, vont consommer du pétrole au moins jusqu'en 2030. Pour assurer cette consommation, 60 millions de barils de pétrole par an devront être mis à disposition [112]. Face à cette alerte, seuls les constructeurs automobiles, auraient l'opportunité de se réinventer en exploitant les potentiels humains et technologiques considérables de ces nouvelles filières industrielles : l'automobile propre 100% électrique en considérant une origine renouvelable de la production de l'électricité.

Le progrès en électronique de puissance et de lois de commande depuis plusieurs décennies a permis de conquérir le pilotage des machines électriques. Concernant ces machines, la veille technologique des paliers magnétiques et des roulements à haute vitesse contribuent à l'essor des machines rapides. Par le développement des outils numériques de simulation, la modélisation des différents phénomènes s'avèrent de plus en plus précise.

Cette thèse s'inscrit dans le cadre d'un projet ANR (Agence Nationale de la recherche) intitulé e-MECA (electro-Mécanique Embarquée à Compacité Améliorée) dont l'objectif principal est de rechercher des machines innovantes ultra-compactes et à hautes vitesses dédiées aux systèmes électro-mécaniques embarquées. Ce projet est piloté par la société Valeo en collaboration avec deux autres industriels : IFP-Energies Nouvelles et SKF ainsi que trois laboratoires (Satie, Dynfluid et Tempo). Le Satie assume la coordination scientifique des laboratoires tandis que Valeo est garante de la cohérence des choix technologiques en vue de leur application industrielle.

Ces travaux sont particulièrement dédiés aux machines de type moteur-générateur d'une puissance de 8kW à 12kW pour les véhicules mild et full hybrides. Le cahier des charges a été modifié à plusieurs reprises dans le but de répondre aux exigences techniques qui rendent cette dernière plus concurrente. Elle doit en effet, assurer un fort couple de démarrage pendant les deux premières secondes, fonctionner ensuite aussi bien en mode moteur qu'en mode générateur tout en assurant une puissance mécanique/électrique constante sur la large plage de vitesse (Figure 1-1). Dans l'objectif de déceler de meilleures performances, nous proposons non seulement d'augmenter la vitesse de rotation jusqu'au 50ktr/min mais aussi d'optimiser la vitesse de base. Nous tenons à préciser que le premier cahier des charges considère seulement le mode moteur. L'axe principal consiste alors à augmenter la fréquence de conversion (et donc la vitesse de rotation et/ou le nombre de paires de pôles) afin de diminuer l'encombrement de la machine. Ainsi, ceci conduit à s'interroger sur le choix de matériaux les mieux adaptées aux vitesses/fréquences élevées. Un tel cadre d'entraînement nécessite une étude spécifique des performances de la machine, il est indispensable de bien connaître son fonctionnement ainsi que les contraintes particulièrement générées.

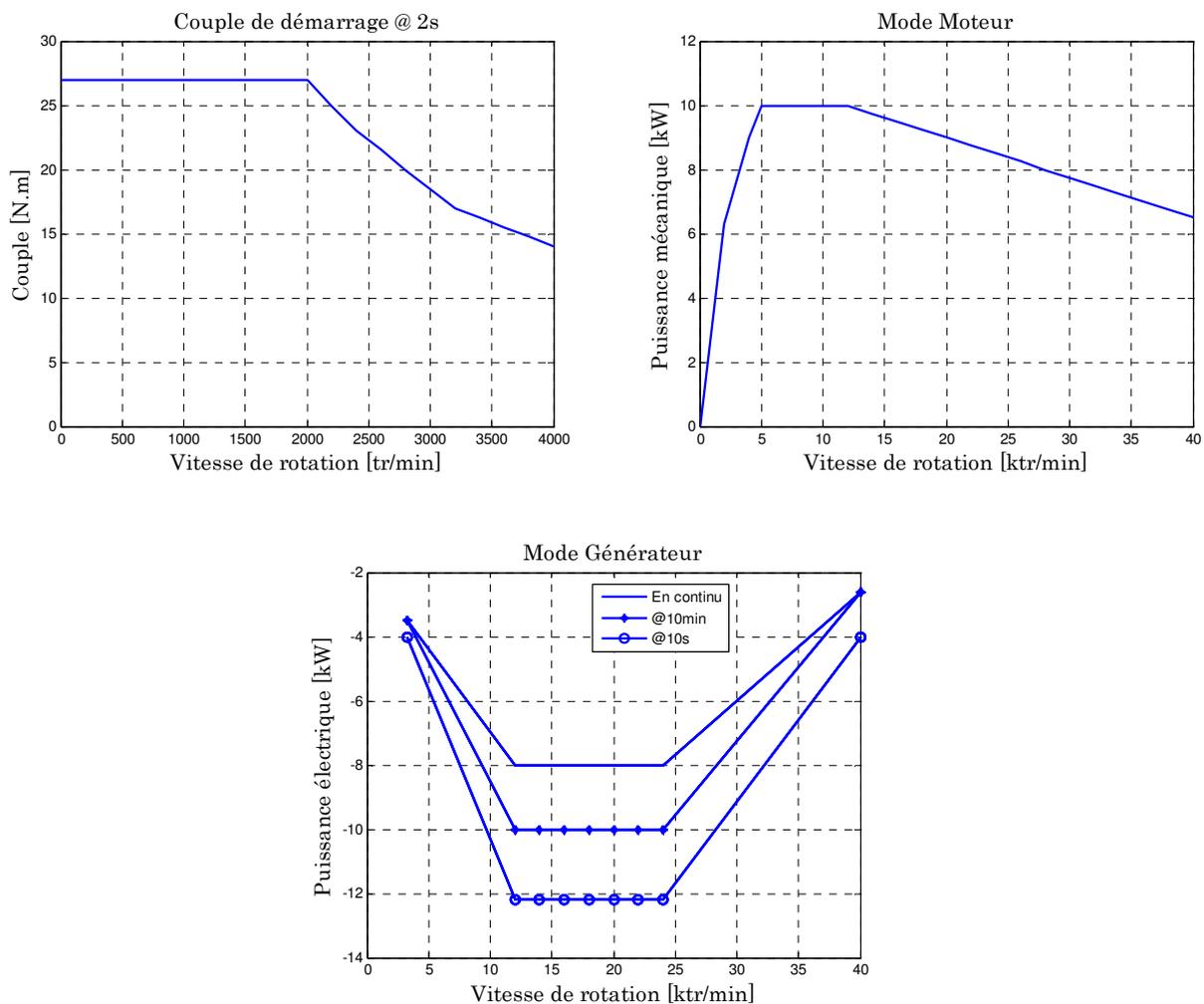


Figure 1-1 : Exposé de différents modes de fonctionnement de la machine imposé par le cahier des charges Valeo.

Au-delà de la question sur l'aspect structurel de la machine, se pose la réflexion sur le convertisseur de puissance. En effet, à haute vitesse, la fréquence de découpage de l'onduleur peut être proche de celle du fondamental. De ce fait, les formes d'ondes de courant ne sont plus idéalement contrôlées ce qui, par conséquent, affecte les harmoniques du courant d'où les pertes et les niveaux de températures dans le système machine-convertisseur. De plus, les modules de ces harmoniques peuvent atteindre des valeurs assez élevées dont le bus DC ne pourrait pas fournir. La machine subit des pertes aérodynamiques importantes et des contraintes thermiques et mécaniques considérables. L'onduleur est le lieu également des pertes marquées lors de la commutation à des fréquences élevées par exemple. Ainsi, une étape nécessaire s'impose afin de prendre en considération ces contraintes en développant une plateforme de modélisation multiphysique dont l'objectif principal est de concevoir des outils, de modèles et de méthodes qui permettront d'atteindre les performances exigées.

Ce manuscrit s'articule autour de la présente introduction, de quatre chapitres correspondant au corps de ces travaux de recherche et d'une conclusion générale.

Le premier chapitre est dédié à l'élaboration d'un état de l'art sur les différentes particularités de l'entraînement à hautes vitesses, en particulier, les contraintes déployées pour ce type de fonctionnement. Ensuite, nous exposerons les topologies ainsi que les architectures potentiellement adaptées pour répondre à de telles spécifications. Comme il existe différents types de machines ayant les atouts nécessaires, ceci impliquera une première comparaison entre des machines candidates pour le même cahier des charges constituant ainsi un verrou scientifique important qu'il sera proposé de lever en partie dans le deuxième chapitre.

Le second chapitre du mémoire se base sur des modèles analytiques simplifiés dont l'objectif est de proposer une démarche d'optimisation qui conduira à une solution optimale c.à.d. une topologie qui semblera la meilleure pour assurer la faisabilité de ce cahier des charges. Le modèle électromagnétique sera alors validé par un calcul en éléments finis afin de les intégrer dans un processus d'optimisation. Cette optimisation sera effectuée sur quatre types de rotors à aimants : à concentration de flux, à aimants insérés, à aimants en surface et à aimants en V, de manière à optimiser la vitesse de base tout en améliorant le rendement sur un cycle. Le meilleur type de machine, selon ces critères, sera retenu pour la suite des études avancées afin de concevoir un prototype capable de résister aux exigences d'un cahier des charges contraignant. Cependant, même si ces modèles développés sur une base d'hypothèses simplificatrices permettaient de faire des comparaisons satisfaisantes, les performances des machines obtenues par cette optimisation restent à approfondir. Afin de se rapprocher des performances souhaitées dans un cadre expérimental, des méthodes plus précises (électromagnétique, thermique et mécanique) seront déployées pour décrire le comportement de la machine et feront l'objet du troisième chapitre.

Le troisième chapitre est alors consacré à la mise en œuvre de la modélisation fine des interactions multiphysiques. Plusieurs travaux ont été réalisés pour calculer les performances de ces machines. Le cœur de la modélisation interactive que nous proposons réside dans la modélisation électromagnétique qui, à l'aide d'un calcul par des schémas réticulés maillés, permet de faire un choix entre deux types de commandes : en courant ou en tension. Cette approche présente un degré supplémentaire de précision par rapport aux modèles classiques qui ne considèrent que les fondamentaux des grandeurs électriques. Ceci, a un grand impact sur le calcul des grandeurs optimales et l'estimation des pertes. En effet, cette modélisation permet de déterminer les formes d'ondes des flux et du couple en fonction des courants afin de se décider sur la nature de la commande mise en jeu.

Dans l'objectif de procéder par optimisation et par crainte de pénaliser le temps de calcul, une modélisation analytique pour le reste des interactions sera mise en œuvre. Cependant, cette notion n'est pas toujours évidente lorsqu'il s'agit d'un calcul mécanique, vu la complexité des structures. Nous développerons alors un modèle mécanique qui estime la vitesse maximale de rotation pouvant s'intégrer aisément dans une procédure d'optimisation. Ensuite, la modélisation des pertes dans la machine (Joule, fer et aérodynamiques) et dans l'onduleur (par conduction et par commutation) sera mise en lumière en fonction du type de la commande choisie (tension ou courant). Ces pertes conduisent à un échauffement marqué de différentes parties de la structure qui sera évaluée grâce à un modèle thermique.

Le quatrième chapitre s'attaque à la mise en place de la plateforme d'optimisation qui traduit le couplage entre les différents modèles en régime permanent. Toutefois, pour des applications hautes vitesses, la contrainte mécanique est primordiale, elle sera donc évaluée en premier dans la procédure d'optimisation. Ensuite, l'évaluation des grandeurs électromagnétiques déterminera le courant de court circuit et estimera la contrainte de démagnétisation ainsi que le choix de la commande. Enfin, une vérification des points de fonctionnement (traduisant le cahier des charges) sera requise pour calculer les pertes moyennes (machine+onduleur) et déterminer l'échauffement thermique dans la machine.

Enfin la conclusion générale reviendra sur les apports principaux de ces travaux et évoquera les perspectives éventuellement intéressantes pour l'avenir de la recherche.

Chapitre I : Problématique de la haute vitesse

1.1 Introduction

L'objectif de ce travail de recherche est de proposer une machine permettant de fournir les caractéristiques afin de répondre à un besoin et à des performances spécifiques telles que la forte compacité. A cet effet, il faut s'intéresser aux différentes notions et méthodes permettant d'établir une démarche de conception et d'optimisation, notamment, nous établirons un descriptif des machines candidates en se référant aux nouvelles technologies, plus précisément, dans le domaine de l'automobile. Ce descriptif permet de présenter les avantages et les inconvénients de chaque structure, nous verrons alors quelles sont les contraintes et les limitations mises en jeu dans la phase de la conception et comment celles-ci peuvent être combinées avec différentes méthodes d'optimisation.

1.2 Notion et Intérêt des machines rapides

Depuis deux décennies, l'orientation vers les machines à haute vitesse a pris un tournant décisif. En 1995, Reichert et Pasquerella [1] ont établi des formules analytiques reliant le diamètre rotorique à la vitesse de rotation tout en prenant en considération certaines limitations: 1) la vitesse périphérique ; 2) la tenue mécanique du rotor ; 3) l'échauffement du rotor ; 4) la puissance volumique. Ainsi, ils ont conclu que pour des basses vitesses (< 9 ktr/min) et hautes puissances (< 30 MW), l'alimentation des machines synchrones avec un onduleur de courant procure de meilleures performances (la commande en couple est plus simple à implémenter). Néanmoins, pour les hautes vitesses (< 100 ktr/min) et faibles puissances (< 2 MW), les machines à induction alimentées par un onduleur de tension présentent les meilleures solutions. Les machines à aimants permanents ont été choisies pour s'adapter aux applications hautes et faibles vitesses en jouant sur les deux commandes. En 1998, l'architecture avec les aimants en surface a été développée en adoptant la notion de la pression magnétique tangentielle et sa limite en fonction de la vitesse [2]. A partir de cette pression, la puissance électromagnétique définie par le tenseur de Maxwell peut s'exprimer par :

$$P_{em} = \sqrt{2} V_r H_t B_{n-max} \Omega \quad \text{Eq. 1.1}$$

Où V_r est le volume du rotor, B_{n-max} est la valeur maximale de la composante normale de l'induction dans l'entrefer, Ω est la vitesse de rotation et H_t est la valeur efficace de la composante tangentielle du champ magnétique qui est égale à la densité du courant linéique A_L . En introduisant k_D le rapport du rayon d'alésage sur le rayon extérieur du stator, la puissance volumique est définie par :

$$P_{vol} = \sqrt{2} k_D^2 A_L B_{n-max} \Omega \quad \text{Eq. 1.2}$$

Afin d'augmenter la puissance volumique d'une machine électrique, des solutions ont été envisagées [3] : 1) augmenter l'induction maximale dans l'entrefer (cela suppose d'utiliser des matériaux magnétiques à haute induction) ; 2) augmenter la vitesse de rotation qui reste limitée par les efforts centrifuges du rotor et sa vitesse de résonance ; 3) augmenter la charge linéique du courant qui reste conditionnée par le choix du système de refroidissement et la classe de l'isolant.

De nos jours, la notion de la haute vitesse envahit tous les domaines grâce à des nouvelles technologies telles que les roulements magnétiques, en particulier les paliers magnétiques qui assurent le maintien radial et axial de la machine [4] [5].

1.3 Machines envisageables

Plusieurs architectures sont candidates pour fonctionner à haute vitesse. La robustesse, le rendement et la compacité sont les critères déterminants afin de bien dimensionner et optimiser les machines rapides. Dans la littérature, les machines asynchrones (MAS), les machines à aimants permanents (MAP), les machines à reluctance variable (MRV) et les machines homopolaires ont été sollicitées et largement répandues dans les applications hautes

vitesses. Le Tableau 1-1 illustre quelques machines électriques utilisées récemment par les fabricants d'automobiles trouvées dans la littérature et sur des sites de constructeurs. Seulement le moteur à courant continu (MCC) ne sera pas abordé dans notre étude étant donné qu'il a été adopté pour les premières et les petites voitures.

Modèles des véhicules électriques	Topologie du moteur	Pays du fabricant	Date de sortie
Fiat Panda Elettra	MCC	Italie	1990
Mazda Bongo	MCC	Japan	1966
Conceptor G-Van	MCC	Canada	1989
Fiat Seicento Elettra	Asynchrone	Italie	1998
Ford think city	Asynchrone	U.S.A	2008
GM EVI/ General motors	Asynchrone	U.S.A	1996
Tesla Motors	Asynchrone	U.S.A	2008
Chloride Lucas	MRV	Angleterre	1996
Honda EV plus	MAP	Japan	1997
Nissan Altra	MAP	Japan	1997
Toyota RAV4	MAP	Japan	1990
Toyota PRIUS	MAP	Japan	1997

Tableau 1-1 : Topologies adoptées par des constructeurs automobiles [25].

1.3.1 Machine asynchrone

Le rotor de la machine asynchrone « rapide » peut être rainuré ou massif constitué de tôles ferromagnétiques et de barres conductrices régulièrement réparties à la périphérie appelé rotor à cage. Avec une telle machine, il est possible d'atteindre des vitesses périphériques de l'ordre de 400 m.s^{-1} [11].

En effet, lorsqu'on rainure le rotor par exemple, les performances électromagnétiques sont nettement améliorées bien que la résistance soit nettement diminuée. Les courants induits ont tendance à toujours circuler sur les extrémités ce qui permet, non seulement d'augmenter la surface de passage du flux mais aussi augmenter le niveau de température [12] contrairement aux machines à aimants qui sont limitées par la température de Curie des aimants permanents (ex : Ferrites : 300° , NaF_6B : 310° [54]).

Par ailleurs, la machine asynchrone à cage peut atteindre des vitesses périphériques importantes grâce à un système de renforcement qui, suite à la conductivité élevée des barres, permet d'augmenter le facteur de puissance (~ 0.7) et par conséquent les rendements. Caprio [13] a abordé une étude thermique et mécanique en particulier sur les barres dédiée à une application de stockage d'énergie d'un navire par volant d'inertie (2MW-15000 tr/min). Il a montré l'avantage du renforcement pour atteindre une vitesse périphérique de l'ordre de 280 m/s.

Néanmoins, cette machine à l'inconvénient de générer des harmoniques de courant importants d'où des pertes supplémentaires. Récemment, Patzak et Gerling [14] ont abordé cet aspect en se référant aux travaux de [15] pour dimensionner un alerno-démarrreur d'un

véhicule hybride qui fournit un couple de démarrage assez élevé (150 N.m) et une puissance de plus de 10 kW dans un volume de 24 l en utilisant un bobinage concentrique au stator.

De plus en plus, les chercheurs visent à atteindre des vitesses très hautes et donc utiliser des rotors robustes, c'est pour cela plusieurs études s'orientent vers la modélisation multi-physiques (mécaniques, thermiques, vibro-acoustiques) et la comparer avec d'autres structures comme dans [16][17][18]. La Figure 1-1 montre un exemple d'un rotor massif d'une machine asynchrone d'une puissance en continu de 120 kW, tournant à 30 ktr/min et ayant une vitesse périphérique supérieure à 200 m.s^{-1} .

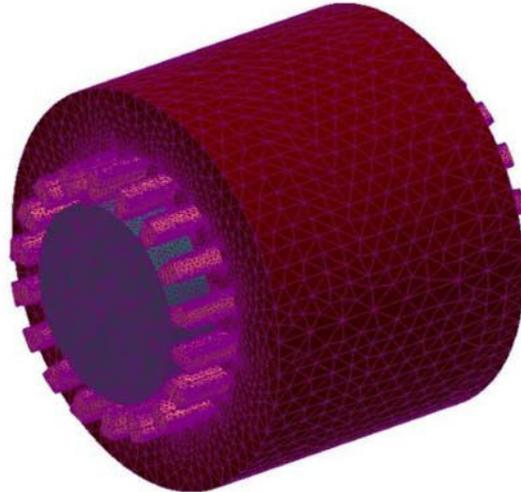


Figure 1-1: Machine asynchrone avec un rotor massif [16].

1.3.2 Machine à reluctance variable

La simplicité de construction, le faible coût et la possibilité d'opérer dans des conditions environnementales ardues (température ambiante de 400°), amènent les chercheurs à construire et à tester la machine à reluctance variable dans des applications hautes vitesses, en particulier, dans l'aéronautique [19] et l'automobile [20]. Son principe de fonctionnement est basé sur la création du couple par la variation de réluctance, vue par la bobine de la phase alimentée allant d'une position minimale à une position maximale par le biais de la variation de l'entrefer réalisé dû à la saillance de la partie mobile et/ou la partie fixe.

Une analyse comparative entre une nouvelle machine à reluctance variable conçue par Liu et Zhu (Figure 1-2(b)) et une machine à aimants permanents utilisée dans la Toyota/Prius 2010 (Figure 1-2(a)) a été récemment publiée [21]. D'abord, [22] a comparé une machine à reluctance variable classique (MRV) avec une machine synchrone à aimants permanents (MSAP) pour une application de véhicules électriques ou hybrides, il a montré que 80% du couple massique d'une MSAP peut être fournie avec une MRV de même longueur axiale et même rayon statorique. Cependant, l'ondulation du couple et le bruit acoustique restent les points bloquants pour une telle structure. L'intérêt de la machine à réluctance de flux variable (MRFV (Figure 1-2(b))) est de remédier au problème de l'ondulation du couple en associant une combinaison différente de pôles stator/rotor afin d'avoir un flux et une force magnétomotrice sinusoïdaux. De plus, il a montré que la MRFV produit plus de puissance au moment de défluxage par rapport à la MSAP. Sur le cycle NEDC, si la Prius utilisait la

MRFV, le rendement global sur cycle diminuerait de 4,6%. Toutefois, la robustesse de la structure, le faible coût de maintenance pourraient attirer les industries.

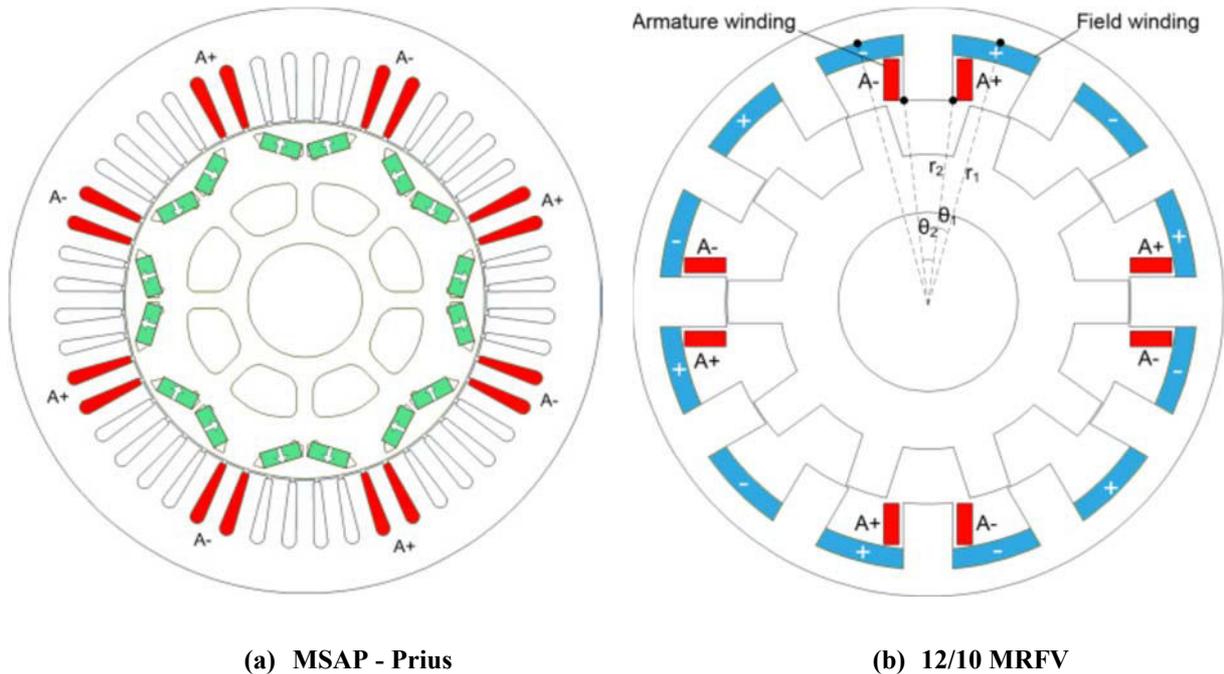


Figure 1-2: Topologies 12/10 de deux machines MRFV et MSAP [21].

1.3.3 Machine à aimants permanents

Les machines à aimants permanents sont largement utilisées dans des applications à haute vitesse, les auteurs ont abordé plusieurs aspects de cette structure attractive grâce aux atouts principaux de la grande puissance massique, le bon facteur de puissance et l'excellent rendement. Néanmoins, la construction du rotor avec des aimants permanents engendre des difficultés particulières au niveau mécanique : les forces centrifuges qui sont appliquées directement sur les aimants risquent d'arracher ces derniers. Sur le plan thermique où l'échauffement dû aux pertes harmoniques (provenant de la pulsation du flux et les harmoniques du courant) peuvent démagnétiser les aimants [24]. Le bruit acoustique et les vibrations d'origine électromagnétique (Forces de Maxwell) ont été aussi abordés dans [23]. Différentes structures à aimants sont envisageables dont les principales sont : les aimants en surface (Figure 1-3(a)), les aimants à concentration de flux (Figure 1-3(b)) et les aimants enterrés (Figure 1-3 (c)).

Les aimants déposés en surface nécessitent en particulier une frette de maintien amagnétique pour éviter leur décollage. Des stratégies de calcul concernant la limite mécanique de dimensionnement ont été établies dans [27] en les comparant avec les aimants enterrés pour une même application haute vitesse (48000 tr/min, 40 kW). Les auteurs ont montré que le choix s'est tourné vers les aimants en surface avec une frette en fibre de carbone qui procure une rigidité plus élevée et donc une vitesse maximale plus élevée.

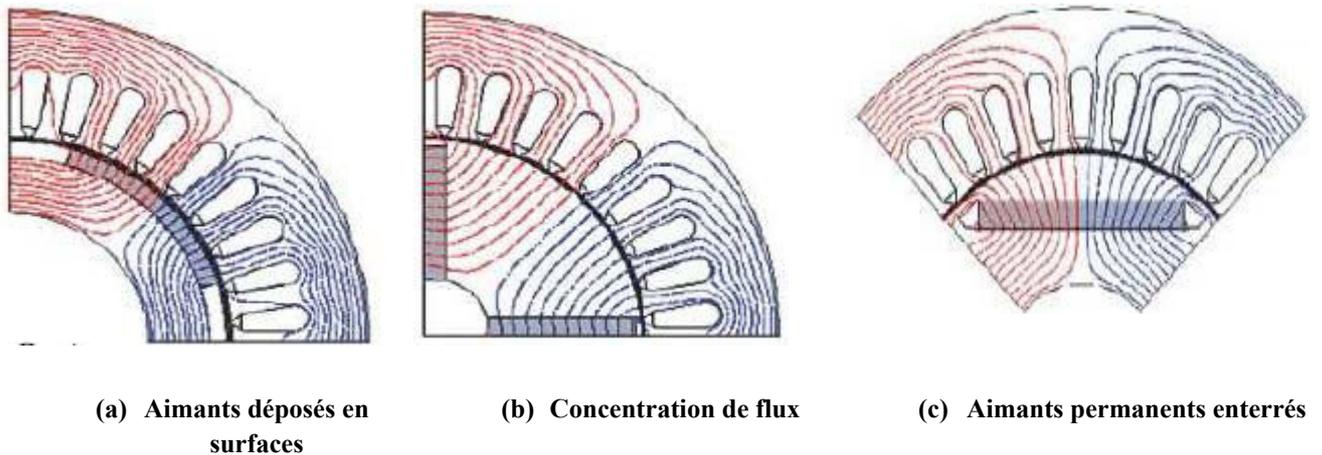


Figure 1-3 : Quelques topologies de rotor de machines à aimants [26].

Concernant les structures à aimants enterrés, la conception demeure plus compliquée compte tenu de la difficulté à insérer les aimants. De plus, les ondulations de couple sont plus importantes vis à vis de la machine à aimants en surface. Cependant, elle présente l'avantage de l'ajout d'un couple réducteur au couple d'interaction entre les aimants et les enroulements statoriques ce qui permet une meilleure performance en couple surtout lorsqu'il s'agit d'un fonctionnement à basse vitesse et à puissance constante. Un autre atout de la machine à aimants enterrés peut être décrit en s'appuyant sur les travaux de Bettaieb [46] ; les pertes harmoniques dues aux courants de Foucault dans les aimants enterrés sont plus faibles comparées à celles dans les aimants en surface. Il a montré que les pertes sont moins élevées dans le cas des aimants enterrés pour une même fréquence. Ceci est vérifié quel que soit le nombre des découpes axiales (suivant l'axe z) qui ont été effectuées. Il a aussi évoqué une zone d'anomalie qui se manifeste quand l'effet de peau est bien présent ce qui explique l'augmentation des pertes lorsque le nombre de segments est faible.

Comme toute machine à aimants, la limitation des forces centrifuges afin de protéger le fer rotorique intéresse de plus en plus les chercheurs à développer des outils numériques et analytiques pour faire face à ces problèmes. Par exemple, Fodorean et Popa ont, non seulement, imposé une certaine limitation du diamètre rotorique mais aussi une contrainte sur l'arbre afin de produire le couple désiré. Ils étaient obligés de limiter aussi l'épaisseur de la culasse rotorique ce qui a engendré la saturation du rotor. Enfin, la vitesse périphérique n'a pas dépassé 83 m.s^{-1} tout en tournant à 26000 tr/min et délivrant une puissance de 20 kW [28].

Pour la topologie à concentration de flux, elle présente l'avantage d'utiliser des aimants moins coûteux et moins sensibles à la température comme les aimants ferrites. Elle est utilisée en particulier dans la motorisation hybride (zone urbaine du cycle NEDC) où le besoin d'un couple élevé est déterminant. Une comparaison d'efficacité de deux structures à concentration de flux a été élaborée par [29] en jouant sur des paramètres du dimensionnement ; le meilleur rendement sur cycle est obtenu pour un nombre de paires de pôles élevé. Cependant, cette caractéristique limite la vitesse de rotation qui reste conditionnée par l'électronique de la puissance.

1.3.4 Machine homopolaire

Les machines homopolaires viennent remédier au faible facteur de puissance des machines reluctantes en rajoutant des bobines d'excitation placées au stator (Figure 1-4). Le flux créé par l'inducteur s'ajoute au flux de l'induit ce qui permet d'augmenter le couple. De plus, la robustesse de la structure lui permet d'intégrer les domaines de très hautes vitesses comme l'application de volant d'inertie. Un prototype a été réalisé par Tsao et al. [48] de 30 kW sur une plage de vitesse allant de 50 000 jusqu'au 100 000 tr/min, soit une gamme de vitesse périphérique de 280 à 560 m/s. Cette machine de type Lyndell est constituée de deux roues saillantes identiques et décalées de 90°. En traversant la première roue, le flux d'excitation crée un pôle nord et en se refermant sur l'autre, il crée un pôle sud. Néanmoins, la pulsation de flux est deux fois plus faible [3] et les pertes aérodynamiques sont plus élevées [49] que les machines hétéropolaires.

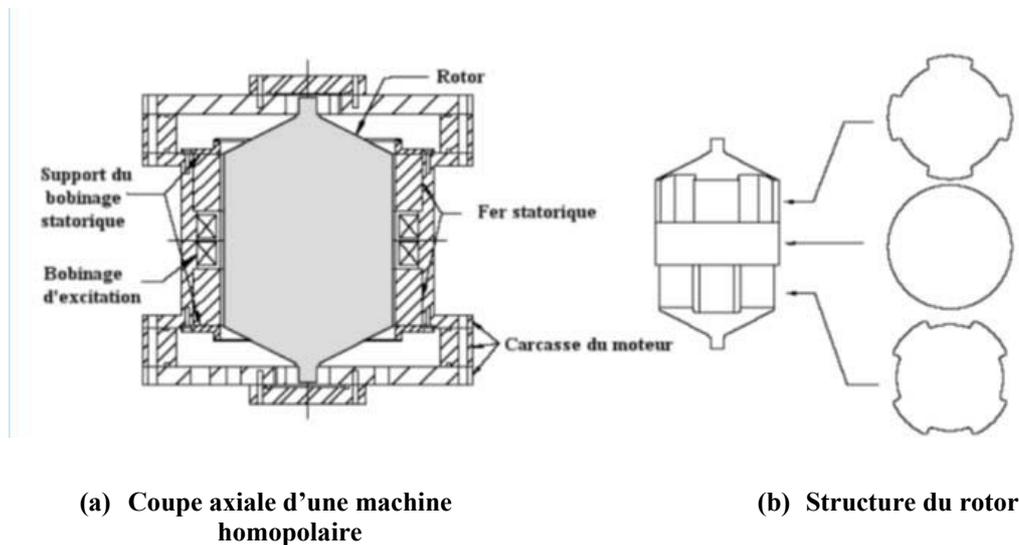


Figure 1-4: Machine Synchronique homopolaire [48].

1.4 Synthèse des différentes machines

Dans la littérature, nous avons repéré quelques notions sur lesquelles est basée la comparaison des machines dédiées à la haute vitesse dans les différents domaines (centrales électriques, textile, avionique, automobile, etc.). La Figure 1-5 montre les puissances des machines en fonction de la vitesse, ainsi, des équivalents $\text{tr/min} \cdot \sqrt{\text{kW}}$ sont présentés ; ce concept a été introduit et décrit dans [31] dans le début des années 90 : Ce nouveau concept de la vitesse dynamique était très utile comme étant un paramètre de comparaison pour toutes les machines tournantes en combinant la vitesse et la puissance. Ce « nombre de guidage » permet de prédire les problèmes dynamiques qui peuvent avoir lieu tels que le dépassement de la vitesse critique, le déséquilibre des forces (roulement, arbre) afin de réaliser un bon dimensionnement d'une machine électrique.

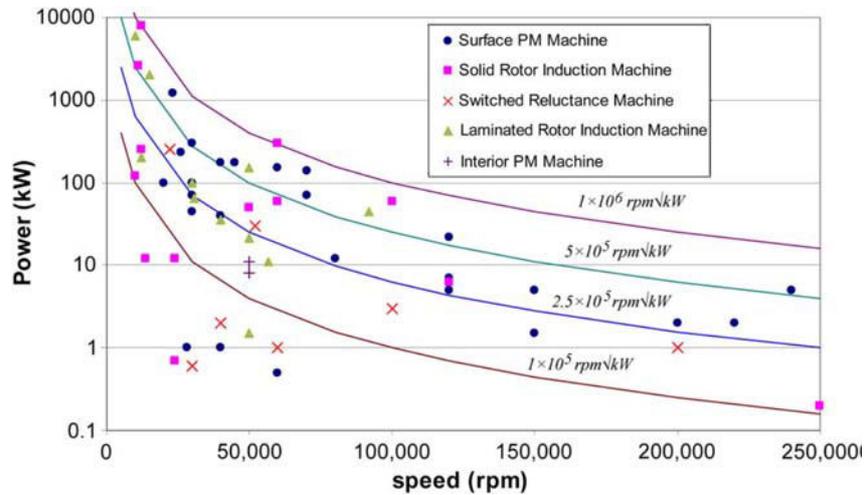


Figure 1-5: Nœuds Puissance-Vitesse pour différentes machines rencontrées dans la littérature [30].

En général, ces problèmes sont négligeables pour des machines qui fonctionnent en dessous de $1 \times 10^5 \text{ tr/min}\sqrt{\text{kW}}$, peu négligeables pour une plage entre $5 \times 10^5 \text{ tr/min}\sqrt{\text{kW}}$ et $1 \times 10^6 \text{ tr/min}\sqrt{\text{kW}}$ et très difficiles à résoudre pour des valeurs supérieures à $1 \times 10^6 \text{ tr/min}\sqrt{\text{kW}}$. La technologie qui permet d'atteindre des vitesses périphériques très élevées ($400 \text{ m}\cdot\text{s}^{-1}$) est la machine asynchrone à rotor massif mais la présence des limitations mécaniques représente un frein. Cependant, les machines synchrones à aimants en surface sont plus prometteuses surtout en les consolidant par des frettes type Inconel, titanium ou fibres de carbone. Elles sont ainsi limitées à $8 \times 10^5 \text{ tr/min}\sqrt{\text{kW}}$ et 300 m/s . Pour les machines asynchrones à rotor feuilleté, les vitesses périphériques varient entre 200 et 280 m/s en utilisant des tôles d'acier assez résistantes. Les machines à réductance variable procurent environ $3.5 \times 10^5 \text{ tr/min}\sqrt{\text{kW}}$ et peuvent atteindre 200 m/s . Enfin, les machines à aimants enterrés réalisent un bon compromis en produisant $1.5 \times 10^5 \text{ tr/min}\sqrt{\text{kW}}$ et en roulant à une vitesse périphérique de $230 \text{ m}\cdot\text{s}^{-1}$.

En ce qui concerne le domaine automobile et plus précisément la traction des véhicules électriques et hybrides, une étude récente (Figure 1-7) a mis l'accent sur les technologies utilisant une machine synchrone à aimants permanents qui ont enregistré une hausse de 10% entre 2008 et 2013 au détriment de la machine asynchrone et de la machine à courant continu (Figure 1-6) dont l'utilisation décroît progressivement.

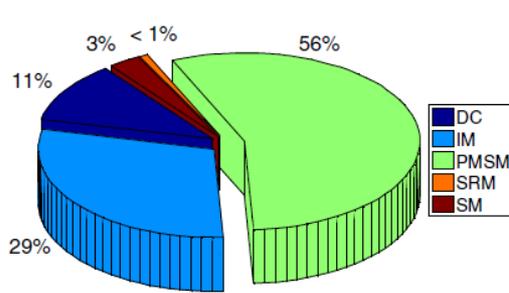


Figure 1-6 : Distribution de différentes technologies des machines électriques pour les EVs et les HEVs (1985-2008) [9].

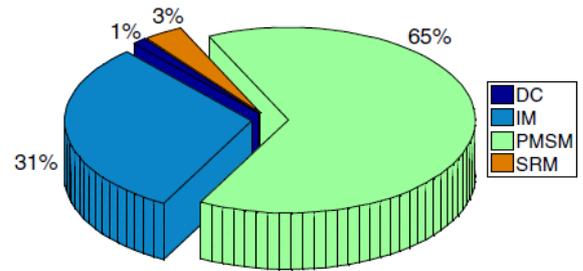


Figure 1-7 : Distribution de différentes technologies des machines électriques pour les EVs et les HEVs (2008-2013) [9].

A partir des études menées par [25,11,22,26,23] nous pouvons dresser un tableau comparatif des avantages et des inconvénients des différentes machines candidates aux applications rapides (Tableau 1-2).

	Avantages	Inconvénients
Machine à courant continu	-Adapté au fonctionnement à vitesse variable dans les quatre quadrants -Fort couple de démarrage /démarrage rapide	-Système limitatif collecteur/balais -Pertes excessives dans le rotor
Machine asynchrone	-Robuste -Pilotage de vitesse en boucle ouverte -Peu sensible à la température	-Faible facteur de puissance -Faible rendement
Machine à réluctance variable	-Robuste -Rotor simple/économique	-Fortes ondulations du couple -Vibrations mécaniques /Pertes aérodynamiques -Faible facteur de puissance
Machine synchrone à aimants	-Bon facteur de puissance -Bon rendement -Simple à commander	-Sensible à la température -Coût total élevé -Tenue mécanique
Machine homopolaire	-Bon facteur de puissance -Réglage de l'excitation	-Pertes aérodynamiques et fer élevées

Tableau 1-2 : Avantages et inconvénients des machines candidates à la haute vitesse.

Bien que toutes ces structures puissent être envisageables pour des applications à hautes vitesses, le choix d'une technologie reste propre à l'application visée. Lorsqu'il s'agit de la robustesse, les machines asynchrones s'avèrent les meilleures candidates alors que les machines à réluctance variable sont conseillées dans le cas des conditions d'utilisation sévères. Dès que nous cherchons la compacité de la machine, les machines à aimants s'imposent présentant le meilleur facteur de puissance et la plus importante puissance volumique. Dans le but de positionner notre étude et définir notre challenge, nous présentons dans la Figure 1-8 une panoplie des machines à aimants [118][117][119][120][121] dont la puissance est de même ordre que notre puissance envisageable (12kW). Nous remarquons que leurs puissances volumiques restent inférieures à 8MW/m^3 , donc notre défi sera de trouver des machines qui ont des puissances volumiques supérieures à cette valeur voire le double. Pour cela, nous jouerons sur le levier d'augmenter la vitesse de rotation afin d'atteindre ces valeurs. Une autre étude bibliographique est menée présentant des machines avec des puissances volumiques supérieures à 8MW/m^3 comme la machine synchrone à aimants enterrés utilisée dans la PRIUS 2010 [115]. En revanche, ces machines présentent une gamme de puissance assez élevée (entre 40 et 60 kW) comme la montre la Figure 1-9.

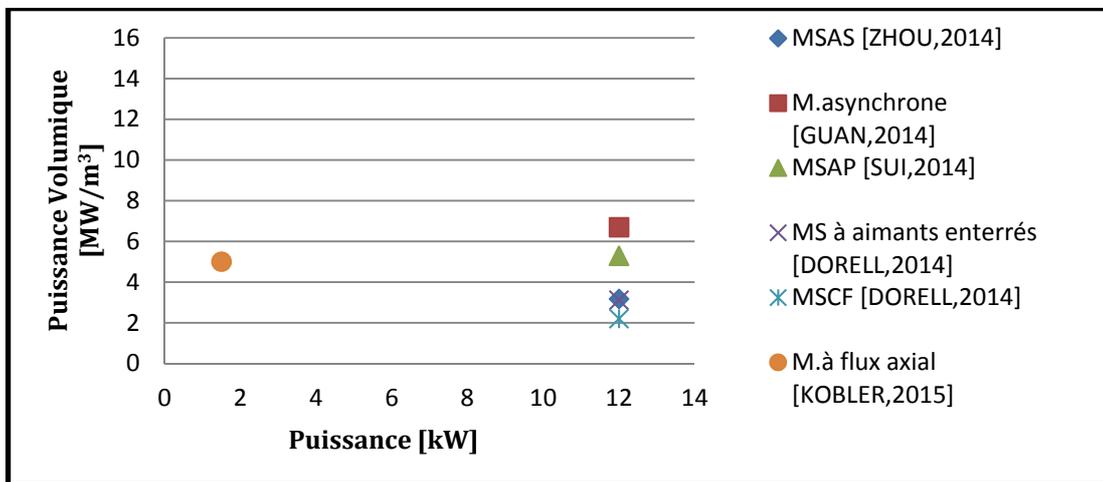


Figure 1-8 : Puissance volumique de quelques machines (12 kW) étudiées depuis 2014.

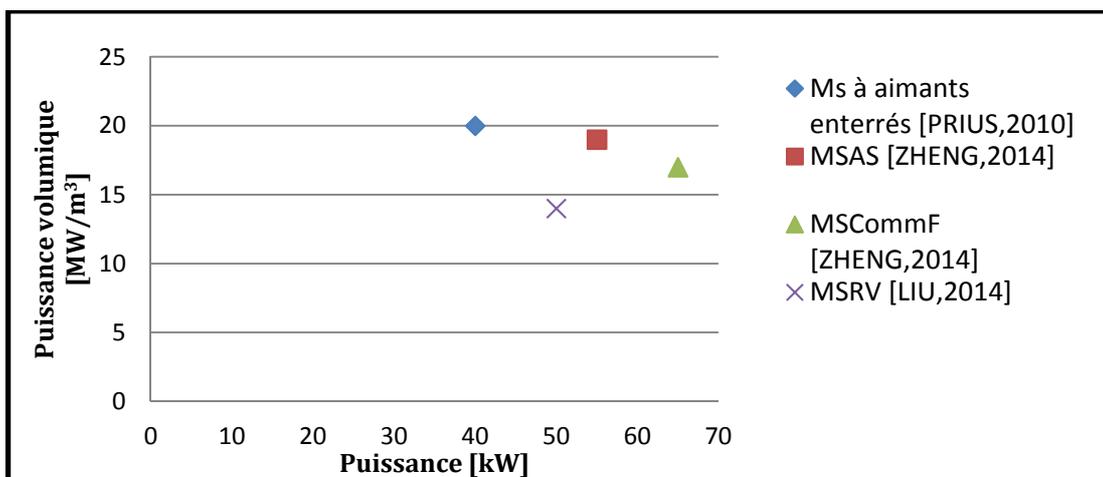


Figure 1-9 : Puissance volumique de quelques machines dont les puissances volumiques sont supérieures à 8MW/m^3 .

1.5 Limitations et contraintes de la haute vitesse

Comme nous avons pu remarquer en passant en revue les différentes technologies employées dans des applications à haute vitesse, plusieurs contraintes doivent être prises en compte lors de conception/ optimisation des machines électriques : les limites mécaniques, thermiques, les contraintes hautes fréquences et technologiques. Afin de mettre en place ces contraintes, des modèles analytiques ont été développés, testés et validés par des logiciels de simulation numériques.

1.5.1 Tenue mécanique

1.5.1.1 Forces centrifuges

Tout objet tournant est soumis à des forces centrifuges radiales qui peuvent engendrer sa déformation si des précautions de dimensionnement ne sont pas prises en compte. Pour un rotor cylindrique, une vitesse périphérique maximale est définie à partir de la limite d'élasticité σ_{lim} .

$$V_{p\max} = \sqrt{\frac{8\sigma_{lim}}{\rho(3+\nu)}} \quad \text{Eq. 1.3}$$

Avec ν , le coefficient de poisson du matériau composant le cylindre et ρ sa masse volumique. Lorsque les aimants sont en surface, une frette est indispensable pour garantir leur maintien ; une étude comparative entre deux types de frettes a été réalisée par Takahaschi [32], l'une en acier et l'autre en fibre de verre, sur une machine de 5 kW à 180000 tr/min. Les résultats ont montré une préférence pour la fibre de verre en s'appuyant sur le rendement comme critère de choix (les pertes supplémentaires par courant de Foucault sont nettement diminuées par rapport à celles engendrées par une frette en acier). Le Tableau 1-3 donne les contraintes limites pour quelques matériaux utilisés dans la construction des machines [52], ainsi que les vitesses périphériques maximales atteignables pour quelques uns de ces matériaux.

Matériau	$\sigma_{lim} [N.mm^{-2}]$	$V_{p\max} [m.s^{-1}]$
Acier doux	400	330-550
Acier forgé	750	
Acier API 5L X65	450	
Acier haute résistance	1150	
Cuivre	210	-
Aluminium	200	500-610
Aluminium 2014-T6	400	
Fibre de carbone T300	1100	1000-1200
Fibre de verre Type S2	800	-
Nd-Fe-B	75	-
SmCo	35	-

Tableau 1-3 : Contraintes limites pour les matériaux utilisés dans la construction des machines.

Dans le Tableau 1-4 les valeurs usuelles des vitesses périphériques en fonction du type de machine ont été présentées.

Type	$V_{p\max} [m.s^{-1}]$
Machine à courant continu	80
Turboalternateurs	230
Machines asynchrones à cage et encoches semi-fermées	160
Machines synchrones à aimants enterrés	110
Machines synchrones à aimants en surface frettés	230
Machines à rotor massif	300

Tableau 1-4 : Valeurs usuelles des vitesses périphériques en fonction du type de machine [53].

1.5.1.2 Résonance mécanique du rotor :

Lorsque le rotor est entraîné à des fréquences proches de sa fréquence propre, les phénomènes vibratoires s'accroissent et le risque de destruction devient important. Plusieurs formulations ont été adoptées afin d'estimer la vitesse de rotation critique. Parmi les modèles établis, nous trouvons ceux définis par [34] et [35] en se basant sur l'équation 1.5 lorsqu'il s'agit d'un rotor présentant une géométrie relativement simple (Figure 1-11).

$$\Omega_c = \sqrt{\frac{48.E.R_a^2}{\rho[4(\frac{R_f}{R_a})^2 L_p^3 L + L_p^4]}} \quad \text{Eq. 1.4}$$

Une autre formulation a été exploitée afin d'estimer la vitesse de rotation critique ([33],[55]) s'exprime:

$$\Omega_c = \sqrt{\frac{g}{\text{flèche}}} = \sqrt{\frac{96E}{5\rho} \frac{k_a}{k_p^2} \left(\frac{R_f}{L}\right)^2} \quad \text{Eq. 1.5}$$

Où k_a est le rapport entre le rayon d'arbre R_a et le rayon du rotor R_f , k_p est le rapport entre la distance entre les paliers L_p et la longueur de la machine L , ρ est la masse volumique et E est le module de Young. De ce fait, à partir de la vitesse périphérique maximale donnée par l'Eq. 1.6 nous pouvons exprimer la vitesse maximale admissible.

$$V_{p\max} = \sqrt{\frac{\sigma_{\lim}}{\rho K_\sigma}} \quad \text{Eq. 1.6}$$

Cette vitesse maximale admissible est donnée par :

Eq. 1.7

$$\Omega_{\max} = \frac{1}{R_f} \sqrt{\frac{\sigma_{\lim}}{\rho K_{\sigma}}}$$

La Figure 1-10 montre la variation de la concentration des contraintes pour deux différents matériaux utilisés: le premier ayant un coefficient de poisson égal à 0.3 alors que pour le deuxième ce coefficient est égal à 0.5. Nous remarquons que plus le rayon d'arbre se rapproche du rayon rotorique plus la contrainte est élevée. De plus, plus le coefficient de poisson est faible, mieux se propagent les ondes de cisaillement, donc moins la concentration des contraintes est forte et plus la vitesse admissible est élevée.

En faisant coïncider les deux vitesses (Eq. 1.5 et Eq. 1.7), nous obtenons la relation exprimant le rapport maximal entre la longueur de la machine et le rayon du rotor. Par exemple, ce rapport est égal à 3 pour le matériau FeSi3.5%.

Eq. 1.8

$$\frac{L}{R_f} \leq \frac{k_a}{k_p^2} \sqrt{\frac{96}{5} \cdot \frac{k_{\sigma} E}{\sigma_{\lim}}}$$

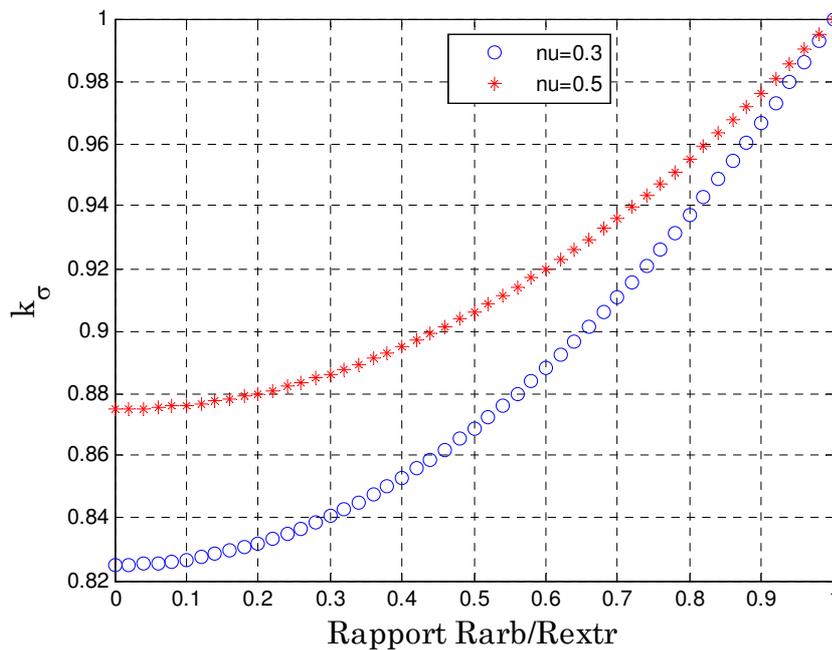


Figure 1-10 : Variation du coefficient de concentration de contraintes [89].

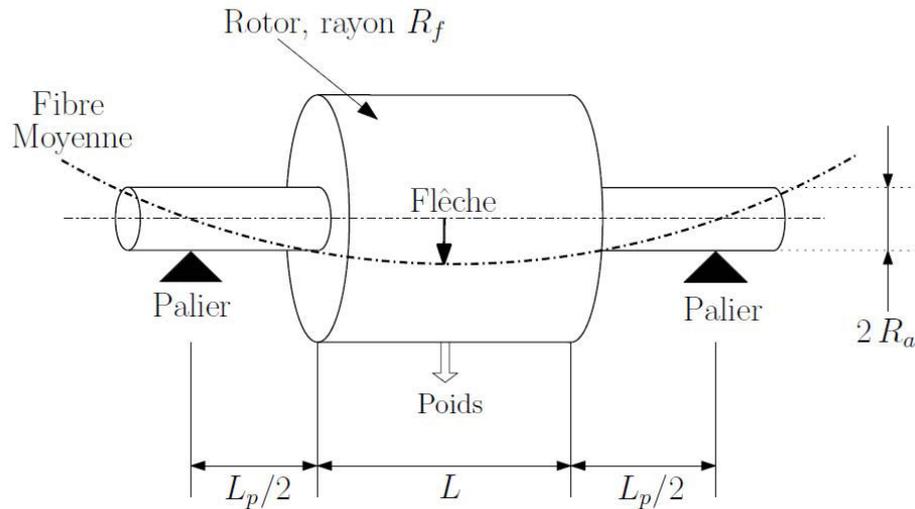


Figure 1-11: Des paramètres géométriques modélisant la vitesse critique d'un rotor [3].

1.5.2 Tenue thermique

Les sollicitations thermiques sont particulièrement plus importantes dans le cas des machines rapides étant donné la concentration des puissances dans un volume réduit, nécessitant ainsi des systèmes de refroidissement auxiliaires (pompe à eau, échangeur,...). Cet échauffement impacte la totalité de la machine, en particulier, les aimants et les isolants électriques.

1.5.2.1 Impact sur les aimants :

Les propriétés magnétiques des aimants permanents diminuent avec la température, il y'a un risque de démagnétisation totale si la température limite est atteinte d'où l'intérêt de Tableau 1-5 qui montre la sensibilité des différents aimants à la température.

Les aimants terres rares NdFeB et SmCo présentent les meilleures performances en terme d'énergie volumique c'est pour cela qu'on les trouve souvent dans les applications des véhicules électriques ou hybrides. Lim et Chai [45] ont étudié une machine à aimants en surface très rapide (150 ktr/min, 2.62 kW) avec une vitesse périphérique de 180 m/s. Pour cette machine, le choix des aimants est crucial ; l'épaisseur des aimants affecte le diamètre du rotor et donc la réponse de la vitesse. Pour des performances identiques (puissance), l'épaisseur des aimants décroît avec l'induction rémanente. Ainsi, les auteurs utilisent des aimants NdFeB possédant une excitation coercitive importante (860-907 kA/m) en plus d'une excitation coercitive intrinsèque supérieure à 2.388kA/m avec une énergie maximale produite de l'ordre de 287-303 kJ/m³.

Type d'aimant	Variation de l'induction rémanente [%/°C]	Variation de champ coercitif [%/°C]	Température maximale [°C]
Nd-Fe-B	-0.085	-0.57	180
Sm ₂ Co ₁₇	-0.03	-0.035	350
SmCo ₅	-0.04	-0.24	250
Al-Ni-Co	-0.02	+0.01	550
Ferrite	-0.2	+0.13	300

Tableau 1-5 : Sensibilité des différents aimants à la température [3].

1.5.2.2 Impact sur le bobinage :

La classe de l'isolant permet de définir la température maximale admissible selon le Tableau 1-6. Selon le mode de refroidissement, ces températures pourraient conditionner la limite des densités de courant injectées (2-10 A.mm⁻² pour un refroidissement à air et supérieur à 10 A.mm⁻² pour un refroidissement à eau).

Classe d'isolation	Température max admissible [°C]	Référence
A	105	[47]
B	130	[47]
F	155	[47]
H	180	[47]
Isolant souple avec fibre céramique	1300	[114]

Tableau 1-6 : Température maximale admissible en fonction de la classe d'isolation.

Ainsi, dans le calcul des résistances spécifiques de la section bobinable, la résistivité du cuivre dépendant de la température doit être exprimée :

$$\rho_{cu} = 1.72 \cdot 10^{-8} [1 + 3.9 \cdot 10^{-3} (\theta - 20^\circ \text{C})] \quad \text{Eq. 1.9}$$

Cet impact se traduit par des pertes excédentaires qu'il est possible de modéliser d'une manière assez simple en supposant que le stator de la machine est lisse, le flux de chaleur est considéré radial, la température est homogène dans l'ensemble du stator et tous les échanges de chaleur avec l'extérieur sont convectifs à travers la surface externe. L'échauffement est alors exprimé en fonction des paramètres géométriques et des pertes de la manière suivante :

$$\Delta\theta = \frac{\sum \text{Pertes}}{h_{cv} 2\pi RL} \quad \text{Eq. 1.10}$$

Avec h_{cv} , le coefficient de convection qui dépend essentiellement du mode refroidissement (naturel ou forcé) et $2\pi RL$ est la surface d'échange thermique limitée à l'enveloppe radiale.

1.5.3 Contraintes technologiques

1.5.3.1 Guidage : Paliers magnétiques

Afin de garantir une position d'équilibre centrale pour un rotor tournant à une grande vitesse, des systèmes de guidage ont été mis en place tels que les paliers avec/sans contact [36]. Les paliers avec contact permettent d'atteindre des vitesses périphériques d'environ 130 m/s et sont généralement de type roulements à billes céramiques. Cependant, ils génèrent des pertes mécaniques importantes d'où l'intérêt d'utiliser des paliers magnétiques. Cette technologie permet à un rotor de tourner sans frottement ni contact pour des raisons suivantes :

- Minimiser les pertes ;
- Eviter l'usure ;
- Ne pas polluer un environnement sensible par des poussières ou un lubrifiant ;
- Supprimer les vibrations ;
- Fonctionner à très basses ou hautes températures ;
- Limiter la maintenance.

Deux systèmes en découlent : le premier, dit passif, reste simple et fonctionne avec des aimants permanents et le second, dit actif, plus complexe parce qu'il nécessite des électroaimants et donc un apport énergétique important. Les configurations les plus utilisées des paliers passifs sont réalisées avec des bagues aimantées dont l'aimantation peut être axiale ou radiale (Figure 1-12). Lorsque les bagues concentriques emboîtées l'une dans l'autre travaillent en répulsion, les configurations obtenues ressemblent à celles de a1 et de a2. Dans ce cas, le débattement radial est limité et la force axiale est nulle en position centrée. Pour les configurations e1 et e2, les bagues utilisées sont identiques et superposées, en attraction. La force axiale est très importante, mais le débattement radial est plus grand que pour les configurations de type a.

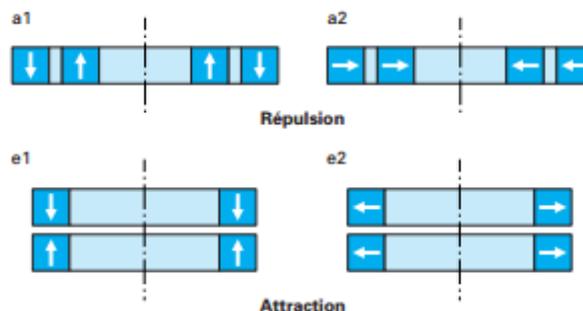


Figure 1-12: Quatre principales configurations de butées passives à aimants permanents [51].

Ce dernier a attiré l'attention de plusieurs chercheurs [37][38] qui ont surmonté les problèmes majeurs (charge, taille, raideur, température, précision, vitesse limite, pertes et dynamiques). La première version MOPICO d'une machine asynchrone intégrant le control direct ainsi que les paliers magnétiques était produite par la société S2M pour un compresseur HOFIM (6 MW, 9000 tr/min) [40]. Un turbo générateur dans une centrale thermique a été expérimenté par [39] afin de générer 450kW à 32000tr/min. [41] propose une nouvelle

approche pour une auto-détection de la position afin d'assurer le guidage en rotation à contrario des paliers magnétiques actifs conventionnels où ils exigent un autre capteur. Cette nouvelle méthode est basée sur le calcul du courant dans la bobine d'électroaimant ce qui permet de réduire les risques de pannes, le coût et la complexité de fabrication. Récemment, SKF a mis en œuvre une nouvelle solution sans lubrifiant et sans contact pour les compresseurs centrifuges des groupes frigorifiques (Figure 1-13). Ce système associe le moteur électrique rapide, les paliers magnétiques actifs et un système de contrôle intégré. Il permet de réaliser des économies d'énergie d'au moins 10% par rapport aux compresseurs centrifuges traditionnels. Les électroaimants lèvent l'arbre du compresseur, permettant une rotation sans aucun contact et donc un fonctionnement extrêmement silencieux [50]. Les industriels se sont orientés vers une telle technologie pour remédier aux problèmes économiques lorsqu'il s'agit d'une application grande série.

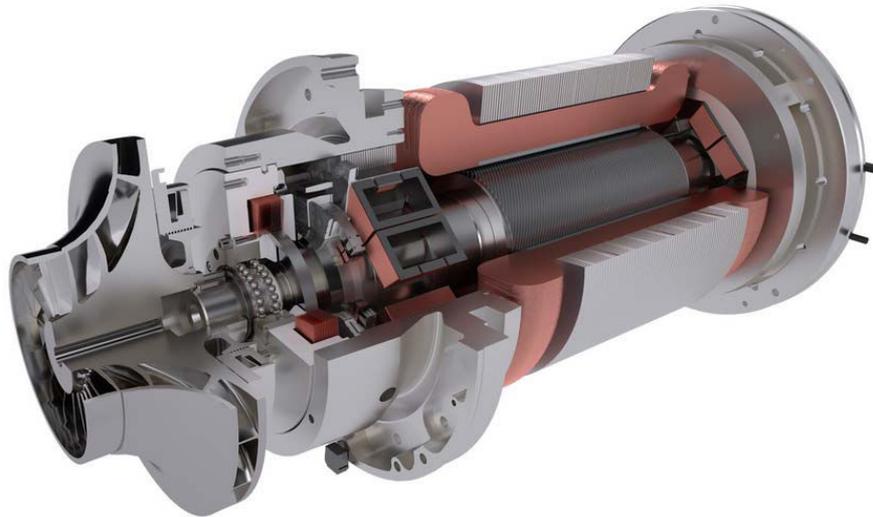


Figure 1-13: Nouveau système de SKF pour les compresseurs centrifuges des groupes frigorifiques 2015 [50].

1.5.3.2 Alimentation : Electronique de puissance

Le choix des convertisseurs dépend de la puissance à fournir et de la fréquence de fonctionnement de la machine d'où la fréquence de la commutation (Figure 1-14). Pour les faibles fréquences, nous trouvons les thyristors ainsi que les GTO. Cependant, à partir de quelques dizaines de kHz, les IGBT et les MOS prennent la relève pour des applications haute vitesse. Les MOS sont avantageux aussi dans le cas des applications à basse tension. Dans une telle application, le choix du convertisseur est crucial vu que sa fréquence est proportionnelle au nombre de paires de pôles de la machine. Une vitesse de rotation de 10 ktr/min impose une fréquence de rotation de 1667 Hz soit un composant qui commute à 16 kHz pour une machine simplement bipolaire en considérant un indice de modulation égal à 10 [43].

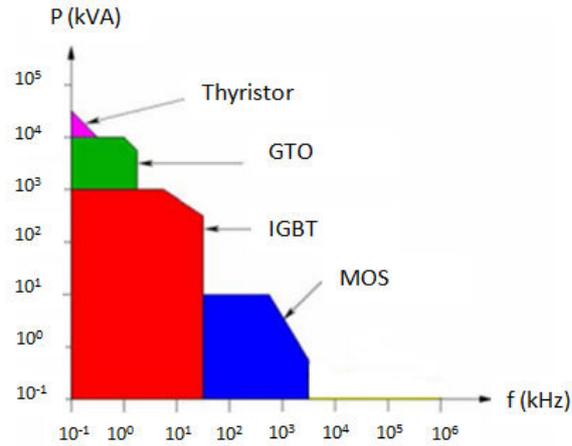


Figure 1-14: Gamme des semi-conducteurs en puissance et en fréquence [44].

1.5.4 Performances limites

La puissance de coin est la puissance maximale virtuelle que pourrait délivrer une machine à vitesse maximale. La Figure 1-15 représente la limite des vitesses périphériques dans le plan de vitesse de rotation du rotor en fonction de la puissance de coin. Ainsi, une étude de faisabilité d'une machine rapide est réalisée dans [43].

$$P_{\text{coin}} = C_{\text{max}} \Omega_{\text{max}} \quad \text{Eq. 1.11}$$

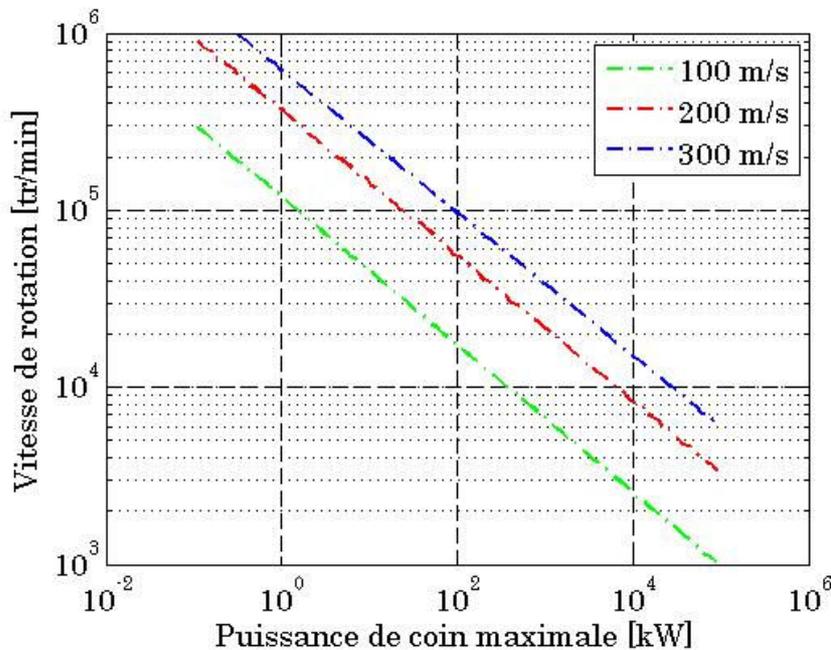


Figure 1-15: Limite de faisabilité en fonction de la puissance et de la vitesse [42].

Outre la puissance du coin, en se référant à l'Eq. 1.8 et [42] on définit un intervalle de variation du rapport entre la longueur de la machine et le rayon rotorique ($\frac{L}{R_f}$) lorsque la vitesse périphérique est confondue avec la vitesse de résonance. Dans le cas d'un rotor simple en FeSi, cet intervalle est exprimé par :

$$3 \leq \frac{L}{R_f} \leq 5 \quad \text{Eq. 1.12}$$

Afin d'exploiter cette limitation, l'évolution des deux vitesses (périphérique et résonance) a été montrée dans la Figure 1-16 en considérant un rayon d'arbre 0,375 fois plus petit que le rayon rotorique et une longueur des paliers 0.6 fois la longueur du rotor. Les simulations montrent que pour une vitesse périphérique de 200 m.s⁻¹, la longueur utile de la machine ne peut pas dépasser 5 fois le rayon extérieur rotorique. Tandis que, le rapport est seulement de 4 si la vitesse périphérique admissible est de 300 m.s⁻¹.

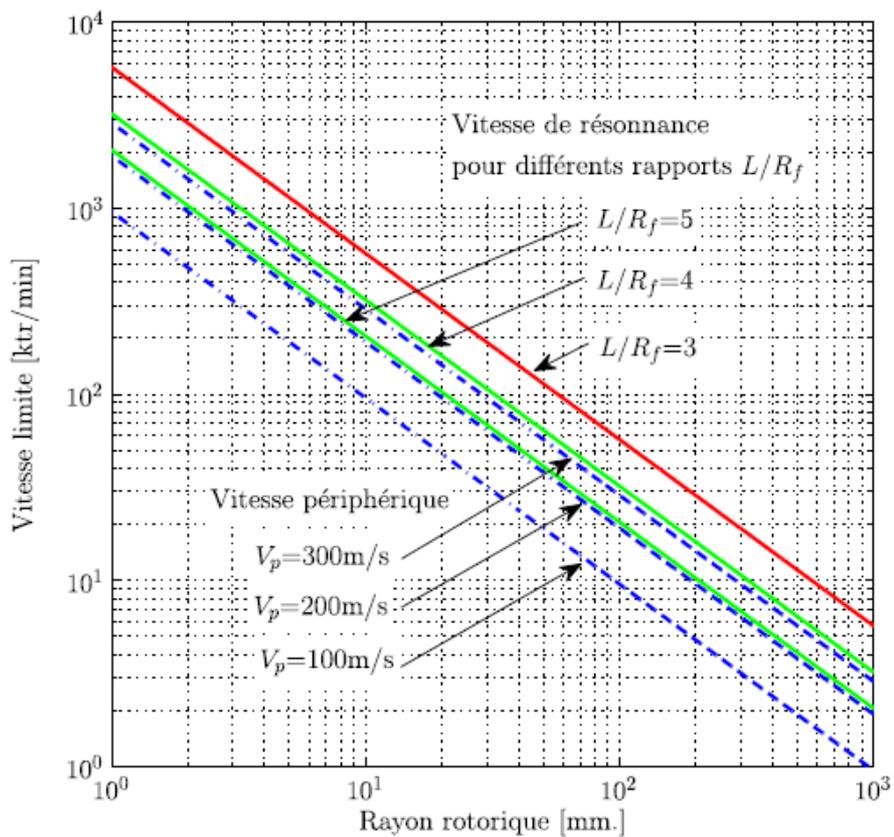


Figure 1-16: Influence de la vitesse limite en fonction du rayon rotorique [3].

1.6 Notions de dimensionnement optimal

1.6.1 Optimisation du dimensionnement

Le dimensionnement de la machine est l'étude permettant de définir les caractéristiques/dimensions de la machine afin de répondre à des besoins bien spécifiques. Ces besoins sont souvent formulés dans un cahier des charges qui définit les performances attendues de la machine et les nombreuses contraintes qu'elle doit satisfaire. Un modèle s'avère nécessaire pour transformer le problème de conception ainsi formulé en un problème d'optimisation. Le problème d'optimisation consiste alors à la minimisation ou à la maximisation d'une ou plusieurs performances de la machine appelées « fonctions objectifs » et doit répondre à des « contraintes ». Cette procédure est schématisée par la Figure 1-17.

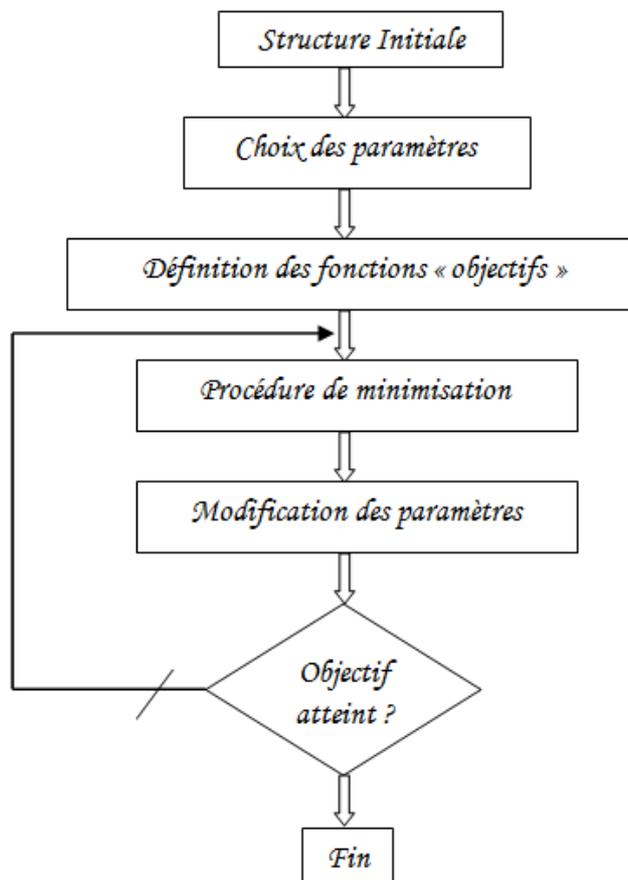


Figure 1-17 : Principe de l'optimisation topologique de structures.

1.6.1.1 Formulation d'un problème d'optimisation

Un problème d'optimisation se définit en général par les éléments suivants :

- Des paramètres p_i dont les valeurs peuvent varier et sont comprises dans un intervalle $[p_{i\min}, p_{i\max}]$;

- Une ou plusieurs « fonctions objectifs » f_i à minimiser qui prennent comme arguments les paramètres p_i ;
- Une ou plusieurs « contraintes » g_i qui sont obtenues après traduction du cahier des charges sous forme d'inégalité inférieure à 0 et fonction aussi des paramètres p_i .

1.6.1.2 Optimisation mono ou multi-objectifs

Il existe deux cas de figure lors d'une optimisation suivant le nombre d'objectifs à satisfaire : optimisation mono ou multi-objectifs. L'optimisation multi-objectifs vise à optimiser conjointement plusieurs objectifs, parfois antinomiques.

L'optimisation mono-objectif est relativement simple à partir du moment où la « fonction objectif » est définie et que l'algorithme choisi est adéquat. Cependant, l'optimisation multi-objectif appelle à une réflexion sur la représentation des solutions. Il existe deux approches permettant d'afficher les solutions de l'optimisation : la méthode d'agrégation des objectifs et la représentation des objectifs sous forme d'une surface appelée surface de Pareto [56]. La méthode d'agrégation des objectifs est le passage d'une optimisation multi-objectifs à une optimisation mono-objectif dans laquelle la « fonction objectif » est une somme pondérée des multiples « fonctions objectifs » initiales. Cette méthode suppose de connaître au préalable le poids relatif des différentes « fonctions objectifs » mais aussi qu'elles soient de même nature afin de construire la « fonction d'agrégation ». A contrario, la seconde méthode (surface de Pareto) suppose les poids des différentes « fonctions objectifs » inconnus en permettant ainsi de reporter leur pondération une fois les différentes solutions connues. On est donc à la recherche d'une surface de solutions qui offrent un bon 'compromis' entre les différents objectifs.

1.6.1.3 Représentation des solutions : Optimum de Pareto

En économie, un optimum de Pareto est un état dans lequel on ne peut pas améliorer le bien être d'un individu sans améliorer celui d'un autre. La notion d'optimum de Pareto permet de diviser en deux l'ensemble des états possibles de la société. On peut ainsi mettre en évidence (cf. Figure 1-18 dans le cas d'une optimisation bi-objectif) :

- Ceux qui sont uniformément améliorables (solutions dominées) : il est possible d'augmenter le bien-être de certains individus sans réduire celui des autres.
- Ceux qui ne sont pas uniformément améliorables (solutions non dominées): l'augmentation du bien-être de certains individus implique la réduction du bien-être d'au moins un autre individu.

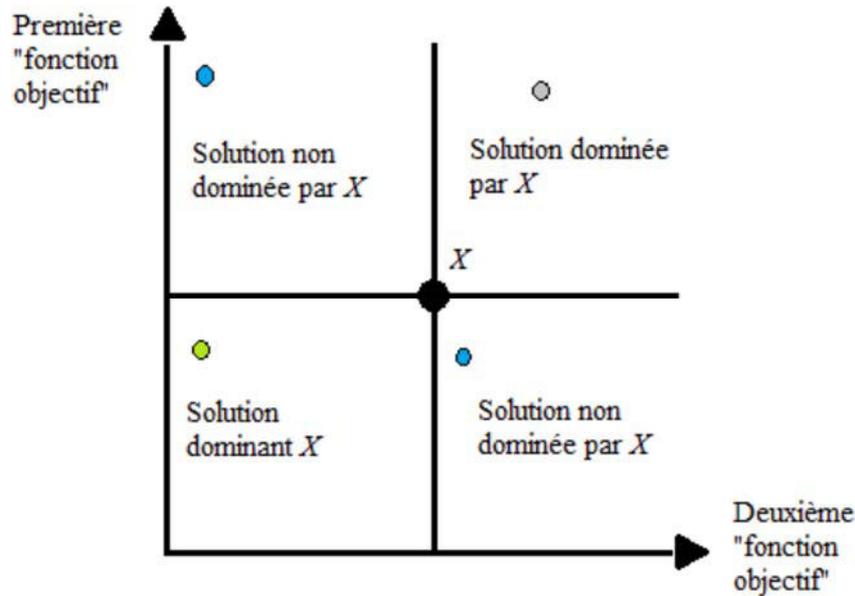


Figure 1-18 : Dominance au sens de Pareto dans l'espace des objectifs [57].

Cette approche a été initiée par Goldberg en 1989 [58]. Elle assure un traitement équitable de chaque critère, car il n'y a pas de classement à priori de l'importance de critères. De nos jours, la majorité des algorithmes utilise une approche Pareto pour traiter les problèmes multiobjectifs. Dans le paragraphe suivant, nous allons fournir un bref aperçu des différents algorithmes multiobjectifs.

1.6.2 Les algorithmes d'optimisation

Pour les problèmes d'optimisation non-linéaires avec contraintes, il existe deux catégories de méthodes d'optimisation [57]:

- Les méthodes déterministes ou exactes fondées sur le calcul et sur la recherche d'une direction dépendante du gradient appelant à la notion de descente de colline : méthode de la plus grande pente, du gradient conjugué, de Newton et de quasi-Newton ;
- Les méthodes stochastiques ou approchées fondées sur la recherche aléatoire ou pseudo-aléatoire sans calcul de gradient et basées sur l'évolution de phénomènes naturels : les méthodes de recherche directe appelées d'ordre « zéro » tel que Nelder-Mead ou la méthode du simplexe, les méthodes heuristiques, les méthodes métaheuristiques tels que les algorithmes évolutionnaires, le recuit simulé et les essaims particuliers et les méthodes hybrides.

La grande différence entre ces deux catégories de méthodes est le fait qu'à partir d'un point de départ défini, un algorithme déterministe suivra toujours le même parcours alors qu'un algorithme stochastique n'aura jamais exactement le même comportement et n'aboutira pas forcément à la même solution. Les fonctions devraient être différentiables dans le cas de la méthode déterministe alors que dans notre cas les fonctions objectifs ne le seront pas. De ce fait, le choix se portera sur une méthode plutôt stochastique.

1.6.2.1 Les méthodes stochastiques

Le principe des méthodes stochastiques est basé sur trois étapes :

- La perturbation aléatoire, par exemple:
 - ✓ En agissant sur un ou tous les paramètres ;
 - ✓ Suivant une loi autour du point courant ;
 - ✓ Les nouveaux points dépendent des points précédents ou uniquement de la valeur de la fonction.
- Le critère d'acceptation, par exemple:
 - ✓ Suivant une loi de probabilité ;
 - ✓ Le ou les meilleurs sont conservés.
- Les critères d'arrêt, par exemple :
 - ✓ Le coût de calcul ;
 - ✓ Plus d'évolution de la solution ;
 - ✓ Plus d'évolution de la valeur de la fonction.

Le choix de la méthode d'optimisation se détermine suivant l'application mise en jeu. Aucune méthode ne vaut plus qu'une autre pour traiter les problèmes d'optimisation. Cependant, dans cette étude, les algorithmes de type évolutionnaire sont préconisés dans le but de balayer une plus grande plage de solutions. En particulier, l'algorithme méta-heuristique utilisé est MOPSO (Multi-Objective Particle Swarm Optimisation) programmé par l'équipe SETE et basé sur le comportement des fourmis ou des abeilles.

1.6.2.2 Choix de l'algorithme d'optimisation : principe de PSO

L'algorithme PSO d'essaims particuliers a été proposé par Kennedy et Eberhat en 1995 [59]. Il est basé sur une analogie avec les mouvements collectifs des groupes d'animaux. Chaque particule est un individu, qui dans un processus itératif, tend vers la solution optimale. Le déplacement d'une particule peut être représenté par le schéma de principe (Figure 1-19). Pour réaliser son prochain mouvement, chaque particule combine trois tendances : suivre sa vitesse propre, revenir vers sa meilleure performance, aller vers la meilleure performance de ses informatrices. L'espace de recherche est de dimension D . La position courante d'une particule dans cet espace à l'instant t est donnée par un vecteur $x(t)$, à D composantes. Sa vitesse courante est $v(t)$. La meilleure position trouvée jusqu'ici par cette particule est donnée par un vecteur $g(t)$. Les équations de mouvement d'une particule suivent une pondération à décroissance temporelle sont, pour chaque dimension d [60]:

$$\begin{cases} v_d \leftarrow c_1 v_d + c_{\max} \text{alea}(0,1)(p_d - x_d) + c_{\max} \text{alea}(0,1)(g_d - x_d) \\ x_d \leftarrow x_d + v_d \end{cases} \quad \text{Eq. 1.13}$$

Le coefficient c_1 est interprété comme la confiance que la particule accorde à son mouvement propre. La vitesse v_d est composée de trois termes [61]:

- $c_1 v_d$ est un terme d'inertie représentant la tendance de la particule à suivre la direction dans laquelle elle se déplaçait précédemment;
- $c_{\max} \text{alea}(0,1)(p_d - x_d)$ représente un rappel vers la meilleure performance de la particule;
- $c_{\max} \text{alea}(0,1)(g_d - x_d)$ représente un rappel vers la meilleure performance des informatrices de la particule.

L'ensemble du processus d'optimisation est explicité par l'algorithme suivant où la résolution d'un problème multiobjectif revient à sélectionner les positions non-dominées trouvées par l'algorithme au cours de son exécution [62]. De ce fait, à la fin de l'exécution, les solutions retenues se doivent d'être des solutions non-dominées vis-à-vis de toutes les positions atteintes par les particules au cours des itérations successives. Il apparaît donc nécessaire de tenir à jour une liste des solutions non-dominées trouvées au cours du traitement et de mettre celle-ci à jour à la fin de chaque itération.

Algorithme général d'OEP multiobjectif

Initialisation aléatoire des positions et des vitesses de chaque particule
Déterminer les leaders
Stockage des solutions non-dominées
Tant que le critère d'arrêt n'est pas atteint faire
 Pour $i=1 : N$ faire
 Déplacement de la particule à l'aide de l'équation de mouvement
 Mutation
 Evaluation des positions
 Mise à jour des leaders cognitifs
 Fin Pour
 Mise à jour des leaders sociaux
 Mise à jour des solutions non-dominées
Fin Tant que

Une telle approche peut être très rapidement coûteuse en temps et en complexité car la taille de l'archive peut devenir rapidement importante. Pour remédier à ce problème, il est commun de définir une taille maximale pour l'archive d'où la définition du critère d'arrêt de cet algorithme.

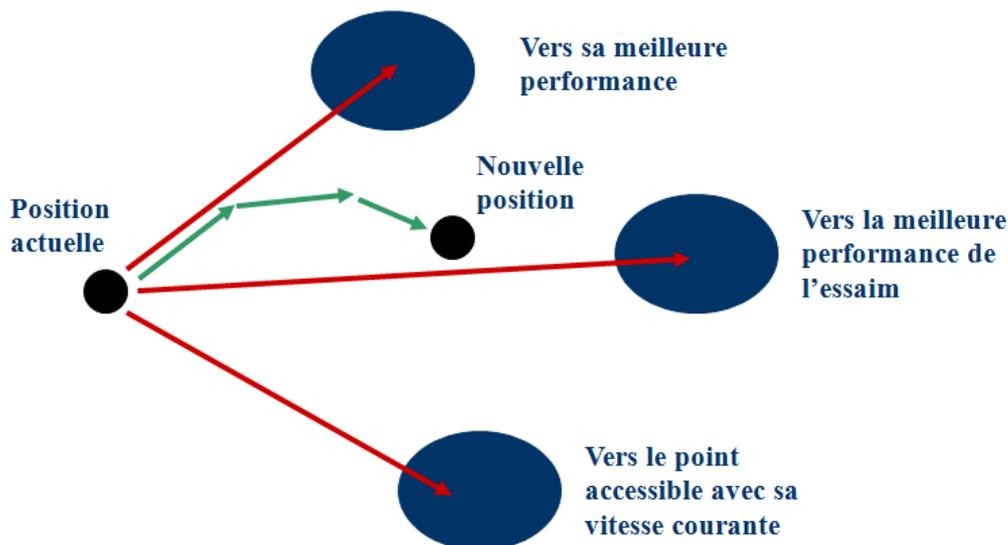


Figure 1-19 : Principe de l'optimisation par essaims particulaires.

1.7 Conclusion

Dans le cadre de cette étude bibliographique dédiée aux actionneurs à hautes vitesses/hautes compacités, nous avons présenté la notion de la machine haute vitesse ainsi que les différentes contraintes liées à ce type d'application. Nous avons présenté les différentes structures de machines électriques exploitées dans ce cadre d'application. Nous retenons, pour la suite de nos travaux, l'étude de la structure à aimants permanents dans ces différentes positions au rotor (enterrés sous différentes formes et surfaciques) pour des raisons de fort rendement, de bon facteur de puissance et de faible ondulation du couple grâce aux faibles vibrations mécaniques.

Ainsi dans la suite de notre étude, nous nous intéresserons à la mise en place d'une démarche de dimensionnement et d'optimisation multi-objectifs sous contraintes en essayant d'intégrer différents modèles multi-physiques. Cette démarche de dimensionnement optimal devra répondre au cahier des charges dont les principaux objectifs seraient de minimiser le volume (ou masse) de cette machine et minimiser ses différentes pertes. Elle sera ainsi intégrée dans une procédure d'optimisation métaheuristique dont le principe et l'algorithme ont été dévoilés dans la dernière partie.

1.8 Objectifs – Verrous de la thèse

La notion de la haute vitesse a attiré l'attention des concepteurs machinistes depuis que les alertes écologiques environnementales ont pris un tournant important. La croissance de l'automobile « verte » crée d'énormes défis sociétaux, économiques et industriels que les constructeurs cherchent à relever. Ainsi, un environnement concurrentiel a été établi en vue d'amélioration des performances des systèmes ERS « Energy recovery System ». Valeo a été notamment impliqué dans de nombreux projets comme par exemple AREMA (Amélioration Rendement Moteur Alternateur, M2EI (Machines Electriques et Electroniques Intégrés) et HYBRELEC). Dans la continuité, le projet e-MECA est complémentaire de ces projets ; il vise à garantir les acquis machine pouvant réaliser les fonctions de l'hybridation électrique (stop-start, récupération d'énergie, assistance de couple et traction électrique) tout en assurant un rendement satisfaisant et adressant l'amélioration de la compacité des solutions. D'où l'intérêt de cette thèse qui vise à trouver une solution optimale candidate capable de surmonter les difficultés d'ordre électromagnétique, mécanique et thermique. Ces contraintes ont une incidence directe principalement sur le choix des architectures ainsi que sur les matériaux magnétiques et les modèles correspondants. Pour atteindre ces objectifs, un premier verrou scientifique vise à comparer des architectures jugées performantes pour des applications rapides. Au fil de cette comparaison, les différents volets de la conception ainsi qu'une modélisation analytique « simplifiée » seront traités.

Le deuxième verrou consiste à combiner les avantages de deux machines à aimants enterrés (Insérés et concentration de flux) afin d'étudier une autre architecture spéciale dédiée au prototypage. Cette topologie doit respecter un cahier des charges contraignant par sa large plage de vitesses à puissance constante, sa contrainte de coût qui limite l'utilisation des matériaux honorables pour les aimants ainsi que pour les tôles stator et rotor, aussi bien que par une tension faible du bus DC, etc. Toutes ces contraintes feront l'objet d'une modélisation fine des aspects électromagnétiques, mécaniques et thermiques qui intégreront une plateforme multi-physique d'optimisation dans le but de trouver la meilleure solution.

La difficulté de la modélisation consiste à adapter les modèles classiques à une telle architecture spéciale. Par exemple : cette machine montre plusieurs zones de saturation

impactant la modélisation par schéma réducteur, nous évoquerons aussi la contrainte sévère en tension qui jouera sur le type de la commande tension ou courant. La synthèse des modèles devrait être compatible avec une approche système et donc satisfaire à la fois la contrainte de précision et le temps d'exécution avec une facilité d'intégration. Ces modèles précités feront l'objet d'un module logiciel sous forme d'une plateforme d'optimisation multicritères et multi-variables de la chaîne de traction haute fréquence. Un dernier verrou consiste à générer l'interface d'interconnexion entre les différents modèles de cette plateforme d'optimisation.

Chapitre II : Contribution au dimensionnement optimal de machines synchrones à aimants

1^{ère} partie : Première comparaison de quelques structures à aimants

2.1 Introduction

Dans le cadre du projet e-MECA, une étape préliminaire consiste à définir les architectures de machines potentiellement intéressantes pour atteindre les objectifs fixés, à savoir une très grande compacité et un rendement énergétique suffisant.

La recherche de telles architectures est basée sur un cahier des charges que nous avons souhaité le plus générique possible et le moins contraignant permettant ainsi une étude exploratoire la plus large possible. Comme nous l'avons mis en lumière, il existe de nombreuses interactions entre la machine et son environnement lorsque le système d'entraînement est à haute vitesse. L'approche système nécessite une modélisation des éléments et une étude approfondie des interactions afin de chercher des solutions optimales en se basant sur des algorithmes d'optimisation de type stochastique (algorithme génétique type Mopso [61]). Dans un premier temps, une modélisation basée sur des modèles analytiques simplifiés est entreprise afin d'explorer une première solution sur laquelle nous tracerons la deuxième voie de la validation et de la conception du prototype qui répond aux deux critères majeurs : 1) compacité ; 2) rendement.

Les principales instructions imposées sont illustrées par la Figure 2-1 dans le plan couple – vitesse. Il s’agit de rechercher les géométries optimales des diverses machines maximisant les deux critères précités sous un certain nombre de contraintes et permettant de satisfaire un fonctionnement à puissance constante de valeur imposée (notée P_{max}) entre une vitesse de base (notée Ω_b) et k_Ω fois cette vitesse de base. La vitesse de base est un paramètre d’optimisation au même titre que le nombre de paires de pôles, la géométrie de la machine et son alimentation. Dans un premier temps, nous définissons la méthodologie d’optimisation adoptée afin de trouver la vitesse de base optimale. Ensuite, nous présentons le synoptique de l’optimisation avec un algorithme génétique choisie. Enfin, les modèles multi-physiques simplifiés voire les modèles électromagnétiques, modèles des pertes et autres modèles sont détaillés tout en précisant les hypothèses prises en compte.

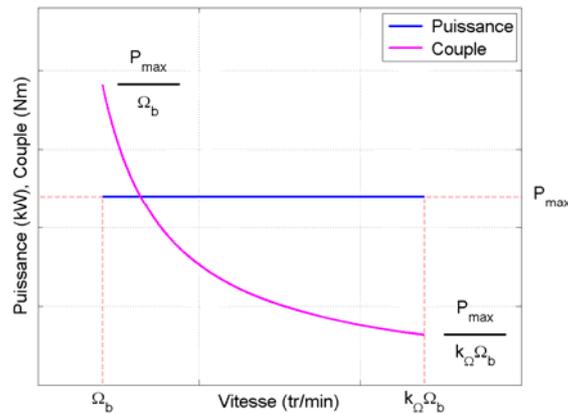


Figure 2-1: Contraintes dans le plan couple vitesse et puissance vitesse.

2.2 Choix des topologies

Dans l’objectif de choisir une machine candidate pour ce cahier des charges, nous avons opté pour quatre topologies qui sont exploitées dans le cadre des applications à hautes vitesses. Comme nous avons vu dans le chapitre de l’état de l’art : Les structures à aimants permanents s’avèrent les mieux adaptées puisqu’elles permettent d’apporter un flux d’excitation continu à moindre coût autant plus de leur qualité intrinsèque de couple massique et de rendements élevés .

Le stator est un stator à bobinage dentaire (Figure 2-2(a)) afin de minimiser les têtes de bobines et augmenter le facteur de remplissage et réduire ainsi les pertes Joule. Quatre topologies de rotor sont envisagées (aimants en surface, aimants insérés, à concentration de flux, aimants en V) (Figure 2-2(b) à Figure 2-2(e)).

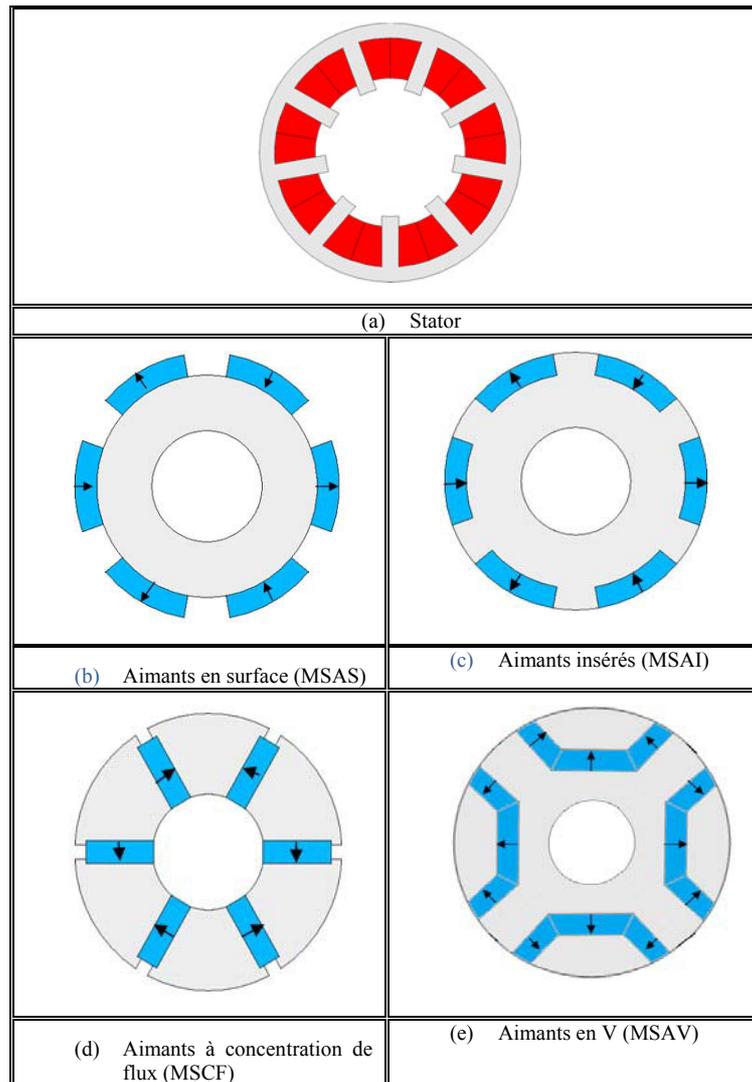


Figure 2-2 : Architectures de machines étudiées, tôles en gris, bobinages en rouge et aimants en bleu.

2.3 Modélisation simplifiée de la machine

L'optimisation topologique de la machine consiste à choisir la structure puis à optimiser ses dimensions. Cela s'intègre dans une méthode permettant d'exprimer les différentes caractéristiques de la machine en fonction de ses performances. Avant d'entamer la modélisation, nous présentons la géométrie du stator qui possède une structure commune entre les différentes machines (Figure 2-3) ainsi que la désignation des paramètres y existants (Tableau 2-1).

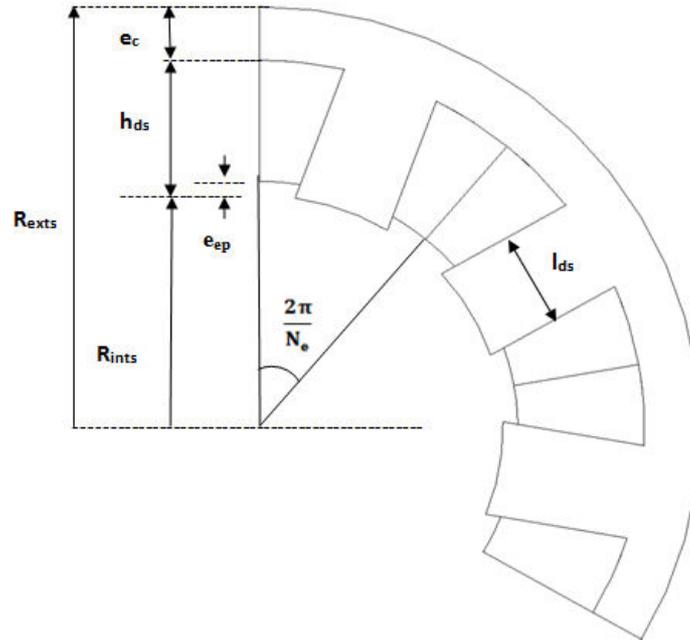


Figure 2-3 : Dimensions géométriques du stator des machines étudiées.

Symbole	Désignation
R_{exts}	Rayon extérieur statorique
R_{ints}	Rayon intérieur statorique
e_{ep}	Profondeur des bobinages de stator par rapport à R_{ints}
h_{ds}	Hauteur de la dent statorique
e_c	Épaisseur de la culasse
l_{ds}	Largeur de la dent statorique
N_e	Nombre d'encoches

Tableau 2-1: Désignation des grandeurs statoriques.

Ensuite, nous décrivons les modèles ainsi que leur validation. Nous commençons par une analyse électromagnétique qui a pour but de déterminer les performances électriques : couple, courant et tension et les performances magnétiques : flux et perméances.

2.3.1 Analyse électromagnétique

Nous considérons dans cette étude le régime de fonctionnement linéaire pour les matériaux magnétiques, comme certaines machines sont à pôles saillants, l'idée est de pouvoir décomposer ces dernières en deux machines équivalentes à pôles lisses projetées sur deux

axes ; l'un dit direct qui est en phase avec les pôles rotoriques et l'autre déphasé de 90° électriques dit l'axe en quadrature.

Cette théorie de Park permet de simplifier l'étude pour avoir un accès direct au calcul des performances électromagnétiques en particulier le couple en évaluant le flux à vide, la perméance dans l'axe d et la perméance d'axe q. Plusieurs chercheurs ont adopté ce concept et l'ont concrétisé par les réseaux de réluctance. Ainsi, plusieurs structures de machines ont été modélisées : la machine synchrone à aimants permanents enterrés ([66][67]), la machine asynchrone ([63][64][65]), la machine synchrone à aimants en surface ([68][69][70]), la machine synchrone à concentration de flux [71][72], la machine synchrone à double excitation ([73][74]). Cette modélisation s'appuie essentiellement sur trois approches : numériques, analytiques et semi-numériques. En effet, les travaux se sont orientés de plus en plus vers le calcul par éléments finis dans la phase de validation de la modélisation analytique. Aujourd'hui, le développement des logiciels de calcul, assez puissants et fiables qui modélisent toute sorte de machines en considérant tout type de contraintes, répond aux besoins de la modélisation multi-physique qui exige des couplages forts entre les différents phénomènes physiques avec une certaine précision.

Néanmoins, l'inconvénient majeur des logiciels éléments finis est le temps de calcul qui est assez important. C'est pour cela, les méthodes analytiques pourraient remédier à ce problème étant donné la résolution formelle des équations de Maxwell qui reste limitée à des géométries simples, un autre inconvénient se rajoute lorsque les matériaux magnétiques se saturent d'où l'intérêt de coupler les deux approches qui reste une solution adéquate dans plusieurs cas. Il est à noter que cette solution reste chère en temps de calcul surtout lorsqu'il s'agit d'un problème d'optimisation. Enfin, la méthode des réseaux de réluctance semble être la meilleure solution comme elle est basée sur le découpage de la structure en un certain nombre d'éléments représentant des tubes de flux. Plus le nombre de tubes est élevé plus le résultat s'approche de l'approche numérique vu la prise en compte de la non-linéarité des matériaux. Certes, le temps de calcul augmente ; il faut donc trouver un compromis qui conduit à la précision au même temps que la rapidité. Il existe ainsi deux modèles dans la littérature : le premier, en considérant l'hypothèse du premier harmonique et le deuxième en se situant dans le cas réel (c-à-d la prise en compte de la rotation du rotor et l'état magnétique).

Dans un premier temps, nous nous intéressons au premier modèle ; modèle du 1^{er} harmonique avec prise en compte des pertes Joules, nous rappelons que les parties magnétiques sont infiniment perméables (cette hypothèse reste raisonnable car les machines rapides fonctionnent avec de faibles niveaux d'induction) et que ce modèle considère les fuites dans les encoches et dans les aimants. Nous nous basons sur ces hypothèses simplificatrices afin de déterminer les grandeurs électromagnétiques d'une manière rapide et quasi-précise (comme constaté dans les travaux de L.Vido [71] et S. Hlioui [84]).

Le modèle de Park 1^{er} harmonique en prenant en compte les pertes Joules est décrit sur la Figure 2-4 en fonction des inductances cycliques d'axe d et q ainsi la vitesse angulaire.

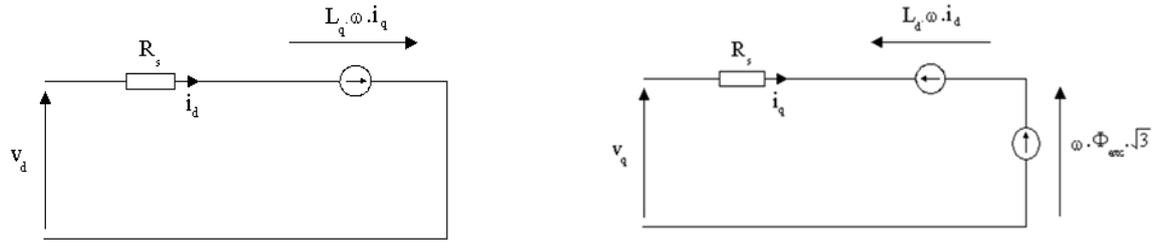


Figure 2-4 : Modèle de Park avec prise en compte des pertes Joule.

Les équations en tension efficace s'écrivent :

$$\begin{cases} v_d = R_s i_d - L_q \omega i_q \\ v_q = R_s i_q + L_d \omega i_d + \sqrt{3} \phi_{exc} \omega \end{cases} \quad \text{Eq. 2.1}$$

Avec :

- V_d, I_d, L_d sont respectivement le courant et l'inductance d'axe d ;
- V_q, I_q, L_q sont respectivement le courant et l'inductance d'axe q ;
- R_s est la résistance interne de l'induit ;
- ω est la vitesse angulaire ;
- ϕ_{exc} est le flux à vide efficace embrassé par une phase d'induit.

A partir des hypothèses de linéarité et de 1^{er} harmonique, le couple électromagnétique est défini par :

$$C_{em} = p(\Phi_d i_q - \Phi_q i_d) \quad \text{Eq. 2.2}$$

Φ_d et Φ_q sont les flux embrassés par une phase dans les axes d et q ; p est le nombre de paires de pôles et pour une machine à aimants ils sont donnés par le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} \phi_d = L_d i_d + \sqrt{3} \phi_{exc} \\ \phi_q = L_q i_q \end{cases} \quad \text{Eq. 2.3}$$

Ainsi, l'expression du couple revient à l'équation Eq. 2.4

$$C_{em} = p i_q (\sqrt{3} \phi_{exc} + (L_d - L_q) i_d) \quad \text{Eq. 2.4}$$

Cependant, cette expression dépend du nombre de spire n qui n'est pas une grandeur dimensionnante de la machine. Il est donc nécessaire d'introduire des grandeurs indépendantes de n .

Nous obtenons ainsi comme expression du couple l'expression Eq. 2.5 qui s'exprime :

$$C_{em} = pJ_q S_{cu} (\phi_{exc} \sqrt{3} + (P_d - P_q) J_d S_{cu}) \quad \text{Eq. 2.5}$$

Avec : ϕ_{exc} est le flux à vide par spire ($\phi_{exc} = \frac{\Phi_{exc}}{n}$), P_d est la perméance d'axe d ($P_d = \frac{L_d}{n^2}$), P_q est la perméance d'axe q ($P_q = \frac{L_q}{n^2}$), S_{cu} est la section du cuivre, J_d et J_q sont respectivement les densités d'axe d et d'axe q ($J_d = \frac{ni_d}{S_{cu}}$; $J_q = \frac{ni_q}{S_{cu}}$).

2.3.1.1 Modélisation par schéma réductant et validation par EF

Afin d'obtenir les expressions du flux à vide, les perméances dans l'axe d et dans l'axe q à partir des paramètres géométriques de la machine, on a établi des modèles réductants en prenant en considération les fuites magnétiques ; essentiellement les fuites inter-dents et inter-aimants. La modélisation s'effectue en 2 dimensions pour les 4 types de machines dans la vue en coupe représentées sur la Figure 2-5. A titre d'exemple, nous avons considéré la machine à aimants insérés à 6 paires de pôles possédant 18 encoches dont le bobinage triphasé (a,b,c) est concentré sur trois encoches par pôles et par phase. Nous présenterons ainsi les lignes de flux et les schémas réductants associés.

a. Machine synchrone à aimants insérés

2.3.1.1.1 Flux à vide

A vide, les seules sources d'excitation sont les aimants permanents et la position correspondant à la valeur maximale est celle de l'axe d. La Figure 2-5 montre le trajet principal du flux d'une paire de pôles seulement en tenant compte de la symétrie des lignes du flux et de la périodicité de la structure. Le schéma réductant associé (Figure 2-6) est composé des réductances modélisant l'entrefer (R_{e1} , R_{e2}), des réductances modélisant les aimants avec les fuites radiales (R_{fa1} , R_{fa2}) et des forces magnétomotrices e_{ap} exprimant la relation entre l'induction rémanente B_r et l'épaisseur de l'aimant e_{aim} ($e_{ap} = \frac{B_r * e_{aim}}{\mu_0}$). Cela est traduit par la relation suivante :

$$\phi_{exc} = \frac{e_{ap}(R_{aim1}(R_{fa2} + 2R_{fal}) + 3R_{fal}R_{fa2} - R_{aim2}(2R_{eld} + R_{e2d}) - R_{fa2}(R_{aim2} + 2R_{eld} + R_{e2d} + R_{fal}))}{R_{aim1}R_{aim2}(2R_{eld} + R_{e2d} + R_{fa2}) - 2R_{fal}^2(R_{fa2} - R_{aim2}) + (2R_{eld} + R_{e2d})(R_{aim1}R_{fa2} + R_{aim2}R_{fal}) + (R_{e2d} + R_{aim2})R_{fal}R_{fa2}} \quad \text{Eq. 2.6}$$

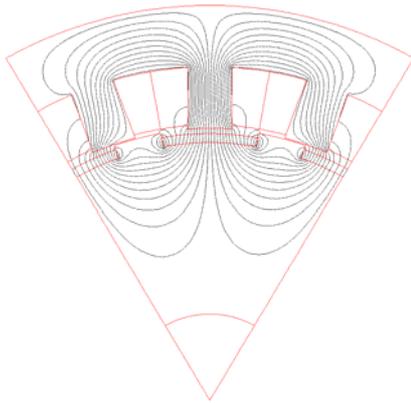


Figure 2-5: Lignes de flux.

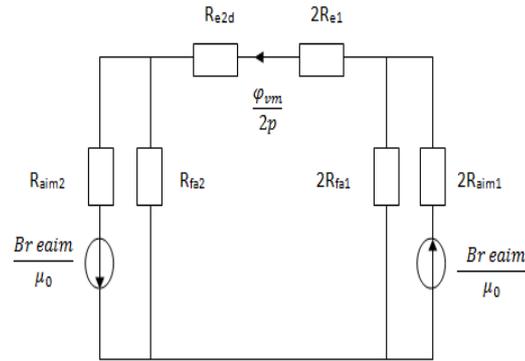


Figure 2-6: Schéma réductant associé.

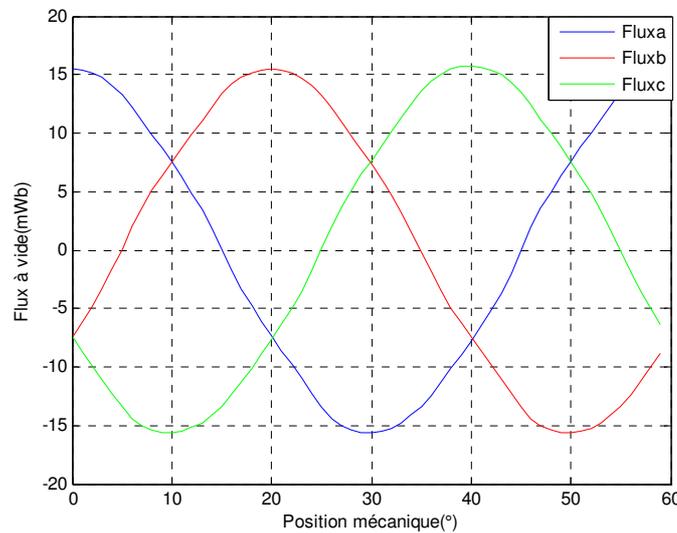


Figure 2-7 : Flux à vide des trois phases en fonction de la position du rotor par rapport au stator.

Les résultats du flux à vide obtenus par E.F 2D (Figure 2-7) ont été comparés à ceux obtenus par ce modèle analytique (Tableau 2-2). L'écart relatif entre ces deux modèles de type linéaire est de l'ordre de 6% permettant de donner confiance à cette modélisation. Néanmoins, cette différence met en évidence l'existence des fuites qui ne sont pas prises en compte dans ce cas de figure ; par exemple les fuites dans les encoches.

Analytique	16 mWb
Simulation EF 2D	15 mWb

Tableau 2-2 : Comparaison de flux à vide dans une phase entre le calcul analytique et le calcul EF.

2.3.1.1.2 Perméance d'axe d

La perméance d'axe d est obtenue lorsque l'axe du rotor est en phase avec celui du stator (la même position du flux à vide). Néanmoins, elle est déterminée quand le rotor est

passif (sans aimants) en injectant des courants d'axe d dans les bobines d'induit c.-à-d. Ni_d dans la phase A et $-N\frac{i_d}{2}$ dans les phases B et C. En se basant sur les trajets du flux de la Figure 2-8, nous constatons des lignes de fuites qui émergent dans les encoches et qui sont modélisables par :

$$R_{fe} = \frac{1}{\mu_0 L_a} \frac{2\pi (R_{ints} + \frac{h_{ds}}{2}) - l_{ds}}{N_e h_{ds}} \quad \text{Eq. 2.7}$$

Afin d'estimer la valeur de la perméance d'axe d, un calcul symbolique a été élaboré en s'appuyant sur le schéma associé (Figure 2-9). L'expression de cette perméance est donnée par :

$$P_d = 3p \frac{1}{R_{fe}} \frac{R_{fe} + 2R_{e1d} + 2R_{aim1} + R_{e2d} + R_{aim2}}{2R_{e1d} + 2R_{aim1} + R_{e2d} + R_{aim2}} \quad \text{Eq. 2.8}$$

Nous notons dans le tableau suivant les valeurs numériques de la perméance P_d obtenues par les simulations E.F et par le modèle analytique.

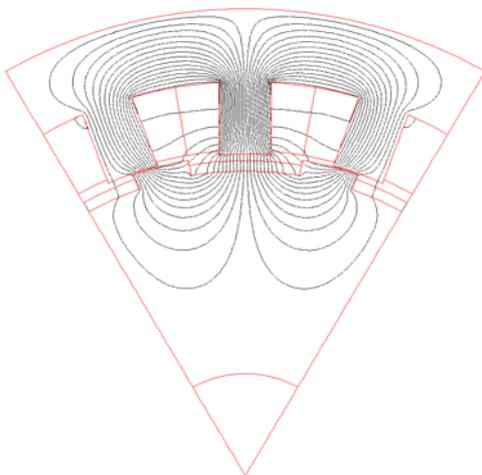


Figure 2-8: Lignes de flux.

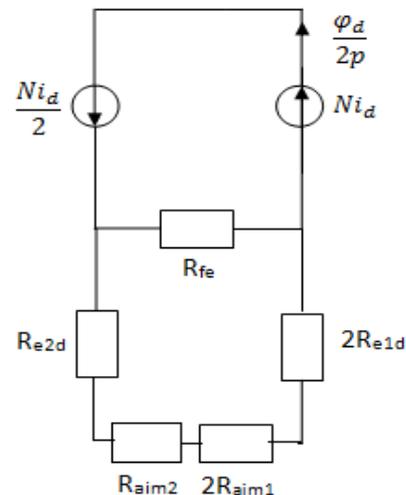


Figure 2-9 : Schéma réductant associé.

Modèle Analytique	5,35 μH
Simulation EF 2D sans saturation	5.37 μH

Tableau 2-3 : Comparaison de la perméance dans l'axe d entre le calcul analytique et le calcul EF.

L'écart relatif entre les deux modèles est faible, nous considérons dans ce cas que le modèle de calcul est fiable malgré sa simplicité.

2.3.1.1.1.3 Perméance d'axe q

Dans ce cas, l'axe du rotor et celui du stator sont en quadrature, Les bobines d'induit sont alimentées par des courants d'axe q. Les lignes du flux sont présentées sur la Figure 2-10, comme pour le calcul d'axe d, la perméance d'axe q s'exprime :

$$P_q = 3p \frac{1}{R_{fe}} \frac{R_{fe} + 2R_{elq} + 2R_{aim1} + R_{e2q} + R_{aim2}}{2R_{elq} + 2R_{aim1} + R_{e2q} + R_{aim2}} \quad \text{Eq. 2.9}$$

Un tableau comparatif a mis en place l'erreur relative, cette fois ci l'erreur est assez importante (20%). Cependant, elle peut être acceptable compte tenue de la négligence des fuites au niveau du rotor, notamment le flux n'est pas censé traverser les aimants.

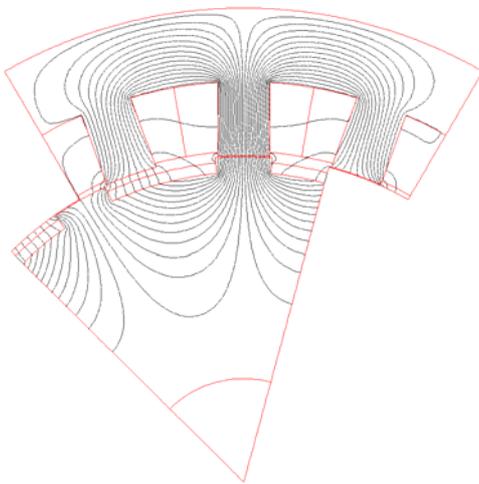


Figure 2-10 : Lignes de flux.

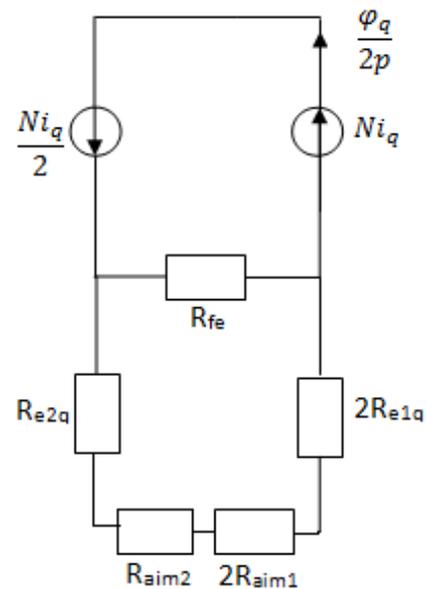


Figure 2-11 : Schéma réductant associé.

Modèle Analytique	8.45 μH
Simulation EF 2D sans saturation	10.2 μH

Tableau 2-4 : Comparaison de la perméance dans l'axe q entre le calcul analytique et le calcul EF.

Nous nous basons sur ces trois paramètres pour déterminer le comportement électromagnétique des différentes machines envisageables. Pour cela, nous avons testé analytiquement et numériquement le flux à vide, les perméances d'axe d et d'axe q de la machine synchrone à aimants en surface, la machine synchrone à concentration de flux et la machine synchrone à aimants en V. Les résultats de comparaison sont illustrés dans la Figure 2-12. Nous pouvons constater que l'écart relatif varie de 0% (cas du flux à vide pour les aimants en V) jusqu'à atteindre 17% (cas de la perméance d'axe q des machines insérés et en surface).

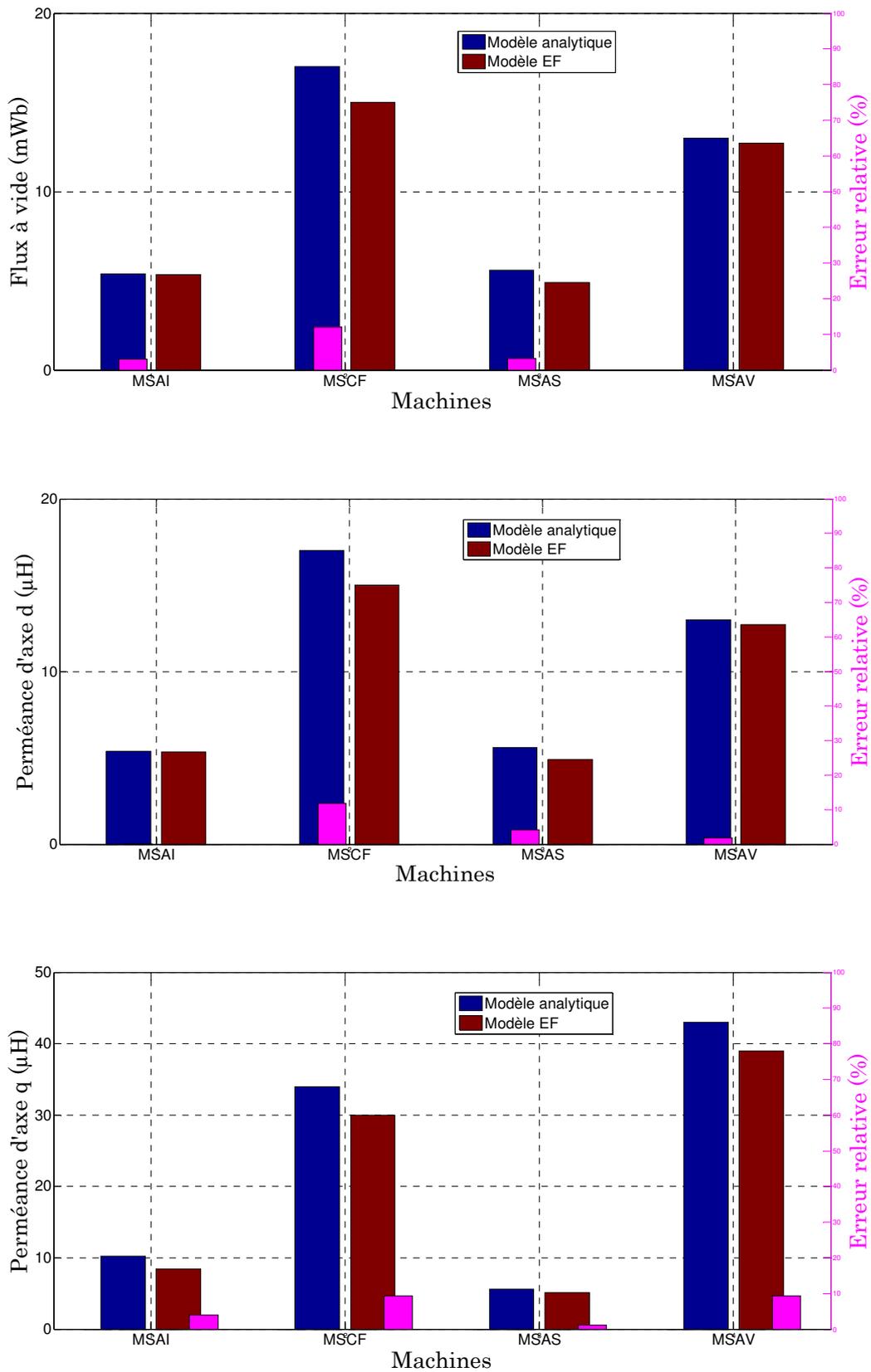


Figure 2-12 : Illustration de la comparaison Analytique/EF 2D pour les 4 machines (cf. Figure 2-2).

2.3.2 Analyse des pertes

En vue d'une modélisation simplifiée, nous nous concentrons sur des formulations analytiques basées sur des approches classiques afin d'estimer les pertes dans la machine, essentiellement des pertes dans le stator. Ces pertes sont localisées dans les tôles ferromagnétiques et dans le bobinage. Les pertes dans les enroulements se manifestent sous forme des pertes par effet Joule. Les pertes ferromagnétiques dans la culasse sont modélisées en se basant sur la formule de Steintmetz.

2.3.2.1 Pertes Joules :

Dans un premier temps, les pertes considérées dans cette étape sont des pertes privées de pertes supplémentaires et elles sont exprimées par rapport à la densité surfacique totale de courant J et le volume de cuivre V_{Cu} [75].

$$P_{Joules} = q\rho_{cu}V_{cu}J^2 \quad \text{Eq. 2.10}$$

Avec :

p est le nombre de paires de pôles ; q est le nombre de phases ; ρ_{cu} est la résistivité du cuivre qui dépend de l'échauffement des conducteurs. Elle est exprimée en fonction de celle à 20°C ρ_{cu-20° et la température de fonctionnement T_{cu} comme suit :

$$\rho_{cu} = \rho_{cu-20^\circ} [1 + 3,910^{-3} (T_{cu} - 20)] \quad \text{Eq. 2.11}$$

V_{Cu} est le volume de cuivre par encoche définie par l'équation Eq. 2.12 en fonction des paramètres géométriques détaillés sur la Figure 2-4, la longueur active L_a et la section du cuivre S_{cu} .

$$V_{cu} = 2S_{cu} (L_a + \frac{3\pi}{N_e} (2R_{ints} + \frac{h_{ds}}{2} - \frac{l_{ds}}{2})) \quad \text{Eq. 2.12}$$

J est la densité surfacique efficace (transformation de concordia) qui s'exprime en fonction des densités surfaciques de courant maximales J_d et J_q :

$$J = \sqrt{\frac{J_d^2 + J_q^2}{6}} \quad \text{Eq. 2.13}$$

Ou encore en partant de la définition de la résistance d'un conducteur en fonction du nombre de spire N_s et du coefficient de remplissage K_r qui est exprimé par :

$$R_{dc} = N_s^2 \rho_{cu} \frac{L_{spires}}{S_{enc} k_r} \quad \text{Eq. 2.14}$$

Avec L_{spires} , S_{enc} sont respectivement la longueur moyenne des spires et la section de l'encoche. Ce coefficient de remplissage correspond au pourcentage de la surface occupée par le cuivre par rapport à la surface totale de l'encoche. Pour les machines classiques à dents, ce coefficient varie entre 0.4 et 0.5.

La longueur de spires est la somme de la longueur active de la machine et la longueur des têtes de bobine comprenant une longueur supplémentaire qui dépend du nombre de pôles (~5 cm pour une machine délivrant quelques dizaines de kW [81]). Les pertes Joules sont données par une formule classique :

$$P_{Joules} = q R_{dc} I^2 \quad \text{Eq. 2.15}$$

2.3.2.2 Pertes fer :

Les pertes magnétiques traduisent l'effet de la circulation du flux dans les tôles statoriques, plusieurs modèles ont été exploités dans la littérature, essentiellement, celui de Bertotti et Steinmetz. Selon la formulation de Bertotti ([80][79]) trois termes se sont exprimés :

- Les pertes classiques par courants de Foucault qui sont proportionnelles à f^2 ;
- Les pertes par hystérésis qui sont proportionnelles à f et qui sont significatives uniquement à faibles fréquences ;
- Les pertes excédentaires qui sont proportionnelles à $f^{3/2}$.

Une autre formulation séparant les deux types de pertes pourrait être introduite, comme dans le cas de Steinmetz, L'expression des pertes ferromagnétiques volumiques est donnée par :

$$P_f = P_h + P_{ec} \quad \text{Eq. 2.16}$$

Où P_h représente les pertes volumiques par hystérésis et est explicitée par l'équation Eq. 2.17.

$$P_h = W_h f = (k_{h1} \Delta B_{pp} + k_{h2} \Delta B_{pp}^2) f \quad \text{Eq. 2.17}$$

Avec W_h est l'énergie par hystérésis qui correspond à l'ordonnée à l'origine de la courbe P_{fer}/f ΔB_{pp} est la densité totale de variation de flux en [T] ; k_{h1} et k_{h2} sont des coefficients qui dépendent du matériau, que nous cherchons à déterminer.

P_{ec} représente les pertes volumiques par courant de Foucault et est donnée par l'équation Eq. 2.18 :

$$P_{ec} = \frac{1}{T} \int_0^T \alpha_p \left(\frac{dB}{dt} \right)^2 dt \quad \text{Eq. 2.18}$$

Pour résumer, trois coefficients sont à déterminer (k_{h1} , k_{h2} , α_p). Des tests sur des échantillons assemblés sur des cadres de mesure normalisés et soumis à des inductions sinusoïdales d'amplitude et de fréquence déterminées permettent d'identifier la valeur des trois coefficients.

Le Tableau 2-5 donne un aperçu des valeurs de coefficients k_{h1} , k_{h2} et α_p qui ont été déterminées à partir des données fournies par les constructeurs issues d'articles scientifiques diverses. Celles-ci ont été illustrées par E.Hoang [78].

Matériau	Masse volumique [kg/m ³]	σ [$\Omega^{-1}m^{-1}$]	ρ [$\Omega \cdot m$]	T [°K]	Epaisseur de tôle [mm]	P_{fer} [w/kg] ; F=50Hz ; $B_m=1.5T$	K_{h1} [A/m]	K_{h2} [Am/Vs]	α_p [Am/V]
Fe_Ni 50-50	8250	410^6	2510^{-8}	700	0,1	0,84	0	14	0,0018
Fe_Si 3% N.O	7600	210^6	5010^{-8}	1020	0.35	2.6	5	40	0,022
Fe_Co 49-49 Va 2%	-	$2,510^6$	4010^{-8}	1220	0,1	3,65	88	32	0,0015

Tableau 2-5 : Caractéristiques de quelques matériaux issus des études diverses [78].

Dans notre cas, nous choisissons d'aborder le calcul des pertes par les paramètres du Fer Silicium (0.35 mm) encadrés dans le Tableau 2-5 dans la mesure de se rapprocher des valeurs des tôles réellement utilisés par VALEO dont la caractérisation expérimentale n'a pas été encore achevée à ce stade d'étude. Nous choisissons de commencer par la validation du niveau d'induction dans la dent ainsi que dans la culasse statorique d'une machine synchrone à concentration de flux (MSCF) ayant les dimensions reportées dans le Tableau 2-6.

Paramètre	Valeur
R_{exts}	63.9 [mm]
R_{ints}	35.7 [mm]
e_{ep}	2 [mm]
h_{ds}	20.3 [mm]
e_c	8.8 [mm]
l_{ds}	13.3 [mm]
N_e	9

Tableau 2-6 : Dimensions du stator de la machine de test (à concentration du flux).

Afin de calculer analytiquement les différents niveaux de l'induction, nous nous appuyons sur le calcul du flux résultant (Eq. 2.19) en fonction du flux à vide φ_{exc} , la section du cuivre S_{cu} , le nombre de paires de pôles p , les densités du courant et les perméances d'axe d et q ($J_d; P_d; J_q; P_q$). A partir de ce flux, les inductions maximales dans la dent et la culasse se traduisent par les équations Eq. 2.20 et Eq. 2.21 en ramenant ce dernier à la section de la partie considérée.

$$\varphi_{resultant} = \frac{\sqrt{(J_q P_q S_{cu})^2 + (\sqrt{3}\varphi_{exc} + J_d P_d S_{cu})^2}}{\sqrt{6p}} \quad \text{Eq. 2.19}$$

Ce calcul analytique dans le cas où les courants d'induit sont nuls dévoile une valeur de 0.77T comme induction maximale dans la dent statorique. Nous constatons que d'après la Figure 2-13, montrant l'évolution de l'induction moyenne en fonction de la position mécanique du rotor, cette valeur est égale à 0.76T; une valeur très proche du calcul analytique. De plus, l'induction moyenne maximale dans la culasse garde quasiment un ordre faible d'écart 8% (0.5T analytique vs. 0.46T par EF).

$$B_{dsmax} = \frac{\varphi_{resultant}}{S_{ds}} \quad \text{Eq. 2.20}$$

$$B_{csmax} = \frac{\varphi_{resultant}}{2S_{cs}} \quad \text{Eq. 2.21}$$

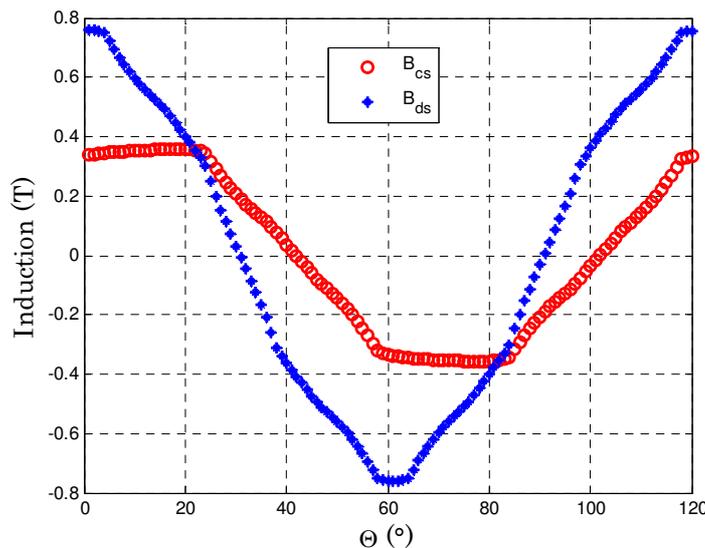


Figure 2-13 : Variation de l'induction moyennée en fonction de la position rotorique de la dent et la culasse statoriques (EF) de la MSCF.

Nous traçons sur la Figure 2-14 le profil d'induction pour cette machine à 3 paires de pôles à la position initiale où nous remarquons dans un premier temps la symétrie de la distribution de flux ainsi que sa concentration au niveau de la dent conduisant à une valeur maximale de 0.9T .

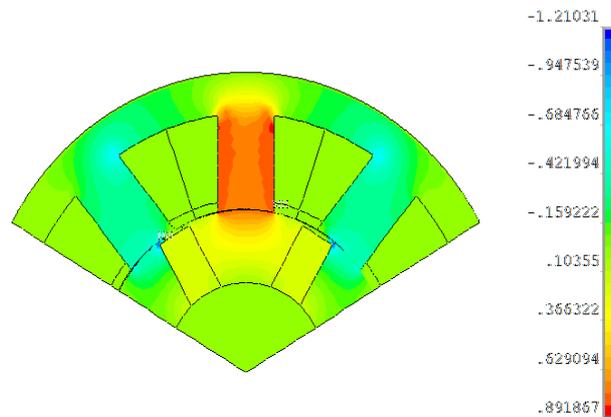


Figure 2-14 : Profil de l'induction à la position initiale ($\theta=0$) de la MSCF.

Les Figure 2-16 et Figure 2-17 présentent l'évolution des pertes en fonction de la vitesse de rotation pour la machine ainsi dimensionnée, nous constatons que les pertes induites par courant de Foucault (dites pertes classiques) sont prépondérantes par rapport aux pertes par hystérésis. Ceci est soutenu par la représentation de la variation maximale de l'induction (ΔB_{pp}) ; principal élément de calcul des pertes hystérésis, sur la Figure 2-15. Les valeurs de cette variation sont faibles par rapport à l'estimation du coefficient prépondérant des pertes par courant de Foucault (la dérivée de l'induction).

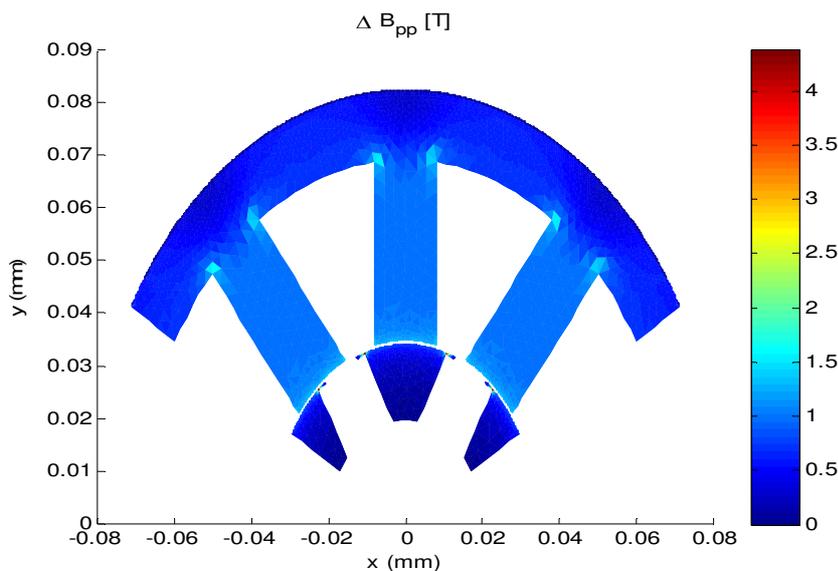


Figure 2-15: Variation maximale de l'induction dans tous les éléments de la machine.

Afin de valider ce calcul analytique, un calcul par EF a été élaboré. La somme des pertes est comparée au calcul EF où nous remarquons une certaine divergence surtout à haute vitesse. Néanmoins, l'écart relatif reste raisonnable (22%) due aux erreurs constatées sur l'ondulation.

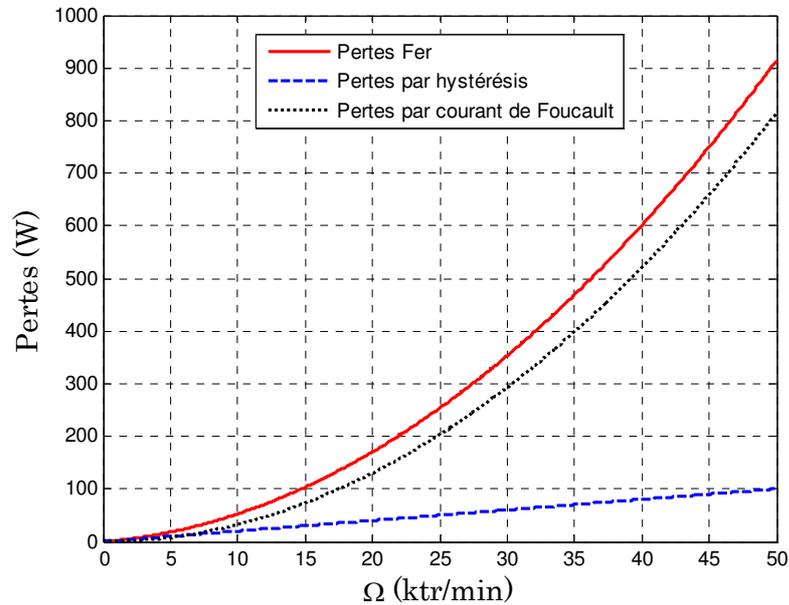


Figure 2-16 : Evolution des pertes analytiques en fonction de la vitesse de rotation.

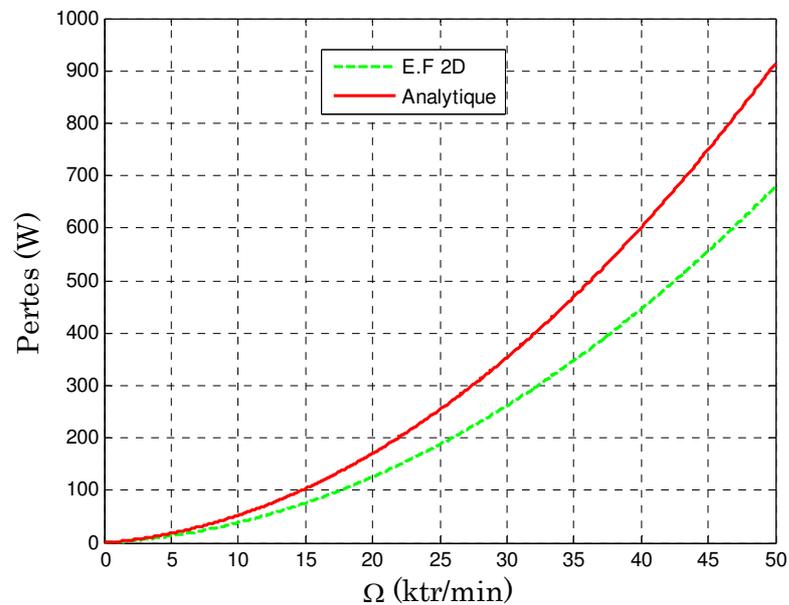


Figure 2-17 : Comparaison des pertes entre les EF et le calcul analytique.

2.3.2.3 Pertes aérodynamiques

Les pertes aérodynamiques sont liées aux phénomènes produits par l'écoulement d'un fluide sur une paroi, en particulier le fluide qui entoure le rotor en mouvement. Ces pertes dépendent des propriétés physiques du fluide, des types d'écoulement et de la géométrie de l'entrefer. A haute vitesse ces phénomènes sont loin d'être négligeables car ils s'accroissent avec la vitesse tout en dépendant de la géométrie de l'entrefer. On notera toutefois que la recherche des systèmes ultra-compacts fait diminuer l'épaisseur de l'entrefer, ce qui va dans le sens d'augmenter les pertes aérodynamiques. Il est donc nécessaire d'estimer ces pertes qui conduisent à l'élévation de la température pour ne pas influencer le dimensionnement de la machine.

Pour un entrefer constant, les pertes aérodynamiques liées au cisaillement de l'air situé dans le volume de l'entrefer sont exprimées par :

$$P_{aéro} = \gamma_{air} \frac{kS_e}{2\left(\frac{e}{v}\right)^n} (V_p)^{3-n} = \gamma_{air} \frac{kV_r}{\left(\frac{e}{v}\right)^n} (R_r)^{2-n} (\Omega)^{3-n} \quad \text{Eq. 2.22}$$

Où :

- γ_{air} est la masse volumique de l'air en [kg.m^{-3}] (égale à 1.3 kg.m^{-3} à la pression atmosphérique),
- V_p est la vitesse périphérique du rotor en [m.s^{-1}],
- R_r est le rayon du rotor en [m],
- L est la longueur du rotor en [m],
- S_e est la surface d'entrefer et est égale à $2\pi R_r L$,
- v est la viscosité cinématique de l'air en [$\text{m}^2.\text{s}^{-1}$] (égale à $17.10^{-6} \text{ m}^2.\text{s}^{-1}$),
- e est l'entrefer en [m],
- V_r est le volume du rotor en [m^3] et est égal à $\pi R_r^2 L$.

D'une manière générale, la nature de l'écoulement du fluide est caractérisée par le nombre de Reynolds. Il présente un rapport entre les forces d'inertie et les forces visqueuses.

$$R_e = \frac{eV_p}{v} \quad \text{Eq.2.23}$$

Dans le cas où l'écoulement est :

- Laminaire : $R_e > 1\ 000$, $k=0.0012$ et $n=0.24$, les pertes évoluent en $\Omega^{2.76}$
- Turbulent : $R_e < 1\ 000$, $k=2$ et $n=1$, les pertes évoluent en Ω^2 .

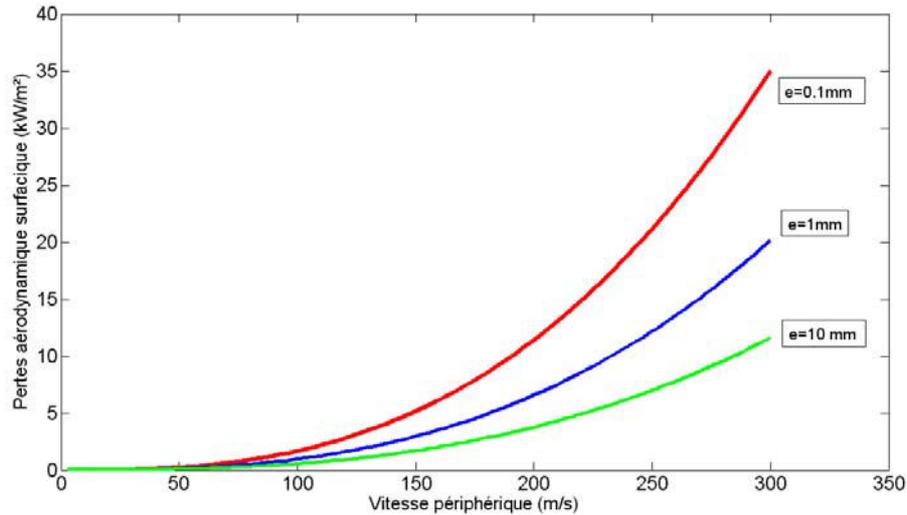


Figure 2-18 : Pertes aérodynamiques surfaciques en fonction de la vitesse périphérique pour un entrefer mécanique lisse de valeurs 0.1mm, 1mm et 10mm [82].

2.3.3 Autres modèles

Modèle thermique : la limitation de la densité de courant à 10 A/mm^2 présente une solution primaire afin de vaincre l'insuffisance de ce modèle. Compte tenu du refroidissement prévu (refroidissement à eau), il s'agit d'une hypothèse restrictive car les niveaux des densités du courant peuvent atteindre des valeurs assez élevées (50 A/mm^2).

Modèle mécanique : La contrainte due aux forces centrifuges est limitée par une contrainte maximale liée essentiellement au rayon extérieur rotorique qui est traduit par la limitation de la vitesse périphérique à 160 m.s^{-1} .

Modèle de calcul des consignes : nous avons adopté la commande en courant, les consignes ainsi développés comme la tension se sont basées sur le modèle de Park qui prend en compte des pertes Joule.

Modèle de l'onduleur : Dans cette partie, la machine est commandée par une MLI au premier harmonique générée sans pertes.

Toutefois, tous ces modèles simplifiés seront développés et validés par les éléments finis dans le chapitre suivant. Le modèle thermique s'appuiera sur un réseau nodal exprimant les gradients de températures au sein de la machine. Le modèle mécanique, bien qu'il soit difficile à modéliser, sera formulé analytiquement pour nous fournir la vitesse maximale admissible. Nous introduirons la commande en tension à partir du moment où la commande en courant n'est plus assurée. Enfin, en ce qui concerne les pertes onduleur par conduction et par commutation, elles seront détaillées en se référant aux données industrielles.

2.4 Méthodologie du dimensionnement optimal : 1^{er} Dimensionnement

L'objectif de cette partie est de procéder à un dimensionnement des machines synchrones à aimants permanents candidats pour l'application e-MECA. Pour les 4 structures retenues (cf. Figure 2-2), nous dimensionnons le stator ainsi que le rotor à partir du cahier des charges (nous rappelons que l'architecture statorique à bobinage concentrique est identique pour toutes les machines). Nous présentons les paramètres d'optimisation, Par ailleurs, nous justifions non seulement le choix de ces paramètres et de leurs intervalles de variation mais aussi les relations qui permettent d'obtenir les paramètres géométriques de la machine.

2.4.1 Calcul des dimensions statoriques

La longueur extérieure L_e sera fixée a posteriori pour chaque machine afin d'atteindre les spécifications. Cette grandeur sera calculée à partir de la longueur active L_a nécessaire :

$$L_e = L_a + 2 \cdot l_{tb} \quad \text{Eq.2.24}$$

Où l_{tb} est la longueur d'une tête de bobine.

$$l_{tb} = \frac{\pi}{N_e} R_{ints} - \frac{l_{ds}}{2} \quad \text{Eq.2.25}$$

La vitesse périphérique maximale admissible v_p et la vitesse de rotation maximale Ω_M , imposées par des considérations mécaniques, permettent de déterminer le rayon extérieur rotorique R_{extr} puis le rayon intérieur statorique R_{ints} . Bien que le rayon extérieur rotorique soit en fait une grandeur caractéristique du rotor, elle est en fait complètement indépendante du rotor choisi et exprimée par :

$$v_p = R_{extr} \cdot \Omega_M \quad \text{Eq.2.26}$$

$$R_{ints} = R_{extr} + e \quad \text{Eq.2.27}$$

Le nombre de paires de pôles p_M est exprimé en fonction de la fréquence de découpage f_d comme suit :

$$p_M = \frac{2\pi f_d}{m\Omega_M} \quad \text{Eq.2.28}$$

L'indice de modulation m est le rapport entre la fréquence de découpage et la fréquence maximale f_M liée à la vitesse maximale.

$$f_M = \frac{p\Omega_M}{2\pi} \quad \text{Eq.2.29}$$

La valeur choisie dépend des exigences du concepteur sur le contenu harmonique des tensions statoriques. Pour cette valeur de fréquence et de vitesse, l'indice de modulation est égal à 12 avec 2 paires de pôles.

Pour des raisons de faisabilité, l'entrefer e est fixé à 0,5 mm. Il s'agit d'une valeur raisonnable compte tenu de la vitesse de rotation maximale choisie. Pour cette valeur d'entrefer les pertes aérodynamiques calculées n'ont jamais été prépondérantes devant les autres pertes, comme nous le vérifierons ultérieurement.

La largeur des dents statoriques l_{ds} est déterminée à partir du rayon intérieur statorique.

$$l_{ds} = k_{lds} \frac{2\pi}{N_e} R_{ints} \quad \text{Eq.2.30}$$

Le coefficient k_{lds} représente un arbitrage entre les pertes Joule et les pertes fer. Ce coefficient varie entre 0 (pas de dents statoriques) et 1 (pas de bobinage cuivre).

L'épaisseur de la culasse statorique est calculée à partir de la largeur des dents statoriques :

$$e_{cs} = k_{cs} l_{ds} \quad \text{Eq.2.31}$$

Si on impose le coefficient k_{cs} à une valeur égale à 0,5 alors le même niveau d'induction dans les dents et dans la culasse. Il varie entre les valeurs extrêmes 0 (pas de culasse) et 1. Pour des machines haute vitesse et dans l'objectif de réduire les pertes fer, il peut être opportun d'augmenter k_{cs} afin de diminuer l'induction dans la culasse et donc les pertes fer dans cette zone de la machine. On peut ici opter pour des valeurs supérieures à 0,5 voire même supérieures à 1. Toutefois, pour ces dernières valeurs le volume de la culasse devient très important (la masse qui est contrainte par les spécifications également) et la baisse d'induction n'est plus significative.

La hauteur des dents h_{ds} est calculée à partir de :

$$h_{ds} = R_{extrs} - (e_{cs} + R_{ints}) \quad \text{Eq.2.32}$$

2.4.2 Calcul des dimensions rotoriques

2.4.2.1 Aimants en surface

L'angle d'ouverture d'un aimant θ_a est une fraction d'un demi-angle polaire.

$$\theta_a = k_a \frac{\pi}{p} \quad \text{Eq.2.33}$$

Le coefficient k_a varie entre 0 (pas d'aimants) et 1 (pas d'espace inter-aimants).

L'épaisseur de la frette e_f est dépendante de la tenue mécanique. La connaissance de cette valeur permet de déterminer l'expression de l'épaisseur d'aimants e_a :

$$e_{\text{aim}} = \frac{(R_{\text{extr}} - e_f)(1 - k_{\text{cr}}\theta_a) - R_{\text{arb}}}{1 - k_{\text{cr}}\theta_a} \quad \text{Eq.2.34}$$

Avec R_{arb} est le rayon d'arbre. Le coefficient k_{cr} varie entre 0 (pas de culasse) et 1 (induction dans la culasse rotorique égale à l'induction dans les aimants). Il permet également de calculer l'épaisseur de la culasse rotorique.

$$e_{\text{cr}} = k_{\text{cr}}\theta_a (R_{\text{extr}} - e_{\text{aim}} - e_f) \quad \text{Eq.2.35}$$

2.4.2.2 Aimants insérés

Le calcul des dimensions pour le rotor à aimants insérés est tout à fait similaire à celui effectué pour les aimants en surface. La frette (et donc l'épaisseur associée) disparaît mais l'épaisseur de la frette est remplacée par la distance minimale entre un aimant et le rayon extérieur rotorique d_{ar} . Cette distance est également liée à des considérations mécaniques. Ainsi l'angle d'ouverture d'un aimant est calculé par Eq.2.33. Dans Eq.2.34 et Eq.2.35, il suffit de remplacer l'épaisseur de la frette par la distance minimale aimant-rayon extérieur rotorique pour obtenir l'épaisseur d'un aimant et celle de la culasse rotorique.

$$e_{\text{aim}} = \frac{(R_{\text{extr}} - d_{\text{ar}})(1 - k_{\text{cr}}\theta_a) - R_{\text{arb}}}{1 - k_{\text{cr}}\theta_a} \quad \text{Eq.2.36}$$

$$e_{\text{cr}} = k_{\text{cr}}\theta_a (R_{\text{extr}} - e_{\text{aim}} - d_{\text{ar}}) \quad \text{Eq.2.37}$$

2.4.2.3 Aimants à concentration de flux

On peut déterminer tout d'abord l'épaisseur d'un aimant e_a :

$$e_{\text{aim}} = 2(R_{\text{arb}} + e_{\text{cr}}) \tan\left(k_{\text{ea}} \frac{\pi}{2p}\right) \quad \text{Eq.2.38}$$

Le rayon d'arbre R_{arb} est une donnée issue des spécifications. L'épaisseur de la culasse rotorique e_{cr} est fixée par des considérations mécaniques. Le coefficient k_{ea} varie entre 0 (pas d'aimant) et 1 (l'aimant occupe un espace angulaire égal à un demi-angle polaire). Ainsi, La largeur inter-ergot l_{ie} se calcule à partir de l'épaisseur d'un aimant :

$$l_{\text{ie}} = k_{\text{ie}} e_{\text{aim}} \quad \text{Eq.2.39}$$

Le coefficient k_{ie} varie entre 0 (aimant entièrement enfermé) et 1 (pas d'ergot). La valeur 0 est généralement proscrite. Cependant, dans le cas des machines hautes vitesse, il peut être opportun de pouvoir entièrement enfermer le rotor pour améliorer la tenue mécanique (au détriment des performances magnétiques). On peut enfin déterminer la hauteur d'un aimant :

$$h_{\text{aim}} = R_{\text{extr}} - (d_{\text{ar}} + e_{\text{cr}} + R_{\text{arb}}) \quad \text{Eq.2.40}$$

La distance minimale entre l'aimant et le rayon extérieur rotorique est notée d_{ar} . Elle est imposée par des considérations sur la tenue mécanique tout comme l'épaisseur de la culasse rotorique.

La forme des aimants inhabituelle (plutôt carrés) est certainement due au faible nombre de paires de pôles.

2.4.2.4 Aimants en V

Pour mener à bien le calcul des dimensions du rotor à aimants en V, nous formulons les hypothèses suivantes :

- Tous les aimants sont de forme trapézoïdale ;
- Ils ont tous la même épaisseur d'aimant e_{aim} .

On calcule pour commencer la longueur maximale admissible de la grande base de l'aimant central l_{acgM} :

$$l_{\text{acgM}} = \frac{-k_{\text{cr}} k_{\text{acg}} R_{\text{arb}} + \sqrt{\left(k_{\text{cr}} k_{\text{acg}} R_{\text{arb}}\right)^2 + \left(\frac{1}{4} + \left(k_{\text{cr}} k_{\text{acg}}\right)^2\right) \left(R_{\text{extr}}^2 - R_{\text{arb}}^2\right)}}{\frac{1}{4} + \left(k_{\text{cr}} k_{\text{acg}}\right)^2} \quad \text{Eq.2.41}$$

Le coefficient k_{acg} varie entre 0 (pas d'aimant central) et 1 (pas d'aimants latéraux). Le coefficient k_{cr} varie également entre 0 (pas de culasse rotorique) et 1 (induction dans la culasse rotorique égale à la moitié de l'induction dans l'aimant central).

La longueur de la grande base de l'aimant central l_{acg} est alors une fraction de la partie maximale admissible :

$$l_{acg} = k_{acg} l_{acgM} \quad \text{Eq.2.42}$$

L'épaisseur de culasse rotorique e_{cr} est elle-même une fraction de la longueur de la grande base de l'aimant central :

$$e_{cr} = k_{cr} l_{acg} \quad \text{Eq.2.43}$$

L'angle d'ouverture extérieur rotorique θ_{er} , situé dans le prolongement d'un aimant latéral est une fraction du demi-angle polaire :

$$\theta_{er} = k_{er} \frac{\pi}{p} \quad \text{Eq.2.44}$$

Le coefficient k_{er} peut prendre une valeur comprise entre k_{erm} (aimant latéral orthogonal à l'aimant central) et k_{erM} (aimant latéral colinéaire à l'aimant central). Ces deux valeurs sont-elles même bornées par l'intervalle $[0,1]$.

La longueur maximale admissible de la grande base de l'aimant central l_{algM} peut alors être calculée :

$$l_{algM} = \sqrt{\left(R_{extr} \cos \theta_{er} - (R_{arb} + e_{cr}) \right)^2 + \left(R_{extr} \sin \theta_{er} - \frac{l_{acg}}{2} \right)^2} \quad \text{Eq.2.45}$$

On en déduit par la suite la largeur de la grande base d'un aimant latéral l_{alg} .

$$l_{alg} = l_{algM} - d_{alr} \quad \text{Eq.2.46}$$

La distance minimale entre un aimant latéral et le rayon extérieur rotorique d_{alr} dépend des contraintes mécaniques.

L'angle d'inclinaison d'un aimant trapézoïdal θ_a est nécessairement aigu :

$$\theta_a = k_{\theta a} \frac{\pi}{2} \quad \text{Eq.2.47}$$

Le coefficient $k_{\theta a}$ est compris entre 0 (pas d'aimants) et 1 (aimants rectangulaires).

L'épaisseur d'aimant e_{aim} est définie par :

$$e_{aim} = k_{ac} \left(R_{extr} - (e_{cr} + R_{arb}) \right) \quad \text{Eq.2.48}$$

Le coefficient k_{ac} varie entre 0 (pas d'aimant central) et 1 (pas d'aimants latéraux).

On peut ensuite déterminer la largeur de la petite base de l'aimant central l_{acp} et d'un aimant latéral l_{alp} .

$$l_{acp} = l_{acg} - 2e_{aim} \tan \theta_a \quad \text{Eq.2.49}$$

$$l_{alp} = l_{alg} - 2e_{aim} \tan \theta_a \quad \text{Eq.2.50}$$

Enfin, on calcule la distance entre l'aimant central et le rayon extérieur rotorique d_{acr}

$$d_{acr} = R_{extr} - (e_{aim} + e_{cr} + R_{arb}) \quad \text{Eq.2.51}$$

2.5 Méthodologie de comparaison

Le choix de l'architecture de la machine électrique est fondamental, une mise en œuvre d'une méthodologie s'avère importante pour atteindre l'objectif de l'étude. Pour cela, nous commençons par définir des critères principaux qui sont la compacité et le rendement. Ces deux critères étant fondamentalement contradictoires. Plus le rayon extérieur diminue, plus le matériau ferromagnétique sature et plus les pertes augmentent. Donc, une optimisation du dimensionnement bi-objectif est nécessaire.

Par ailleurs, la comparaison s'effectue pour un cahier des charges spécifique néanmoins relativement « ouvert ». Il s'agit de rechercher les géométries optimales des diverses machines maximisant les deux critères précités sous un certain nombre de contraintes et permettant de satisfaire un fonctionnement à puissance constante de valeur imposée (notée P_{max}) entre une vitesse de base (notée Ω_b) et k_{Ω} fois cette vitesse de base. La vitesse de base est un paramètre d'optimisation au même titre que le nombre de paires de pôles, la géométrie de la machine et son alimentation. Dans un premier temps, nous définissons la méthodologie d'optimisation adoptée afin de trouver la vitesse de base optimale. Ensuite, nous présentons le synoptique de l'optimisation avec un algorithme génétique choisie. Enfin, les modèles multi-physiques voire les modèles électromagnétiques, modèles des pertes et autres modèles sont détaillés tout en précisant les hypothèses prises en compte.

2.5.1 Problème d'optimisation bi-objectif

Nous définissons dans ce qui suit les fonctions coût du problème d'optimisation bi-objectif que nous voulons résoudre. Plusieurs fonctions « objectifs » peuvent être adoptées pour notre problématique de pré-dimensionnement optimal comme :

- Minimiser la masse,
- Minimiser le volume,
- Minimiser les pertes,
- Minimiser le coût,
- Maximiser le facteur de puissance, etc...

Selon la théorie de Front de Pareto, nous devons choisir deux fonctions contradictoires parmi celles présentées précédemment. Nous avons opté comme premier objectif de minimiser le volume enveloppe de la machine et de maximiser le rendement comme second objectif.

Le volume enveloppe présenté ici est le volume extérieur V_{ext} de la machine considérée où R_{ext} est le rayon extérieur statorique de la machine et L_{ext} sa longueur extérieure (comprenant les têtes de bobine).

$$V_{ext} = \pi R_{ext}^2 L_{ext} \quad \text{Eq.2.52}$$

Concernant le second objectif qui consiste à minimiser les pertes sur la caractéristique maximale en zone de puissance constante P_{max} . Les pertes p_{min} obtenues sont définies ci-après.

$$p_{min}(\Omega_b) = \frac{1}{(k_{\Omega} - 1)\Omega_b} \int_{\Omega_b}^{k_{\Omega}\Omega_b} P_t(\Omega) d\Omega \quad \text{Eq.2.53}$$

Avec Ω_b et k_{Ω} sont respectivement la vitesse de base et le rapport de défluxage.

Il est essentiel de noter que ces pertes dépendent de la vitesse de base choisie. L'idée est de déterminer l'intervalle de vitesse $[\Omega_b ; k_{\Omega} \Omega_b]$ de défluxage optimal. Afin d'obtenir l'intervalle optimal, un calcul de la moyenne des pertes totales minimales a été établi sur chaque intervalle.

Cette moyenne est explicitée à partir de l'équation Eq.2.53 par :

$$p_{moyenne\ min}(\Omega_b(i)) = \frac{1}{(k_{\Omega} - 1)\Omega_b(i)} \sum_{\Omega_b(i)}^{k_{\Omega}\Omega_b(i)} \min(Pertes(\Omega)) d\Omega \quad \text{Eq.2.54}$$

Où i est l'indice d'une vitesse éventuelle de la plage indiquée par le cahier des charges. Cependant, il n'y a pas de contraintes au niveau de la vitesse de base, autrement dit, la recherche de la moyenne minimale qui permet d'assurer le fonctionnement en respectant le rapport de défluxage peut prendre toutes les valeurs possibles. Cette boucle d'optimisation interne permet à partir de différents calculs de trouver la vitesse de base optimale (Figure 2-19) résolue par une énumération exhaustive pour optimiser la commande, déterminer ainsi les pertes minimales sur la caractéristique de fonctionnement maximale. Les consignes appliquées à la commande en courant sont calculées afin de minimiser ces pertes en chaque point de fonctionnement (C, Ω) pour une machine donnée.

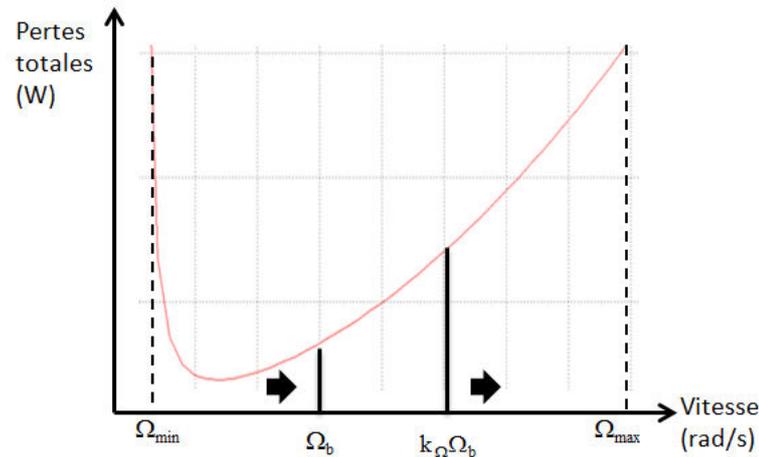


Figure 2-19 : Méthodologie d'obtention de la plage de vitesse optimale.

Nous présentons dans la suite le synoptique d'optimisation (Figure 2-20) qui comprend donc une boucle d'optimisation bi-objectif externe utilisant un algorithme métaheuristique de type Essaims Particulaires (MOPSO : Multi-Objective Particle Swarm Optimization) [83] pour déterminer les dimensions optimales et une boucle d'optimisation interne décrite précédemment. Chaque problème d'optimisation nécessite trois éléments principaux afin de dessiner le front :

- Une panoplie de paramètres p_i qui sont liés à l'architecture de la machine;
- Au moins deux fonctions « objectifs » f_i ;
- Des contraintes g_i .

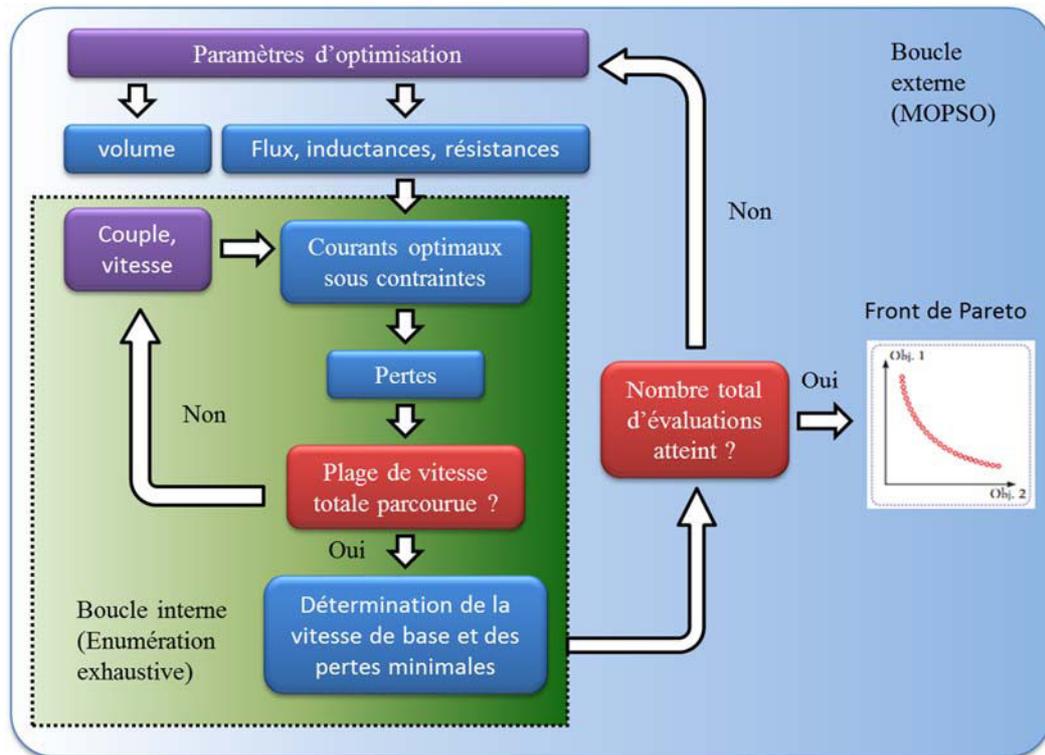


Figure 2-20 : Synoptique d'optimisation.

2.5.1.1 Paramètres d'optimisation

Les paramètres d'optimisation sont essentiellement des paramètres géométriques de la machine, le nombre de spires et la vitesse de base. La convergence de l'algorithme d'optimisation dépend des intervalles de variations ainsi que le pas de discrétisation. C'est pour cela, tous les paramètres sont compris entre 0 et 1. Nous distinguons ainsi trois catégories de paramètres :

- Les paramètres normalisés compris entre 0 et 1 qui sont par la suite multipliés par leurs valeurs maximales admissibles ;
- Les paramètres constituant un pourcentage d'un paramètre géométrique réel : ces paramètres sont liés aux contraintes géométriques de la machine ;
- Les paramètres réels compris entre 0 et 1.

Les coefficients de l'ensemble des paramètres sont illustrés dans le Tableau 2-7.

2.5.1.2 Contraintes d'optimisation

Avant de présenter les différents résultats d'optimisation de cette problématique que nous avons exposée, nous rappelons que le seul critère d'arrêt de l'algorithme MOPSO est le nombre de générations (400 dans notre cas). Toutes les contraintes du problème d'optimisation sont ainsi satisfaites. Les contraintes d'optimisation sont de deux natures différentes ; nous trouvons celles liées aux différents modèles multiphysiques et celles liées au cahier des charges. Nous distinguons ainsi les contraintes globales à l'algorithme d'optimisation PSO et les contraintes locales à la fonction « objectif » minimisant les pertes moyennes sur cycle (Tableau 2-8).

Coefficient du paramètre	Signification du paramètre
k_{la}	Valeur normalisée de la longueur active
k_{efer}	Valeur normalisée de l'entrefer
k_n	Valeur normalisée du nombre de spires
k_p	Valeur normalisée de nombre de paires de pôles
k_{hds}	Valeur normalisée de la hauteur maximale des dents statoriques
k_{eaim}	Fraction de l'épaisseur maximale des aimants
K_{haim}	Fraction de la hauteur maximale des aimants
K_{Rarb}	Fraction du rayon extérieur rotorique réel
k_{Rextr}	Valeur réelle du rayon extérieur rotorique
k_{cc}	Fraction de la hauteur réelle des dents statoriques

Tableau 2-7 : Paramètres d'optimisation.

Type des contraintes	Nom	Signification
Globales	k_{Ω}	Rapport de défluxage
	$v_{peripherique}$	Vitesse périphérique
Locales	J_{max}	Densité surfacique de courant
	P_{max}	Puissance maximale disponible
	V_{dc}	Tension du bus continu
	$B_c ; B_{ds} ; B_{pr}$	Induction de la culasse, de la dent statorique et du pôle rotorique

Tableau 2-8 : Contraintes globales et locales de l'optimisation

2.5.2 Résultats d'optimisation

Nous présentons ici un front de Pareto (volume, pertes) obtenu pour 100 machines après 400 itérations (Figure 2-21) pour les 4 machines optimisées. Pour chaque machine, une étude sur les domaines de variations des paramètres géométriques a été élaborée. Les contraintes ainsi que les constantes ont été décrites dans les sections précédentes.

Le front le plus approché de « l'utopie (0,0) » est celui de la machine à aimants en V. Cette machine semble être une bonne candidate pour suivre des études approfondies. Les deux objectifs fixés sont bel et bien contradictoires comme le montre l'allure du front de Pareto.

La Figure 2-22 présente les rendements de machines issues des fronts de Pareto (machine P, machine D et machine V) en fonction de la vitesse. La machine dite P est celle qui minimise les pertes et qui possède le volume le plus élevé. Les paramètres qui limitent cette machine sont les dimensions extérieures maximales allouées pour le problème posé. A l'autre extrémité, la machine V est la machine qui minimise le volume. La limitation sur la densité de courant (contrainte thermique) la vitesse limite et la plage de vitesse exigée (rapport 4 entre la vitesse de base et la vitesse limite) expliquent principalement les raisons qui empêchent cette machine d'avoir un volume plus faible. Enfin, la machine D est la machine dominante. Elle représente le meilleur compromis entre les deux objectifs.

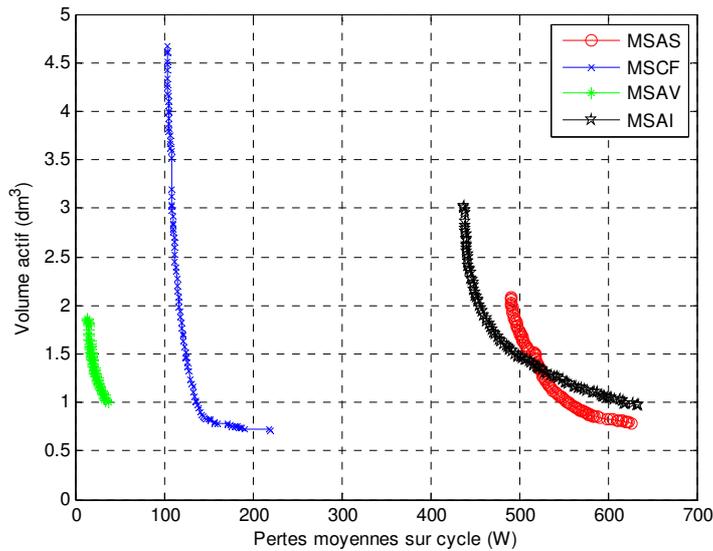


Figure 2-21 : Front de Pareto volume – pertes moyenne sur cycle pour les MSAS: machine synchrone à aimants en surface, MSCF: machine synchrone à concentration de flux, MSAV: machine synchrone à aimants en V et MSAI: machine synchrone à aimants insérés.

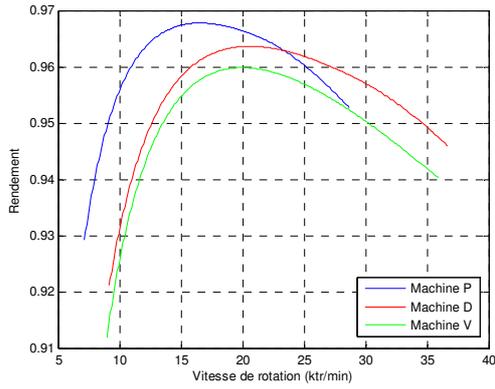
Les rendements de toutes les machines restent optimistes, les MSAI et les MSAS présentent un rendement plus faible 97% par rapport aux aimants totalement enterrées (Figure 2-22). Ceci est dû d’une part par la présence des court-circuits aux extrémités des aimants en surface et d’autre part par la tendance à augmenter les sections de cuivre afin d’assurer le nombre des ampères tours conduisant à la bonne estimation du couple.

Une amélioration des modèles de pertes ; Joule, fer (intégration de bons coefficients déterminés par expérimentation) et des pertes dans l’onduleur devrait permettre de trouver des rendements plus réalistes. L’affinement de ces modèles fera l’objet du 3ème chapitre.

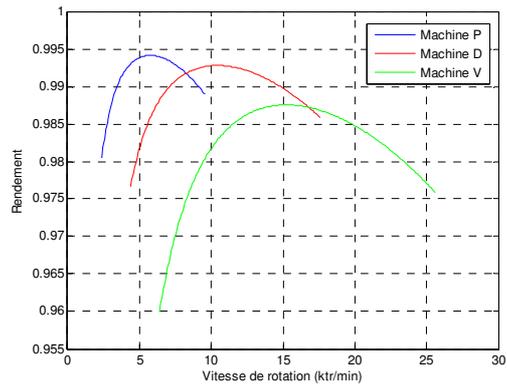
La Figure 2-23 montre la puissance volumique pour toutes les machines des fronts de Pareto (100 machines). Nous constatons des puissances volumiques supérieures à 15 MW/m³ pour des MSAS et des MSCF (Tableau 2-10). Les vitesses de base des MSAS, MSAI et MSAV sont plus élevées, ce qui explique leurs faibles diamètres. Si nous nous adressons à la machine à aimants en V qui minimise le volume, nous constatons que celle-ci possède une puissance volumique de l’ordre de 12.5 MW/m³ (celle des machines hautes vitesses est de l’ordre de 8 MW/m³).

	Puissance_volumique [MW/m ³]	Ω_{base} [ktr/min]
MSAS	15	9
MSAI	13	12
MSCF	16	6,5
MSAV	13	12.5

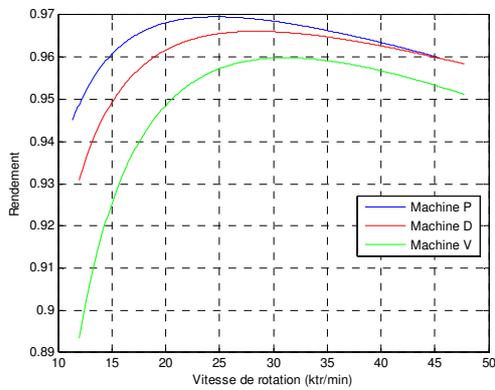
Tableau 2-9 : Quelques caractéristiques de différentes machines.



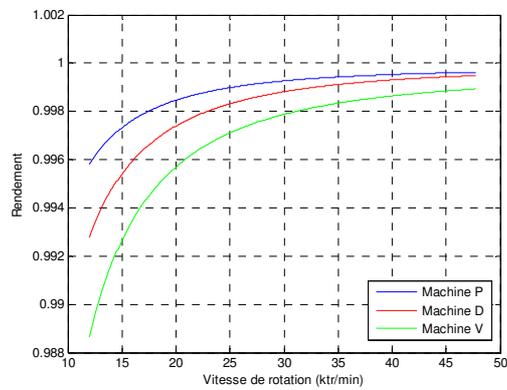
(a) MSAS



(b) MSCF



(c) MSAI



(d) MSAV

Figure 2-22 : Rendement pour les 4 machines ; Machine P : machine qui minimise les pertes ; Machine D : machine dominante ; Machine V : machine qui minimise le volume.

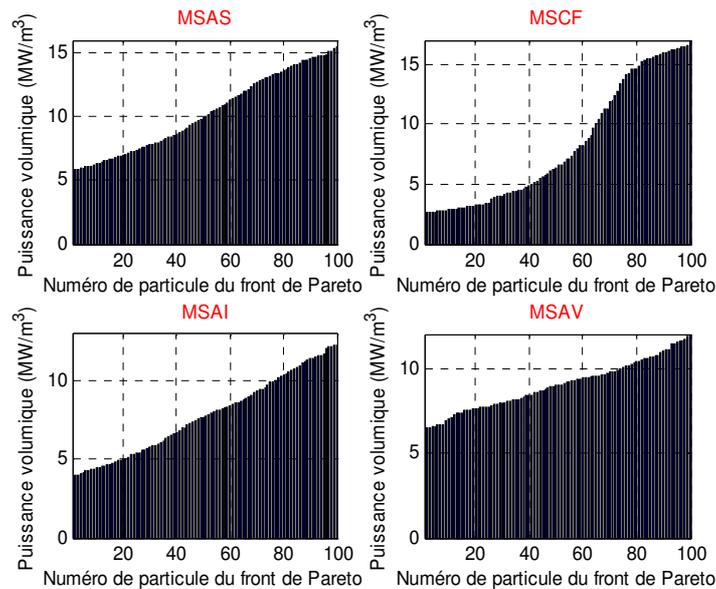
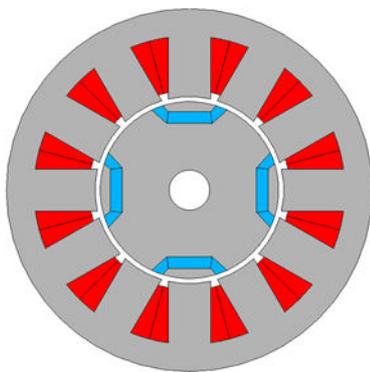
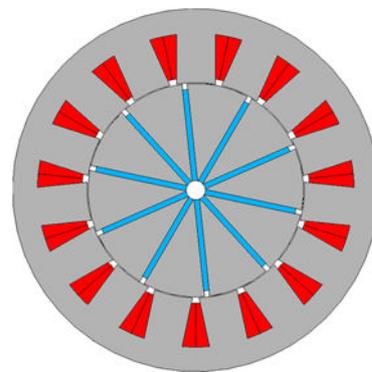


Figure 2-23 : Puissance volumique pour les 4 machines.

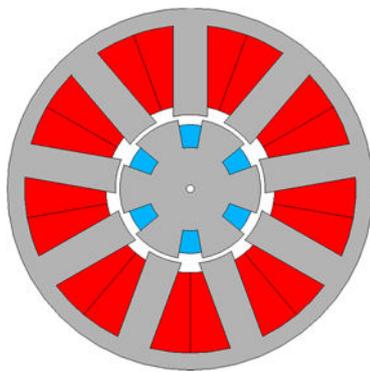
Enfin, afin de valider les machines issues du front de Pareto, nous procédons à la conception par le logiciel des éléments finis Ansys. Nous choisissons d'abord les machines minimisant le volume (Figure 2-24.a à Figure 2-24.d). Une vue d'ensemble conceptuelle permet d'analyser le comportement de l'optimiseur face à ce problème bi-objectif contradictoire. Chacune des MSAV, MSCF et MSAS cherche à augmenter la section de passage du flux magnétique et donc diminuer l'induction dans les culasses statoriques afin de minimiser les pertes. Les limitations que rencontre la MSCF par exemple, c'est qu'elle cherche à augmenter le nombre de paires de pôles afin d'assurer la concentration du flux comme nous pouvons le constater sur la Figure 2-24(b) ; pour ce cas de figure $p=5$ alors que pour les autres machines $p=3$ dans le cas des machines MSAI et MSAS et $p=4$ pour la MSAV. Cependant, cette augmentation du nombre de paires de pôles engendre une augmentation de la fréquence qui conduit à une valeur importante des pertes fer surtout lorsqu'il s'agit d'une application à grande vitesse.



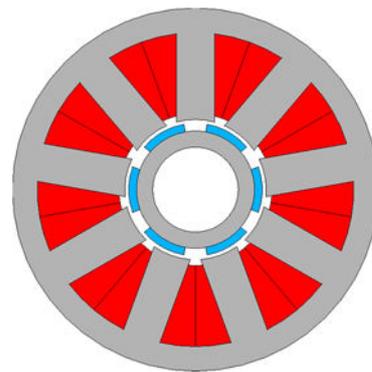
(a) MSAV : rayon extérieur 60,5 mm,
longueur active 85 mm



(b) MSCF : rayon extérieur 120 mm,
longueur active 12,7 mm



(c) MSAI : rayon extérieur 80,5 mm,
longueur active 40,1 mm



(d) MSAS : rayon extérieur 94,5 mm,
longueur active 22,1 mm

Figure 2-24 : Représentation des 4 machines issues du front de Pareto minimisant le volume ; (a) : machine à aimants en V, (b) : machine à concentration de flux, (c) : machine à aimants insérés, (d) : machine à aimants en surface.

2.6 Bilan

Dans cette partie du mémoire, nous avons présenté des modèles électromagnétiques, mécaniques et modèles des pertes. Ces modèles sont considérés comme simplifiés afin de mener à une première comparaison de machines synchrones vis-à-vis du critère de compacité sous contraintes. Un dimensionnement paramétrique a été développé afin de préparer l'interface d'entrée au problème d'optimisation. Le résultat de cette problématique aboutit à la machine à aimants en V qui semble être la meilleure candidate en termes de compromis compacité-pertes pour ce cahier de charges en adoptant des modèles multi-physiques présentés. Cette machine reste sous dimensionnée vis-à-vis des pertes supplémentaires qui ne sont pas prises en compte dans notre cas et qui feront l'objet de travaux ultérieurs. Enfin, nous avons réalisé une méthodologie d'optimisation qui permet de déterminer une vitesse de base sur des critères énergétiques.

2ème partie : Conception avancée de la machine en V à bobinage à épingles

2.7 Machine à aimants en V et à bobinages dentaires

2.7.1 Introduction

Suite à la première optimisation, nous avons pu constater l'intérêt de la machine en V dans le cas de cette étude qui a pour but de réduire le volume de la machine tout en respectant une puissance mécanique constante sur une large plage de vitesses ainsi que d'autres contraintes. A ce stade d'étude le cahier des charges a été modifié pour aborder un nouveau mode de fonctionnement, c'est le mode générateur tout en gardant les mêmes spécifications sauf la puissance qui devient notamment une puissance électrique. Cette partie a donc pour objectif de valider une machine en V par EF afin de pousser l'étude vers la réalisation d'un prototype et la validation expérimentale.

Les contraintes de conception sont d'abord élaborées en imposant des limites de la vitesse périphérique, de la longueur et du rayon extérieur de la machine. Ainsi, les paramètres géométriques du stator et du rotor peuvent être déduits. Nous commençons par la machine issue du front de Pareto à pôles consécutifs avec 4 paires de pôles. Le refroidissement s'effectuera par eau, cela donne un degré de liberté supplémentaire au niveau du choix de la densité de courant car en l'augmentant, on améliore les performances électromagnétiques voire le couple et la tension. D'autre part, dans la mesure d'augmenter le rendement, une boucle interne d'optimisation basée sur la minimisation des pertes a été élaborée afin de pouvoir décortiquer les caractéristiques optimales. La géométrie de la machine complète est représentée sur la Figure 2-25.

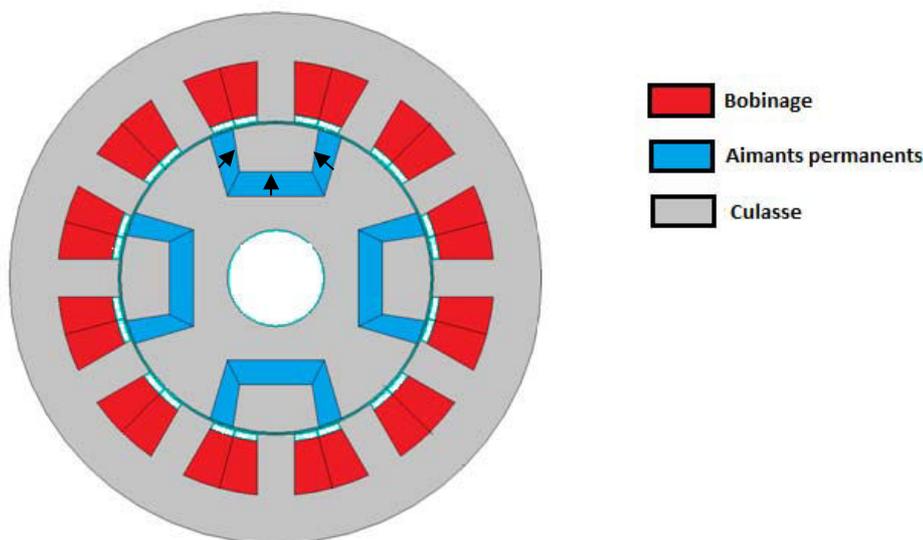


Figure 2-25 : Dessin de la machine complète

2.7.2 Simulation et validation par EF

Dans cette partie, nous décrivons les étapes nécessaires à la validation par EF suivie dans notre démarche. Nous commençons par les différents essais à vide, dans les deux axes d et q où les lignes de flux et la variation du flux d'excitation sont représentées dans l'Annexe A. Le calcul analytique est ainsi confronté aux calculs numériques et les résultats trouvés sont répertoriés dans le Tableau 2-10. D'après les écarts relatifs relevés, nous pouvons considérer que les performances électromagnétiques conduisent à une bonne précision.

	Analytique	EF	Ecart relatif
ϕ_{exc} (mWb)	11	11	0%
P_d (μ H)	4.88	5.53	11%
P_q (μ H)	8.51	7.51	11%

Tableau 2-10 : Comparaison des performances électromagnétiques entre l'analytique et EF.

Ensuite, nous imposons le nouveau profil (Figure 2-26) correspondant à un maintien de la puissance électrique constante (-12 kW) entre Ω_{base} et $4 * \Omega_{base}$ et prenant la valeur de -4 kW à $6 * \Omega_{base}$. A l'issue, une boucle d'optimisation interne, qui a pour but de minimiser les pertes Joules, a été établie (Figure 2-27). Nous vérifions que ces pertes diminuent avec l'augmentation de la vitesse à puissance constante.

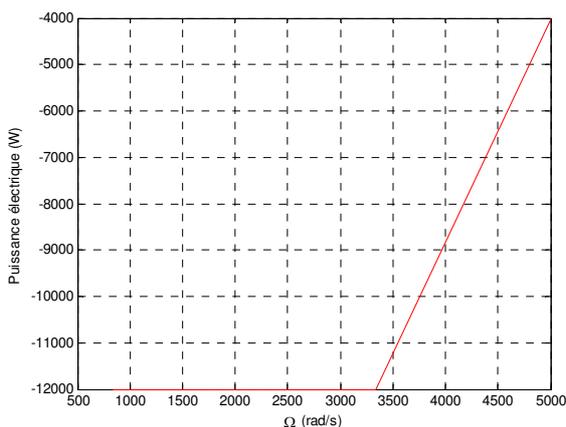


Figure 2-26 : Profil de la puissance en mode générateur.

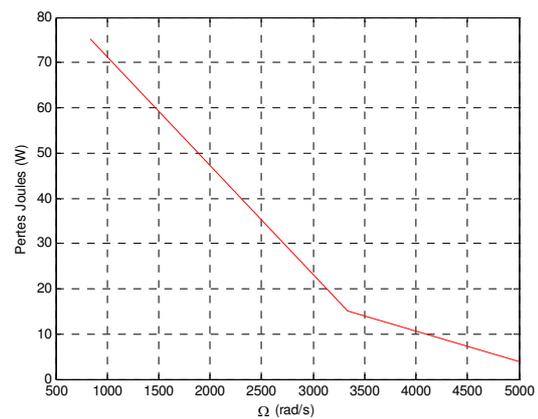


Figure 2-27 : Pertes Joules en fonction de la vitesse de rotation.

Dans la suite, nous testons les performances électromagnétiques de cette machine en imposant la vitesse maximale ($\Omega=5\ 000$ rad/s) et en faisant varier les densités de courant J_d et J_q . Le couple moyen est représenté sur la Figure 2-28 exposant une dépendance en fonction de J_q . Parmi les valeurs intéressantes à relever, nous notons le couple moyen maximal que cette machine peut fournir ; nous pouvons remarquer que pour ce cas de figure, le couple moyen de cette machine peut atteindre une valeur assez élevée de l'ordre de -45 N.m (sachant que la valeur exigible à la vitesse de base est -14 N.m). Nous déduisons ainsi que cette machine est éventuellement surdimensionnée pour ce cahier des charges. Un autre point à pourvoir consiste à vérifier la tension fournie à l'onduleur car cette dernière est limitée par le bus continu (48V). Or, selon la Figure 2-31 et la Figure 2-29, cette condition n'est pas validée.

De plus, cette machine possède un autre point bloquant au niveau de l'amplitude du couple de détente qui est assez élevée (Figure 2-30). Il existe plusieurs techniques de minimisation des ondulations du couple [88] qui visent à réduire la symétrie relative entre la structure du rotor et la denture du stator. Nous citons par exemple:

- L'inclinaison des aimants par blocs : L'inclinaison des aimants sur la longueur de la machine permet théoriquement de supprimer les positions d'équilibre préférentielles dues à l'encochage. Cependant, ceci demande un usinage particulier et difficile [85] ;
- Déplacement des aimants : Le fait d'ajuster la position de chaque pôle sur toute la surface du rotor permet de réduire l'effet de symétrie de l'interaction entre les aimants et les encoches [86]. Néanmoins, ce déplacement engendre des harmoniques supplémentaires au niveau de la densité du flux dans l'entrefer ainsi que la force électromotrice;
- Influence des becs d'encoches statoriques : plus la largeur des becs d'encoches est réduite, plus les ondulations sont diminuées. En revanche, cette technique a pour effet d'augmenter l'inductance de fuite et elle ne répond pas aux exigences industrielles où l'ouverture d'encoches doit rester assez grande pour insérer le bobinage lors de la conception en particulier en basse tension (conducteurs de section élevée) [87].

Comme nous pouvons le constater, plusieurs méthodes se sont mises en œuvre pour réduire les ondulations du couple en agissant soit sur le rotor ou le stator. Néanmoins, pour éviter toute manœuvre apportée à la machine en gardant les performances électromagnétiques, nous adopterons une nouvelle configuration de bobinage concentrique qui est le bobinage à épingles. Ce dernier permet non seulement, d'avoir un entrefer lisse qui constitue un point positif pour les phénomènes aérodynamiques mais aussi une longueur des têtes de bobines réduite. Cette minimisation peut affecter :

- la masse du cuivre utilisé, et donc directement le coût ;
- les chutes ohmiques et le flux de fuite des connexions frontales, donc le rendement ;
- le refroidissement de ces connexions, qui est souvent un critère important ;

Dans une telle optique, le bobinage à épingles permet de réduire la masse du cuivre ainsi qu'une libération de l'espace statorique dédié au système de refroidissement. Une telle procédure permet d'obtenir une meilleure compacité car le rayon extérieur de la machine peut être réduit sans engendrer des pertes fer supplémentaires. Dans la suite, nous étudierons l'effet de cette approche en adoptant une nouvelle topologie qui a été améliorée à plusieurs reprises suite aux différents échanges avec notre collaborateur Valeo.

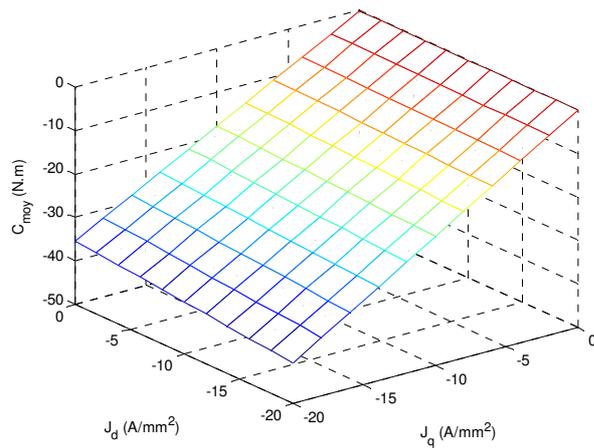


Figure 2-28 : Couple moyen en fonction de J_d et J_q .

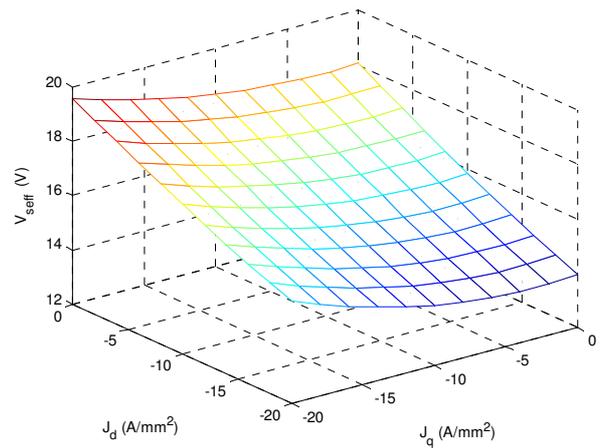


Figure 2-29 : Tension simple en fonction de J_d et J_q .

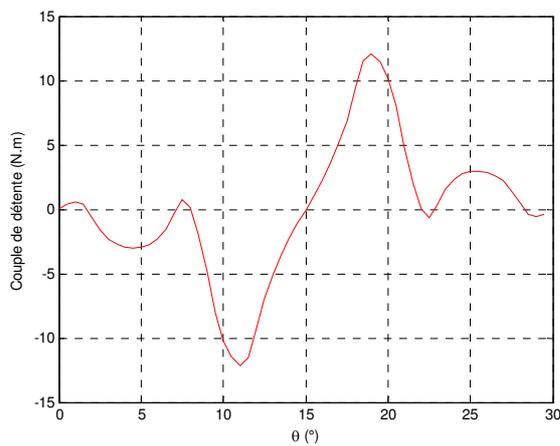


Figure 2-30 : Couple de détente en fonction de θ .

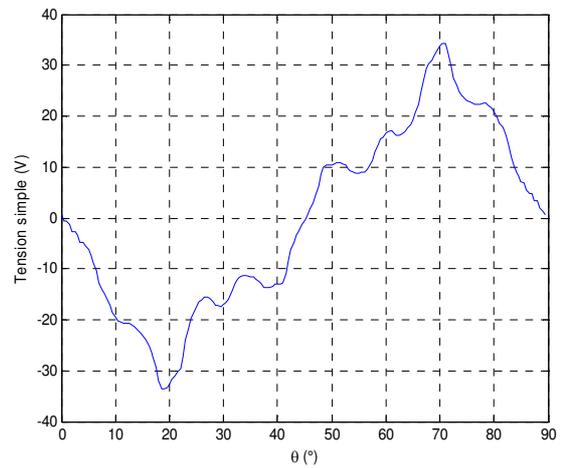


Figure 2-31 : Tension simple en fonction de θ pour une vitesse de 5000 rad/s

2.8 Machine à aimant en V et à bobinages à épingles

2.8.1 Aimants en bas

La fréquence de découpage f_a des convertisseurs permet notamment de fixer le nombre de paires de pôles maximales p . Cela nous amène à choisir 2 comme le nombre de paires de pôles tout en gardant la même disposition des aimants.

Nous avons toutefois adopté la forme rectangulaire des aimants pour des raisons de faisabilité industrielle. L'allure de cette machine est donnée par la Figure 2-34 dont les dimensions sont répertoriées dans le Tableau 2-11.

Dimension [unité]	Valeur	Dimension [unité]	Valeur
R_{exts} [mm]	55	d_s [mm]	0.3
R_{ints} [mm]	31.1	e [mm]	0.5
h_{es} [mm]	15.8	L_a [mm]	138.7
l_{es} [mm]	26.05	R_{extr} [mm]	30.6
e_{cs} [mm]	13.02	l_{aim} [mm]	13.3
N_e	6	e_{cr} [mm]	1.3
P	2	e_{aim} [mm]	2.7
d_e [mm]	4	R_{arb} [mm]	10

Tableau 2-11 : Dimensions de la machine.

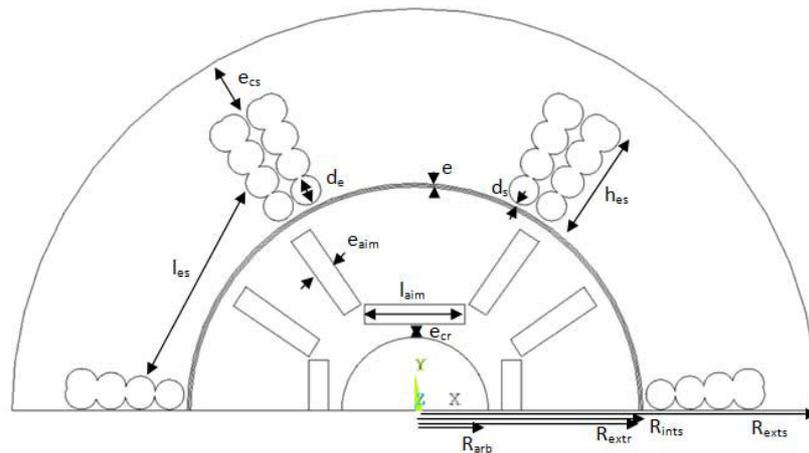
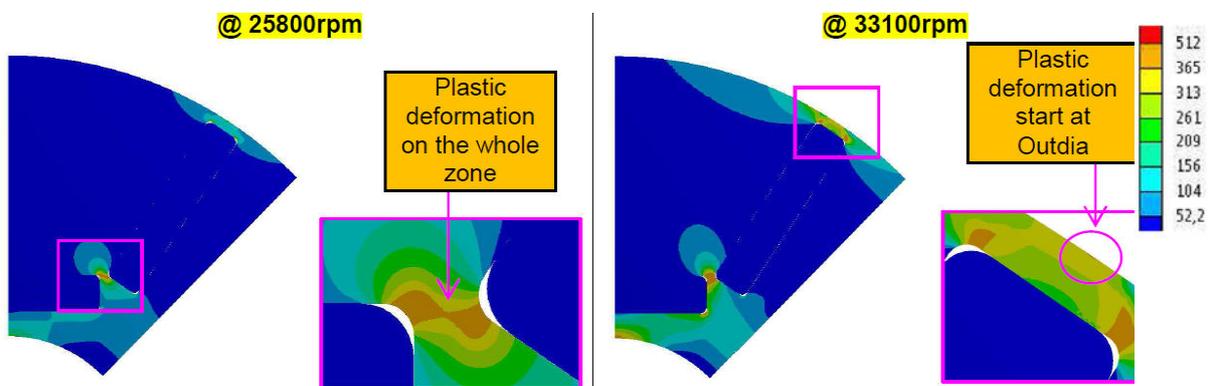


Figure 2-32 : Nomenclature des différents éléments de la machine.

Cette machine a été soumise aux tests mécaniques pris en charge par une équipe de Valeo. Les résultats de la tenue mécanique ont montré d'après la Figure 2-33(a) que la limite de la contrainte d'élasticité est obtenue dans un premier temps dans la partie entre l'aimant central et l'aimant latéral à une vitesse de 25,8 ktr/min puis à une vitesse plus élevée au niveau de l'isthme. Donc, ce rotor ne tient pas la route à très haute vitesse pour une longueur d'aimant de 13.7 mm et une distance inter-aimants de 0.5 mm. Afin de résoudre ce problème, une première solution nous a été proposée, elle s'agit de diminuer la longueur de l'aimant. La simulation mécanique en prenant une longueur de 12.2 mm révèle de meilleures performances comme nous pouvons le constater en observant la Figure 2-33(b).



(a) $L_{aim}=13.7$ mm

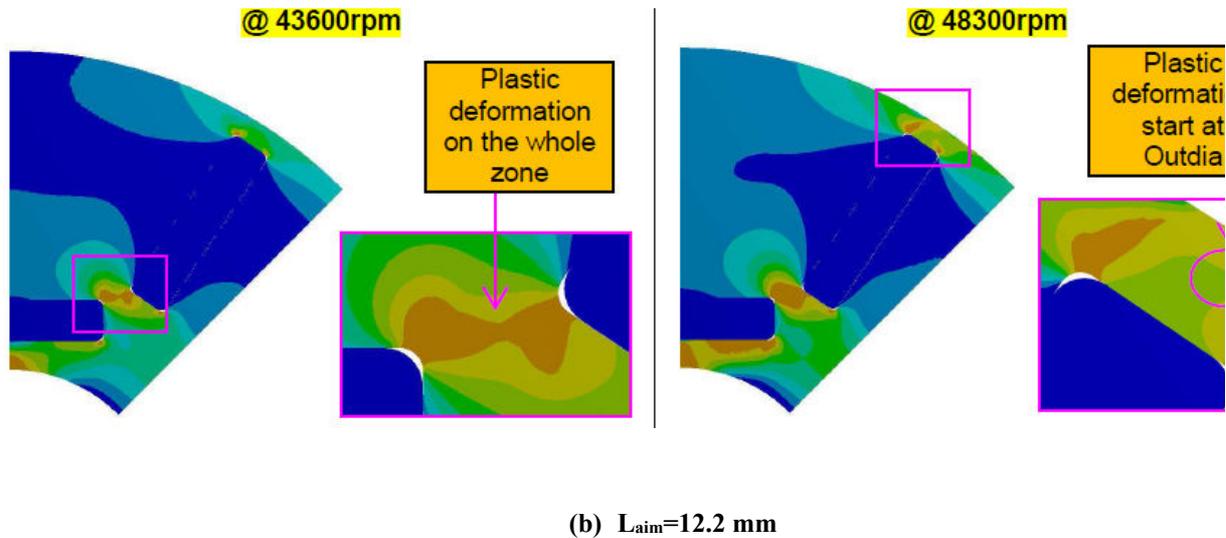


Figure 2-33 : Distribution de la contrainte maximale d'élasticité.

La question qui peut maintenant se poser est de savoir si cette machine est capable de fournir les performances électromagnétiques souhaitées. Pour ce faire, une série de validations par éléments finis a été mise en œuvre afin de dévoiler les spécifications de cette machine. Afin de pousser les limites de cette dernière et sa compacité, nous choisissons d'imposer une longueur active de 90 mm en se basant sur l'hypothèse que le rapport minimal entre la longueur utile et le rayon du rotor soit égal à 3. Néanmoins, il va falloir augmenter la densité du courant afin de répondre aux exigences du couple.

2.8.1.1 Caractéristiques à vide

Nous avons opté pour une nouvelle méthodologie de dimensionnement en imposant une direction pour l'aimant latéral. Ainsi, la distance inter-aimant demeure l'inconnue dans ce cas. Nous commençons par un essai à vide (Figure 2-34) où nous vérifions en particulier les ondulations du couple de détente (Figure 2-35).

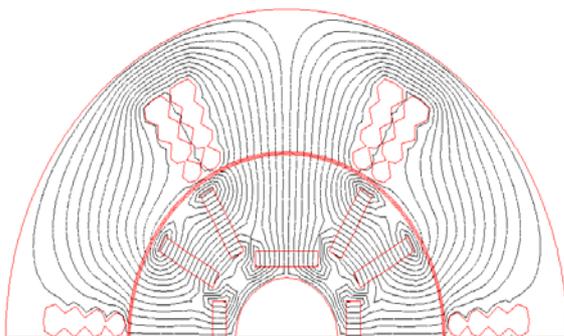


Figure 2-34 : Flux à vide à la position nulle.

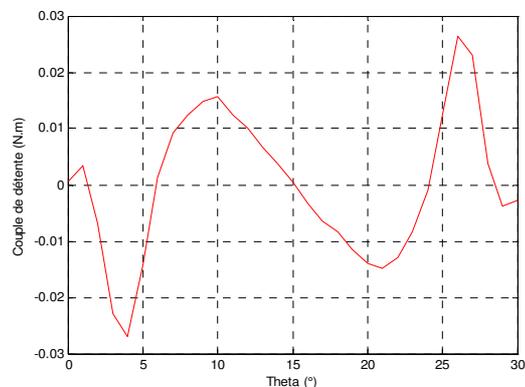


Figure 2-35 : Couple de détente.

Nous notons que l'amplitude des ondulations est nettement réduite par rapport au couple de détente de la machine précédente (Figure 2-30). Ceci réduit notamment les vibrations de la machine et conduit à une limitation de la fatigue mécanique de la chaîne de transmission.

2.8.1.2 Caractéristiques en charge

La contrainte du couple n'est plus respectée d'après la Figure 2-36. Nous traçons dans la Figure 2-37, l'allure du flux total. Dans l'optique de dénicher les caractéristiques, nous fixons J_q tout en variant la valeur de J_d (Figure 2-38). Nous remarquons ainsi :

- Une inversion de phase à partir de -20A/mm^2 d'où la tendance du flux à augmenter (le flux crée par J_d devient plus grand que le flux crée par les aimants) ;
- En augmentant J_q , le flux reste constant sur une large plage de θ . Ceci est dû à la contribution de la décomposition des courants de phase en fonction de J_d et J_q ;
- Quand $\theta = 45^\circ$, il y'a une compensation de J_d et J_q ;
- Quand $\theta \in [0,45^\circ]$, le flux est essentiellement un flux de défluxage ;
- Quand $\theta \in [45,90^\circ]$, le flux est emporté par l'axe q d'où une diminution plus rapide.

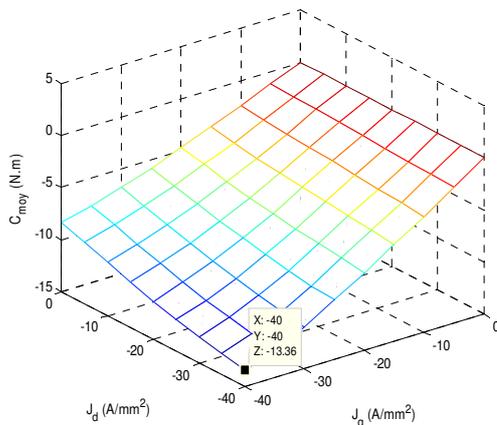


Figure 2-36 : Couple moyen en fonction de la densité d'axe d et d'axe q.

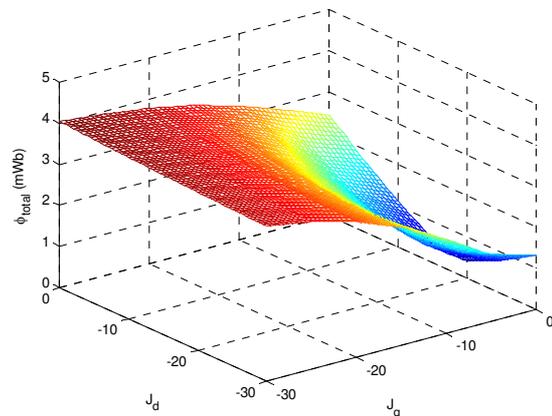


Figure 2-37 : Flux total en fonction de la densité d'axe d et d'axe q.

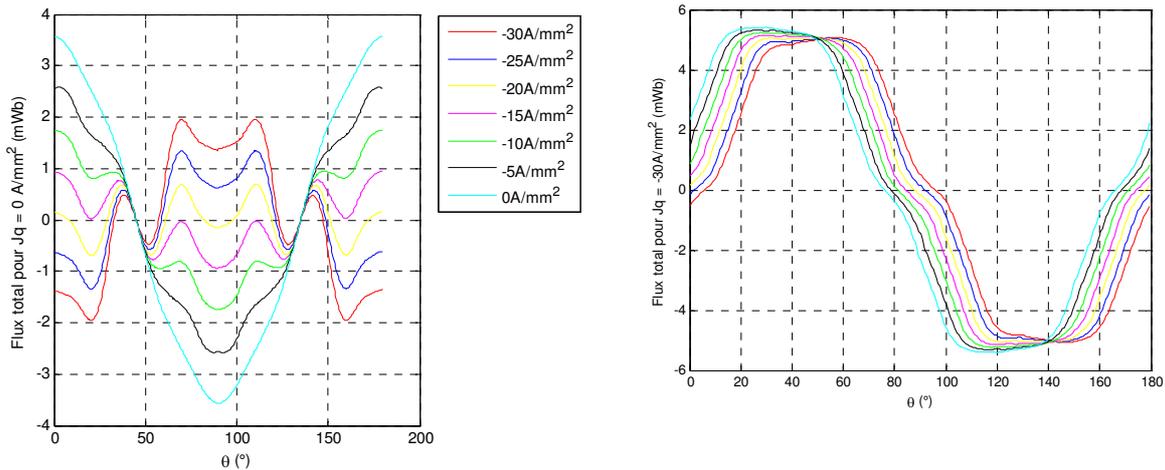


Figure 2-38 : Flux total pour différentes valeurs de J_d en fixant J_q à $-30A/mm^2$.

Ensuite, nous cherchons à vérifier la contrainte en tension. Evidemment, le nombre de spires intervient et il peut basculer le résultat, nous nous sommes donc amenés à normaliser la tension et à considérer seulement la tension par spire. Nous procédons de la même manière que le flux c.à.d. nous fixons la densité d'axe q et nous faisons varier celle d'axe d (Figure 2-39). Nous notons une valeur maximale qui dépasse largement 24V à cause des harmoniques générés par le défluxage. Par conséquent, cette contrainte est elle aussi violée. Nous développons ainsi d'autres moyens et réflexions dans le but d'assurer ces exigences tout en s'appuyant sur des études paramétriques à l'aide des éléments finis.

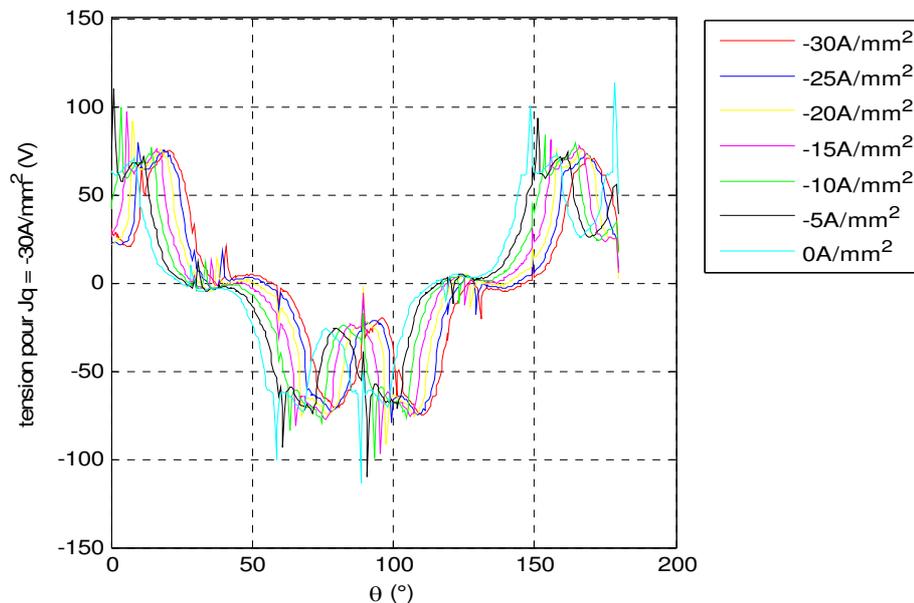


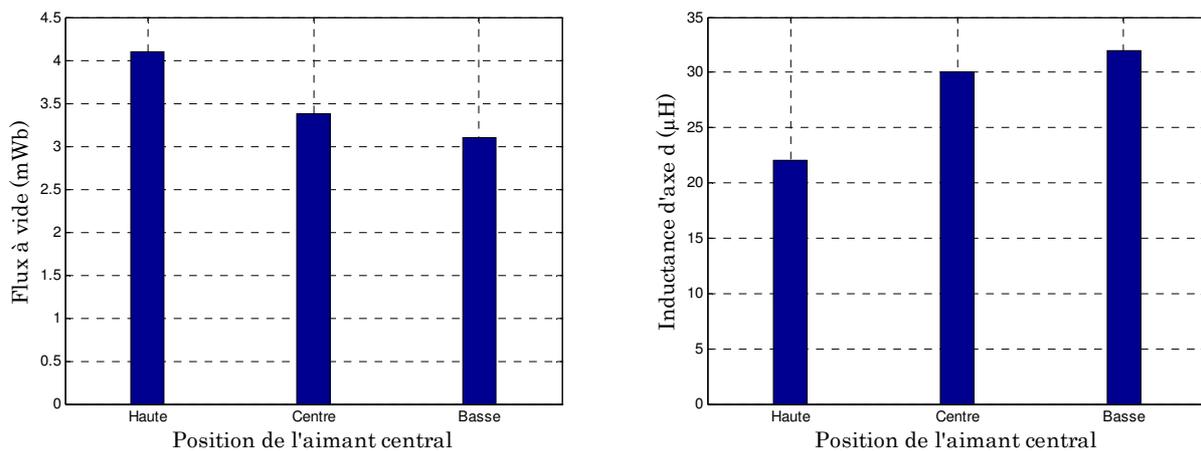
Figure 2-39 : Tension pour différentes valeurs de J_d en fixant J_q à $-30A/mm^2$.

2.8.2 Aimants en haut

Nous commençons par déplacer l'aimant central vers le haut dans le but de diminuer l'effet des harmoniques. Au cours de la simulation, cette architecture a révélé un autre degré de liberté pour augmenter encore plus la compacité c'est le fait de diminuer le rayon du rotor puisque il y'a un espace libéré au-dessus de l'arbre de la machine. Les résultats, exposés dans l'annexe B, montrent que cette machine non seulement garde le même taux élevé des harmoniques mais aussi engendre des fuites supplémentaires au niveau bas des aimants latéraux qui affaiblissent le flux d'où le couple. Alors que dans le cas des aimants en bas, ce phénomène est quasi-absent. En outre, dans le cas des aimants bas, l'effet de la concentration est plus important car le flux crée par l'aimant central tient à renforcer celui crée par les aimants latéraux.

Cet effet des harmoniques provient de la réaction magnétique du stator ; l'idée consiste à adapter la position du pôle rotorique au pôle statorique. De plus, la symétrie au niveau de l'agencement des spires devrait être assurée afin de garder une même longueur de spires dans toutes les encoches. Ceci nous amène à étudier une nouvelle topologie statorique représentée sur la Figure 2-41.

A ce stade d'étude, une autre contrainte vient se rajouter qui consiste à assurer la tenue en court-circuit. Vu la théorie de Park, le courant de court-circuit en linéaire peut être considéré comme le rapport entre le flux d'excitation généré par les aimants et l'inductance d'axe d. Mettre l'aimant en bas augmente la valeur de l'inductance L_d . Néanmoins, la surface allouée pour l'aimant est faible et par conséquent le flux à vide l'est aussi. En ce qui concerne, la position haute de l'aimant, c'est tout à fait le contraire, elle permet de maximiser le flux à vide au détriment de L_d à cause des entrefers magnétiques élevés. Une solution intermédiaire serait de mettre l'aimant au milieu. Ce qui justifie le choix du rotor de la Figure 2-41. Afin d'illustrer ce point, nous présentons l'évolution du courant de court-circuit, du flux et de l'inductance en fonction de la position de l'aimant sur la Figure 2-40 en testant les positions extrêmes et une position intermédiaire.



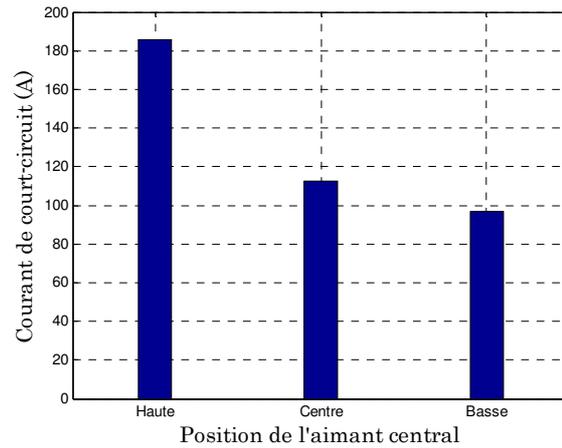


Figure 2-40 : Evolution du flux d'excitation, de L_d et d' I_{cc} en fonction de la position de l'aimant central.

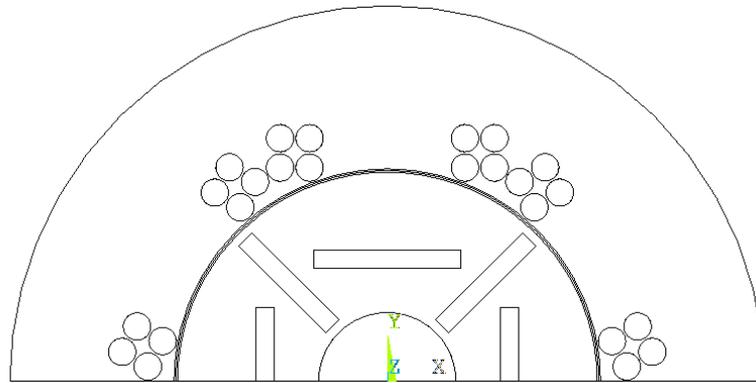


Figure 2-41 : Nouvelle architecture étudiée

Le couple moyen est représenté sur la Figure 2-42 : toute la partie en bleu représente des valeurs qui respectent le c_{dc} ; celles qui sont supérieures en valeur absolue à 14.4 N.m (à partir d'une densité de courant d'axe q égale à $-30\text{A}\cdot\text{mm}^{-2}$ et d'une densité de courant d'axe d égale à $-8\text{A}\cdot\text{mm}^{-2}$). Dans la suite, nous poussons l'analyse pour découvrir les caractéristiques et les performances de cette machine en imposant le profil souhaité.

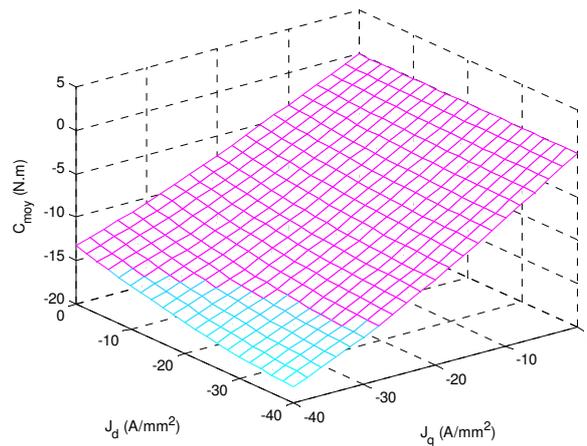
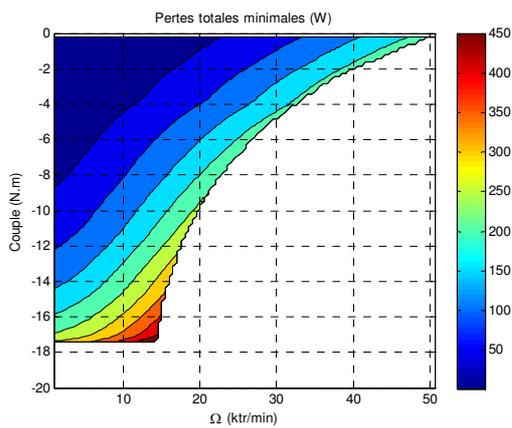


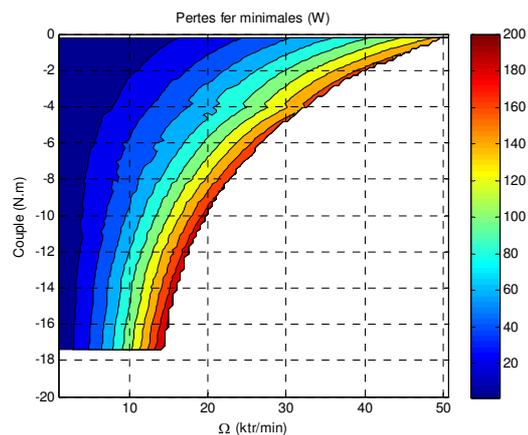
Figure 2-42 : Couple moyen en fonction des densités de courant.

Dans les figures suivantes, les cartographies des pertes totales, fer, joules et aérodynamiques minimales sont élaborées dans le plan couple vitesse. Cette machine répond au compromis qui consiste à maximiser la vitesse et à fournir le couple de base exigé sous contraintes liées au cahier des charges à savoir la tension, le couple et une contrainte liée au fonctionnement générateur puisque les pertes joules doivent être inférieures à la valeur absolue de la puissance électromagnétique.

La Figure 2-43(a) montre l'évolution des pertes totales. Celles-ci présentent un maximum à basse vitesse dû à la prépondérance des pertes Joules et une évolution quasi-similaire des pertes fer (Figure 2-43(b)) qui sont dominantes pour des vitesses élevées.



(a)



(b)

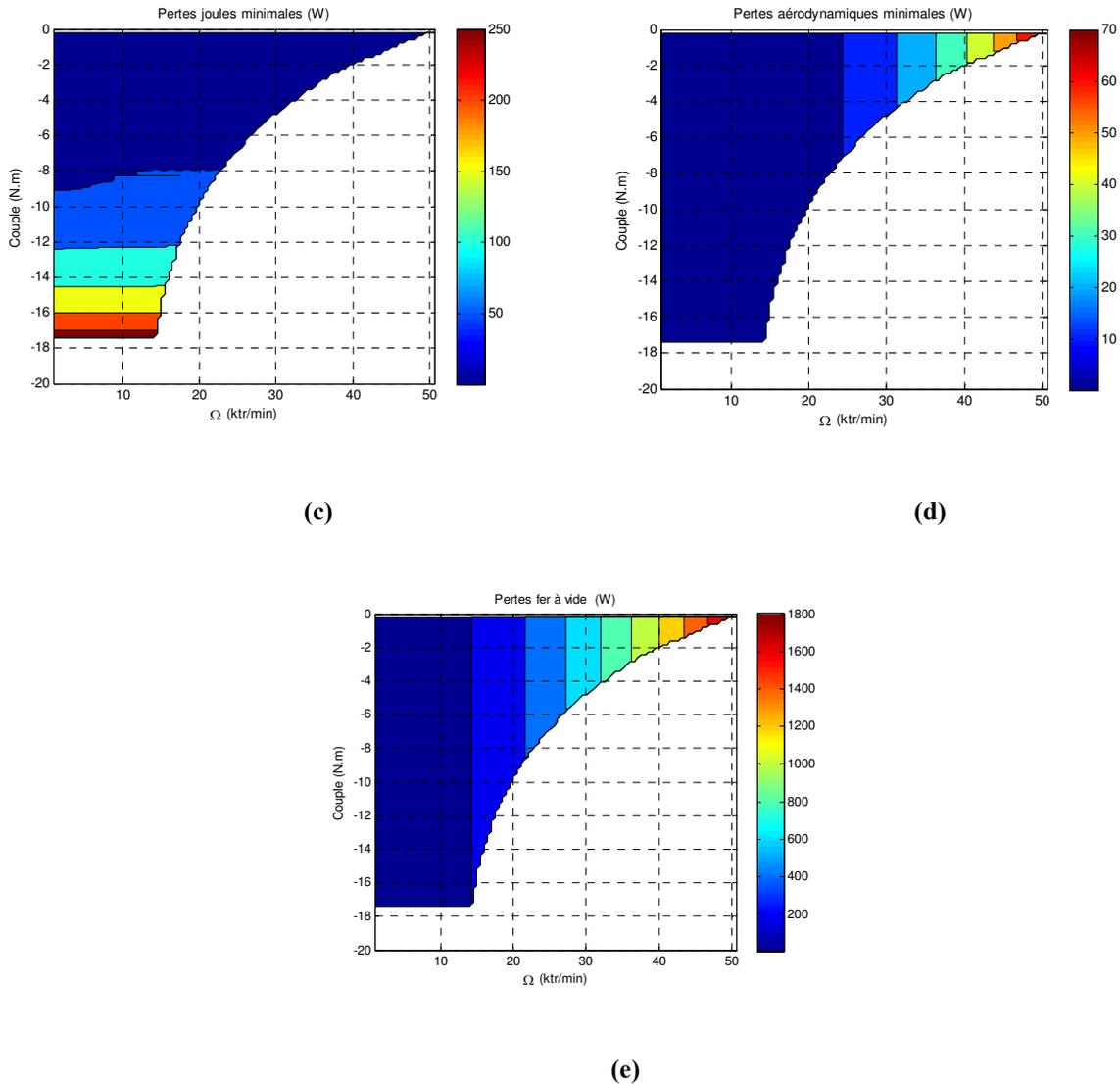


Figure 2-43 : Iso-perdes dans le plan couple-vitesse.

La Figure 2-43(c) montre que les pertes Joules évoluent quasi-linéairement en fonction du couple. Les courbes d'iso pertes aérodynamiques sont proportionnelles à la vitesse (Figure 2-43(d)) et nous notons qu'elles sont faibles par rapport aux autres pertes. Un résultat encourageant vis-à-vis de la taille de l'entrefer.

La Figure 2-43(e) montre que les pertes fer à vide sont plus importantes que les pertes fer en charge. Cela est dû à la valeur importante du flux à vide et l'effet de défluxage présent à haute vitesse.

La tension efficace optimale par spire est montrée sur la Figure 2-44. En effet, c'est la tension fournie par tous les points minimisant les pertes fer, Joules et aérodynamiques. Nous remarquons que ces points respectent la contrainte en tension. En revanche, il s'agit d'une hypothèse sévère étant donné le nombre réduit de spires. La moindre variation du nombre de spires, affecte la contrainte en tension.

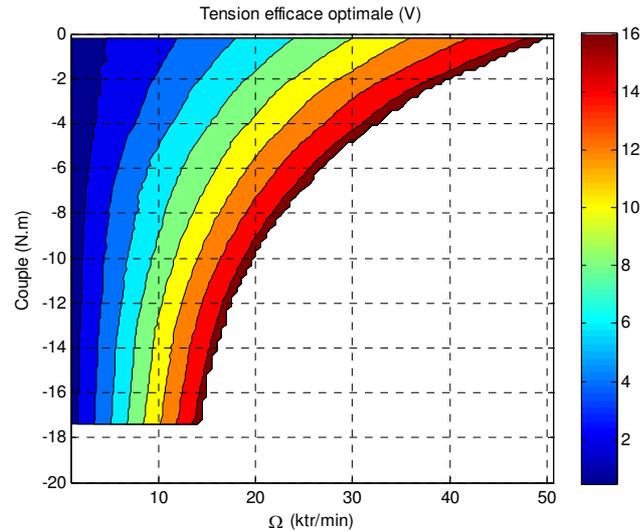


Figure 2-44 : Iso-tension efficace par spire dans le plan couple-vitesse $N_s=1$.

Pour conclure cette partie du dimensionnement, nous notons que la position centrale de l'aimant permet de respecter la contrainte en couple et en tension sous une hypothèse restrictive ($N_s=1$ par demi-phase mise en parallèle de deux conducteurs). Les pertes totales ne sont pas excessives permettant d'avoir un bon rendement (97%). En vue d'améliorer les performances et résoudre le problème qui est essentiellement lié à la haute vitesse et les pics des harmoniques de la tension, nous allons redimensionner la machine en tenant compte de son comportement. Donc, une homothétie a été établie pour savoir la limite de la vitesse qu'il faut imposer afin de remplir le cdc. Après plusieurs calculs, cette vitesse est fixée à 60ktr/min. Les résultats des différentes simulations ainsi que ces performances sont donnés dans l'Annexe C. Nous constatons que pour respecter la contrainte en tension, le nombre de spires exigible est d'une spire. Mais, avec une seule spire, on viole la tenue du court-circuit. Donc, nous proposons de commander la machine en courant dans l'intervalle $[0, \Omega_{base}]$ et envisager une commande en tension pour la plage de vitesse qui s'étale entre Ω_{base} et Ω_{max} .

Après avoir proposé cette configuration, une autre contrainte a été rajoutée celle liée au couple de démarrage ; cette machine devrait aussi assurer le démarrage pendant les deux premières secondes. Un couple pourrait atteindre 25 N.m. Cette valeur est d'autant élevée qu'elle basculera encore une fois le dimensionnement puisqu'une valeur élevée du couple au démarrage nécessite forcément un flux à vide important. Vu l'allure des épingle et en tenant compte de la mesure de faisabilité technique, le nombre de spires est désormais égal à 4.

Pour augmenter le flux à vide, nous nous sommes amenés à ré-adopter la première réflexion qui consiste à rapprocher l'aimant vers le haut. Enfin pour alléger la contrainte mécanique, nous augmentons le rayon rotorique pour se retrouver avec ce nouveau dimensionnement répertorié dans le Tableau 2-12. L'allure de la machine est cette fois-ci donnée sur la Figure 2-45.

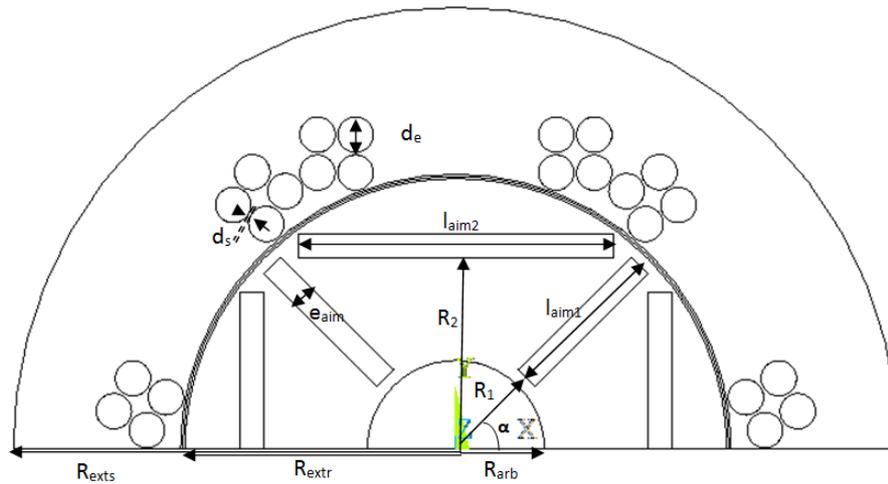


Figure 2-45 : Dessin de la machine.

Dimension [unité]	Signification	Valeur
R_{exts} [mm]	Rayon extérieur statorique	55
R_{ints} [mm]	Rayon intérieur statorique	31.1
h_{es} [mm]	Hauteur de la série d'encoches	8.3
N_e	Nombre d'encoches	6
P	Nombre de paires de pôles	2
d_e [mm]	Diamètre de l'encoche	4
d_s	Distance de séparation	0.3
e [mm]	Entrefer	0.5
L_{aM} [mm]	Longueur active maximale	90
N_s	Nbre de spires	4 spires par bobine (donc 8 spires en série par phase)
l_{aim1} [mm]	Longueur de l'aimant latéral	18
l_{aim2} [mm]	Longueur de l'aimant horizontal	35.4
e_{aim} [mm]	Epaisseur de l'aimant	2.7
R_{extr} [mm]	Rayon extérieur rotorique	30.6
R_1 [mm]	Rayon d'aimant vertical	11.31
R_2 [mm]	Rayon d'aimant latéral	21.68
α [°]	Angle d'ouverture d'aimant latéral	45
R_{arb} [mm]	Rayon d'arbre	10

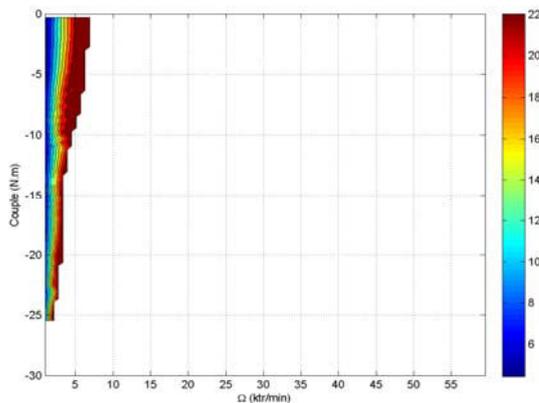
Tableau 2-12 : Dimensions de la machine.

Afin de vérifier ces postulats, nous procédons à l'étude détaillée de cette machine. Cette structure possède 2 paires de pôles et 6 encoches. Son bobinage est concentrique sur une encoche par pôle et par phase à fil méplat et rond. La culasse rotorique, dent et culasse

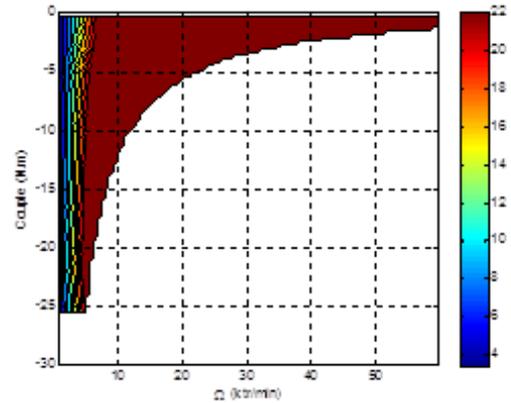
statoriques sont considérées comme des matériaux ferromagnétiques non linéaires dont la perméabilité est caractérisée par des tests expérimentaux élaborés par notre partenaire « Matériau » au sein de notre laboratoire SATIE. Le stator est alimenté par un système de courant triphasé équilibré (a,b,c). L'effet de peau a été pris en compte ; pour une fréquence du fondamentale de 1.5kHz (soit 50 ktr/min), on trouve une épaisseur de peau de 1.85 mm. Un côté du méplat ne doit donc pas dépasser 2 fois cette valeur, soit 3.7 mm. Un coefficient de remplissage du cuivre est notamment pris en considération afin de mettre en évidence l'espace pour le papier isolant et le jeu d'insertion.

Un calcul par les éléments finis a été établi en affinant le pas de calcul de la position mécanique ainsi que la densité de courant.

- La Figure 2-46 (a) représente la cartographie de la tension optimale dans une phase, deux aspects nous semblent intéressants à détailler : cette machine réussit à atteindre un couple maximal de -25 N.m ; Le problème des harmoniques persiste encore, nous remarquons une absence massive des solutions sur une large plage de vitesses (Figure 2-46(a)). Afin de mesurer l'impact des harmoniques, nous ne conservons dans la suite que la tension du premier harmonique qui est une tension purement sinusoïdale. D'où le résultat montré sur la Figure 2-46(b) où toutes les contraintes sont réunies et cette machine semble être candidate pour la suite.



(a) Tension maximale optimale



(b) Tension maximale optimale 1^{er} harmonique

Figure 2-46 : Cartographie d'iso-tension dans le plan couple-vitesse.

En suivant un raisonnement similaire à celui mené avec la machine à aimant au centre, les cartographies d'iso-pertes sont représentées dans le plan puissance-vitesse (Figure 2-47(a)-(d)). Nous introduisons le profil de la puissance traduisant le cahier des charges en régime impulsif (en magenta) afin de valider les performances de cette machine ainsi dimensionnée. Nous remarquons que cette structure permet d'atteindre quasiment tous les points du cdc vu l'intégration de ces derniers au sein de la cartographie. En comparant ces pertes avec celles de la machine précédente (Figure 2-44), nous constatons que celles-ci présentent plus de pertes essentiellement des pertes Joules à cause de l'élévation de la densité de courant afin de fournir le couple de démarrage exigé.

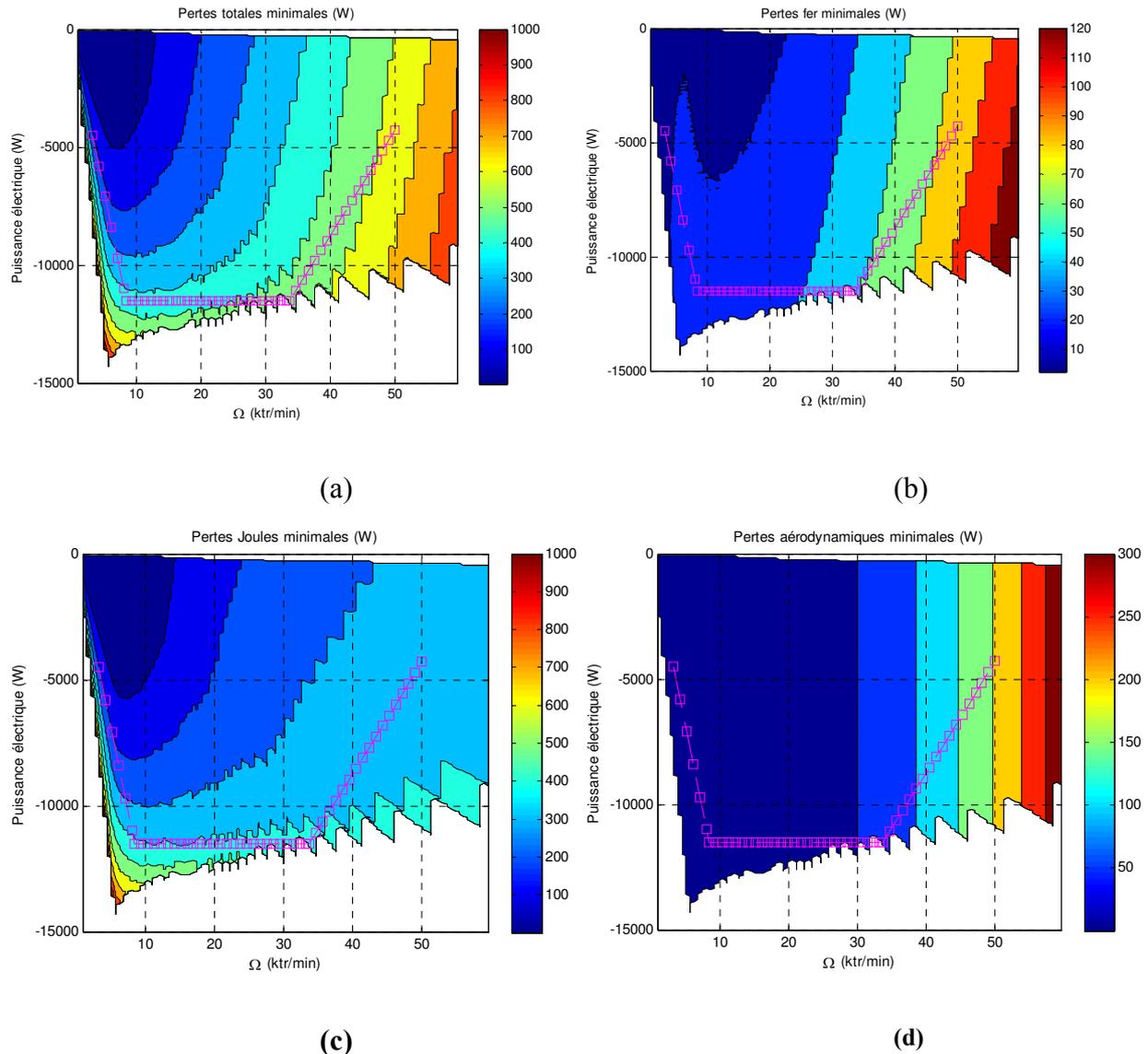


Figure 2-47 : Iso-pertes dans le plan puissance-vitesse.

La Figure 2-48 représente les caractéristiques du courant optimales minimisant les pertes sur le cycle que nous avons imposé. Les densités de courant sont autorisées à atteindre des valeurs $\sim 40\text{A}/\text{mm}^2$ en densité crête car le courant crête est fixé à 500A. Cependant, les limitations thermiques restent le point bloquant comme les spires se retrouvent en court-circuit dès que leur isolant atteint une température de fusion. Nous proposons donc une solution qui comporte 4 spires en série par bobine (donc 8 spires en série par phase). Chaque spire comporte deux conducteurs méplats en parallèle. Au final, on se retrouve avec 8 épingles en méplats pour chaque bobine (ie: demie-phase) et donc 2×8 "trous". En regardant un catalogue d'un fabricant de méplats en cuivre [113], nous avons trouvé ces dimensions standards : méplat émaillé de section carrée de 3.55 mm de côté. Ce qui correspond à ce que nous cherchons au niveau de la densité de courant, l'effet de peau, etc. En considérant cette solution on double la section de cuivre et donc on réduit d'un facteur 2 la densité de courant pour atteindre la limite thermique autorisée. Cependant, cette solution ne permet a priori pas de disposer de 8 épingles toutes identiques vu l'espace dédié si nous voulons garder l'atout de la compacité. La Figure 2-49 montre un croquis possible de la réalisation d'un tel bobinage en vue d'alléger les contraintes thermiques (ici une seule bobine est représentée).

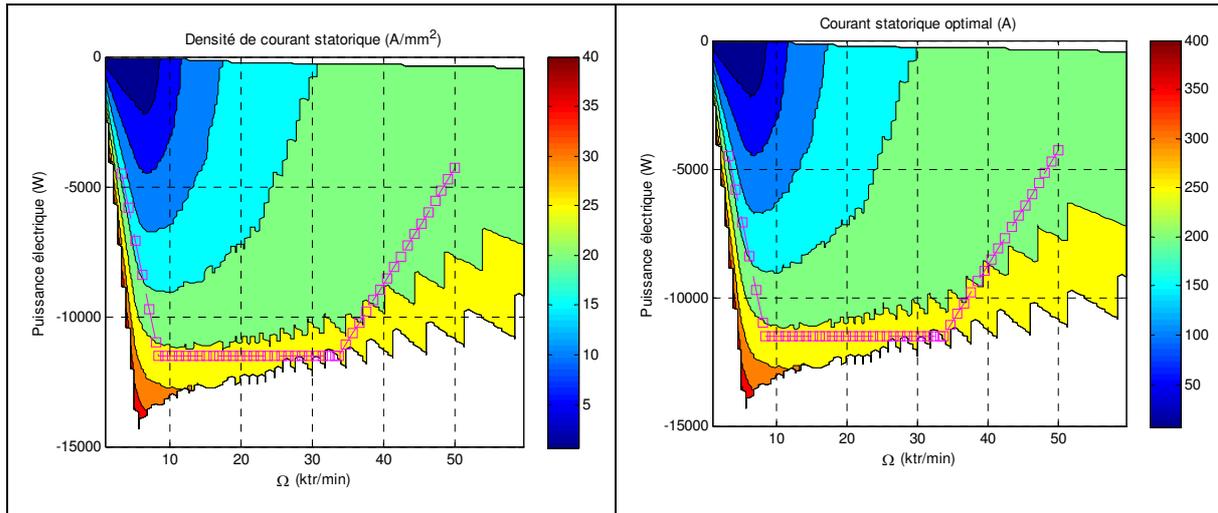


Figure 2-48 : Iso-densité/courant dans le plan couple-vitesse.

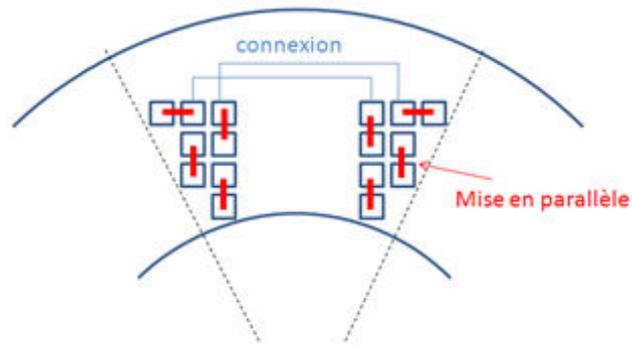


Figure 2-49 : Représentation d'un croquis limitant l'effet thermique.

On termine cette panoplie d'essais avec la machine suivante où nous avons eu l'idée de courber les aimants centraux dans l'objectif d'atténuer les harmoniques et de fournir plus de couple. Certes, le couple hybride est meilleur (surface d'aimant plus grande). En revanche, le couple réluctant est moins présent puisque l'inductance d'axe d est moins élevée vu l'effet démagnétisant de l'aimant. Ce qui fait que cette dernière n'arrive pas à fournir le couple au démarrage (Figure 2-51).

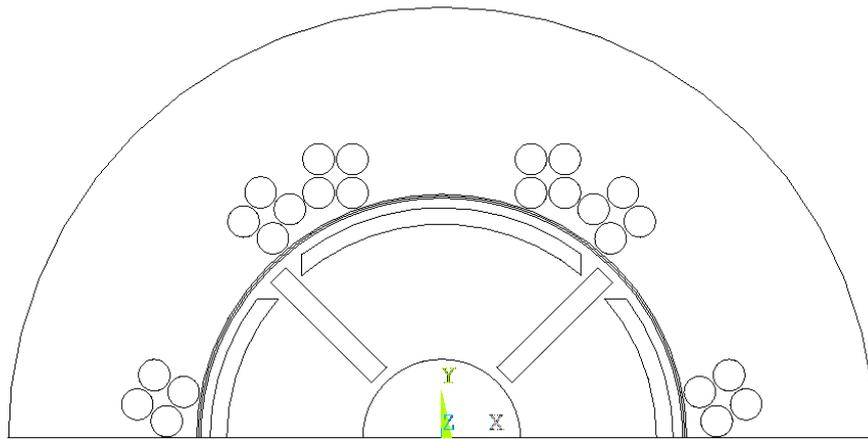


Figure 2-50 : Topologie de la machine avec des aimants courbés.

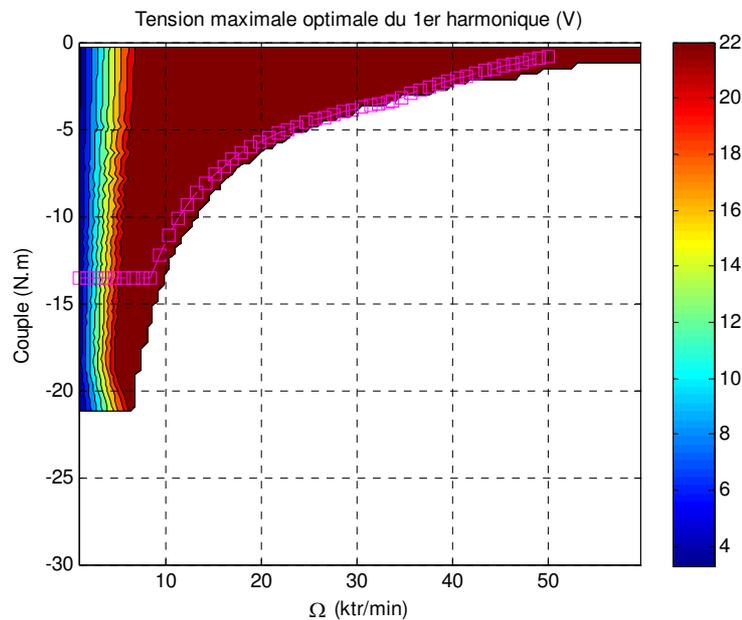


Figure 2-51 : Iso-tension dans le plan couple-vitesse dans le cas où les aimants sont courbés.

2.9 Conclusion :

Deux principales parties ont été élaborées dans ce chapitre du mémoire :

- Le choix de la machine candidate pour le cahier des charges fixé par e-Méca a été établi en se basant sur une 1^{ère} modélisation multiphysique simplifiée. A l'aide d'un algorithme génétique, nous avons pu définir les contraintes et les variables de ce problème qui a donné naissance à une 1^{ère} comparaison entre les fronts de Pareto de 4 types de machines. La comparaison topologique a permis de mettre en évidence la supériorité de la machine à aimants en V.

- Afin de concevoir un prototype, nous avons opté pour une optimisation paramétrique en adoptant le calcul par les éléments finis qui, au fil de simulations, a donné de nouvelles architectures en tenant compte de différentes contraintes. La structure ainsi trouvée a montré un vrai potentiel, permettant de respecter la contrainte en couple, la contrainte en tension 1^{er} harmonique, elle est aussi capable de fournir le couple de démarrage. Cependant, la question reste ouverte sur les limitations thermiques, mécaniques et les lois de commande d'où la nécessité d'établir des modèles plus détaillés qui feront l'objet du chapitre suivant.

Chapitre III : Modélisation fine de la machine retenue

3.1 Introduction

Afin de dimensionner la machine d'une manière fine, nous devons disposer des modèles permettant d'évaluer convenablement leurs performances électromagnétiques ainsi que les différentes pertes liées à la conversion électromagnétique. Dans ce chapitre, nous présenterons tout d'abord la modélisation mécanique donnant accès aux paramètres d'une machine constructible. Ensuite, nous développerons un modèle clé qui nous donne le couple ainsi que d'autres paramètres électromagnétiques en fonction des dimensions, du courant et de la position mécanique. Orientée vers la conception optimale, des contraintes intrinsèques seront exprimées, nous préciserons le calcul du courant de court circuit.

La séquence des modèles se poursuivra par la mise en œuvre d'une démarche traduisant le choix convenable de la commande en fonction de la vitesse de rotation de la machine. Les formes d'onde des grandeurs électriques (tension et courant), obtenues grâce au choix de la commande, permettront de déterminer les pertes du système : pertes dans les onduleurs, pertes Joules, pertes fer et pertes aérodynamiques. Les différents items calculés estimeront les échauffements dans les éléments de la machine. Ceci sera réalisé par un modèle thermique nodal afin d'évaluer la température maximale de différents échanges thermiques existants dans le système.

3.2 Modélisation mécanique

3.2.1 Introduction

Le problème de la modélisation analytique de la mécanique pour des systèmes complexes voire les machines électriques à aimants s'avère très difficile à résoudre, voire parfois impossible puisque il est nécessaire de prendre en compte toutes les exigences géométriques, électriques, magnétiques, mécaniques et thermiques. Cette tâche est particulièrement marquée au rotor et elle est considérée comme primordiale dans l'optimisation pour éviter de se diriger vers des topologies de machines irréalistes.

Dans cette partie, nous allons estimer la contrainte maximale due essentiellement aux forces centrifuges à l'aide d'une modélisation par EF qui permettra une visualisation du comportement du système. Cette modélisation sera, dans un premier temps, appliquée sur la machine retenue présentée sur la Figure 3-1 dont les dimensions sont reportées dans le Tableau 3-1 et par la suite elle sera validée par des calculs qui ont été effectués par notre partenaire Valeo.

Enfin, nous développerons l'idée proposée dans [96], consistant à chercher un modèle mécanique analytique équivalent où le rotor est un empilement de tôles ayant une densité proche de la densité des aimants. Ainsi, il semblera intéressant de modéliser le rotor de la machine par un anneau circulaire dont les paramètres seront définis à partir des résultats de simulation par les éléments finis et des paramètres de construction du rotor.

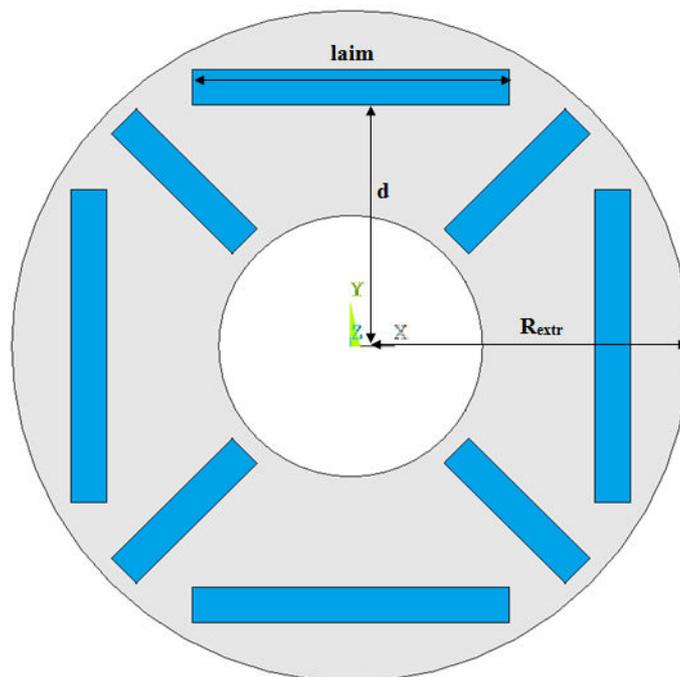


Figure 3-1 : Géométrie du rotor testé.

Paramètres	Valeurs [unité]
L _{aim}	35 [mm]
R _{extr}	30.6 [mm]
d	24.3 [mm]
ρ_r : densité masse rotorique	7650 [kg/m ³]
ρ_a : densité aimant	7600 [kg/m ³]
ν_r : coefficient de Poisson de la masse	0.3
ν_a : coefficient de Poisson de l'aimant	0.24

Tableau 3-1 : Paramètres de la machine liés au modèle.

3.2.2 Hypothèse d'étude

Dans ce qui suit, nous considérons que l'effort principal porté sur la périphérie du rotor est dû aux forces centrifuges s'exerçant sur la masse des pièces polaires. Ces contraintes varient d'une géométrie à une autre. Dans l'optique de trouver un modèle analytique générique, nous formulons l'hypothèse que notre rotor peut-être modélisé par un anneau circulaire en considérant seulement les efforts inertiels. Ainsi, nous pouvons appliquer la théorie des poutres en étudiant une tranche angulaire $d\theta$ (Figure 3-2).

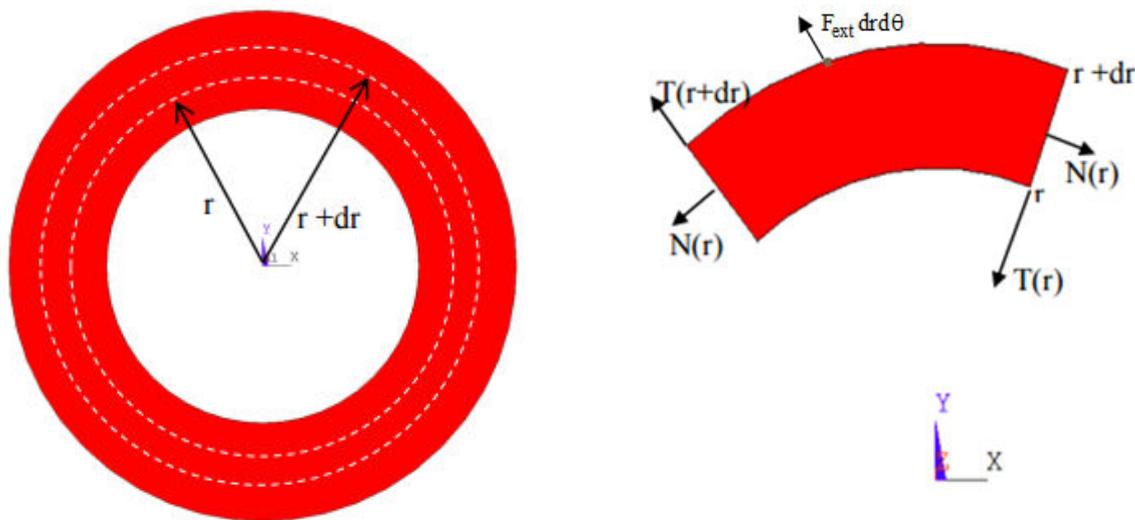


Figure 3-2 : Rotor de la machine élémentaire étudiée, efforts internes et force centrifuge appliquée sur un élément dr .

Les hypothèses suivantes sont prises en compte :

- ✓ Le matériau est homogène, isotrope et mécaniquement linéaire ($\sigma = E \cdot \varepsilon$) ; la contrainte maximale d'élasticité est toujours assurée,
- ✓ Au cours de la déformation, les sections droites restent perpendiculaires à la courbe moyenne : hypothèse de Bernoulli,
- ✓ Les forces centrifuges sont les seules forces considérées. Ainsi, les forces de déplacement à la périphérie du rotor sont négligées.

3.2.3 Expression de la contrainte d'un anneau circulaire

Comme le système considéré est axisymétrique, les efforts internes sont des efforts radiaux. Ces efforts se manifestent sous la forme des forces centrifuges ayant la même amplitude pour toutes les positions angulaires. Donc, les variables calculées ne dépendent pas de θ et la contrainte peut être exprimée par :

$$[\sigma] = \begin{bmatrix} \sigma_{rr} & 0 & 0 \\ 0 & \sigma_{\theta\theta} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad \text{Eq. 3.1}$$

Où σ_{rr} ; $\sigma_{\theta\theta}$ sont des composantes qui dépendent uniquement de la variable r . L'expression de ce tenseur peut être simplifiée par :

$$\frac{d\sigma_{rr}}{dr} + \frac{\sigma_{rr} - \sigma_{\theta\theta}}{r} + \rho\omega^2 r = 0 \quad \text{Eq. 3.2}$$

En utilisant la loi d'élasticité linéaire isotrope (loi de Hooke) liant ε et σ (Eq. 3.3) nous aboutissons à la condition de compatibilité s'exprimant par l'Eq. 3.4.

$$\varepsilon_{rr} = \frac{\sigma_{rr}}{E} - \frac{\nu\sigma_{\theta\theta}}{E}; \varepsilon_{\theta\theta} = \frac{\sigma_{\theta\theta}}{E} - \frac{\nu\sigma_{rr}}{E} \quad \text{Eq. 3.3}$$

$$(1+\nu)(\sigma_{rr} - \sigma_{\theta\theta}) = r \left(\frac{d\sigma_{\theta\theta}}{dr} - \nu \frac{d\sigma_{rr}}{dr} \right) \quad \text{Eq. 3.4}$$

En intégrant les équations 0 et 0, les contraintes se mettent sous la forme :

$$\sigma_{rr} = \frac{-\rho\omega^2 r^2}{8} (3 + \nu) + \frac{A}{r^2} + B \quad \text{Eq. 3.5}$$

$$\sigma_{\theta\theta} = \frac{-\rho\omega^2 r^2}{8} (1 + 3\nu) - \frac{A}{r^2} + B \quad \text{Eq. 3.6}$$

Où A et B sont des constantes d'intégration, ν est le coefficient du poisson, ρ est la densité du matériau et ω est la vitesse de rotation du rotor. Les conditions aux limites retenues dans ce problème sont telles que :

- ✓ Le déplacement est nul au niveau de l'arbre de la machine $\varepsilon_{\theta\theta}(r = R_i) = 0$;
- ✓ La contrainte radiale est nulle au niveau de la surface extérieure du rotor $\sigma_{\theta\theta}(r = R_e) = 0$.

Ainsi, les expressions des constantes sont données par :

$$A = \frac{-\rho\omega^2}{8} R_e^2 R_i^2 \frac{R_i^2(1-\nu^2) - R_e^2(1-\nu)(3+\nu)}{R_e^2(1+\nu) + R_i^2(1-\nu)} \quad \text{Eq. 3.7}$$

$$B = \frac{\rho\omega^2}{8} (R_i^2 \frac{R_i^2(1-\nu^2) - R_e^2(1-\nu)(3+\nu)}{R_e^2(1+\nu) + R_i^2(1-\nu)} + R_e^2(3+\nu)) \quad \text{Eq. 3.8}$$

La contrainte maximale de l'anneau équivalent est obtenue à la périphérie du rotor ($r=R_{\text{extr}}$). Elle s'écrit :

$$\sigma_{\text{max_anneau_equivalent}} = |\sigma_{rr} - \sigma_{\theta\theta}| \quad \text{Eq. 3.9}$$

3.2.4 Expression de la contrainte pour notre rotor à aimants

Nous rappelons tout d'abord que l'objectif de cette modélisation étant de trouver les paramètres géométriques convenables pour que la contrainte maximale soit toujours respectée. Ceci doit être intégré dans une boucle d'optimisation qui doit non seulement, prendre en compte les exigences conceptuelles mais aussi des exigences temporelles. C'est pour cette raison que nous cherchons à trouver une formulation analytique générique qui s'adapte au mieux à n'importe quelle configuration rotorique tout en utilisant un coefficient de correction k dont la détermination fera l'objet de cette partie.

$$\sigma_{\text{max}} = k * \sigma_{\text{max_anneau_equivalent}} \quad \text{Eq. 3.10}$$

Afin d'aboutir à cette formulation analytique, nous allons suivre les étapes suivantes :

- ✓ Modélisation par EF de la contrainte de Von Mises appliquée sur notre rotor ;
- ✓ Modélisation par EF de la contrainte de Von Mises appliquée sur le modèle équivalent du rotor ;
- ✓ Détermination de la loi de variation du coefficient de correction de la contrainte de Von Mises ;
- ✓ Analyse modale du rotor.

Les résultats de deux premières étapes sont reportés sur la Figure 3-3. Nous allons essayer dans ce qui suit de déterminer la loi de variation du facteur de correction en fonction de la longueur de l'aimant central l_{aim} , sa position par rapport à l'arbre d et le rayon extérieur rotorique R_{extr} montrés sur la Figure 3-1. Ce facteur s'écrit alors en fonction de ces 3 paramètres :

$$k = f(l_{\text{aim}}, d, R_{\text{extr}}) = \max(k_1, k_2, k_3) \quad \text{Eq. 3.11}$$

Avec k_1, k_2, k_3 sont respectivement les variations de l_{aim}, d et R_{extr} .

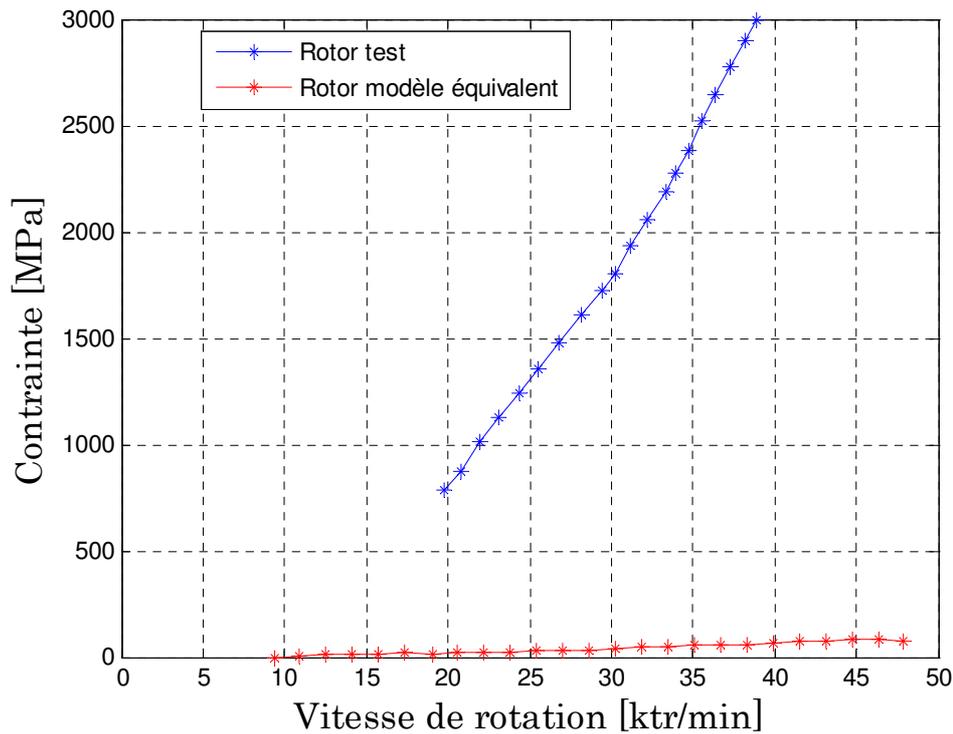


Figure 3-3 : Contrainte maximale de Von Mises en fonction de la vitesse de rotation.

Les résultats de variation de ces paramètres pour ce rotor sont observés sur la Figure 3-4. L'étude menée par interpolation de différentes courbes nous permet de déduire la loi de variation de ce facteur de correction.

Celle-ci s'exprime :

$$\begin{cases} k_1 = 82778 * L_{aim}^2 - 3504.4 * L_{aim} + 42.175 \\ k_2 = 5.28 * 10^5 * d^2 - 22507 * d + 254.27 \\ k_3 = -8.7510^7 * R_{extr}^3 + 9.6410^6 * R_{extr}^2 - 3.5310^5 * R_{extr} + 4314.4 \end{cases} \quad \text{Eq. 3.12}$$

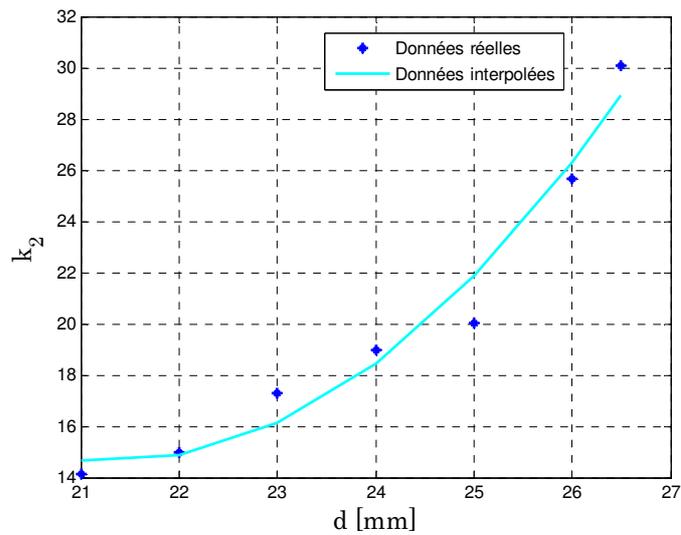
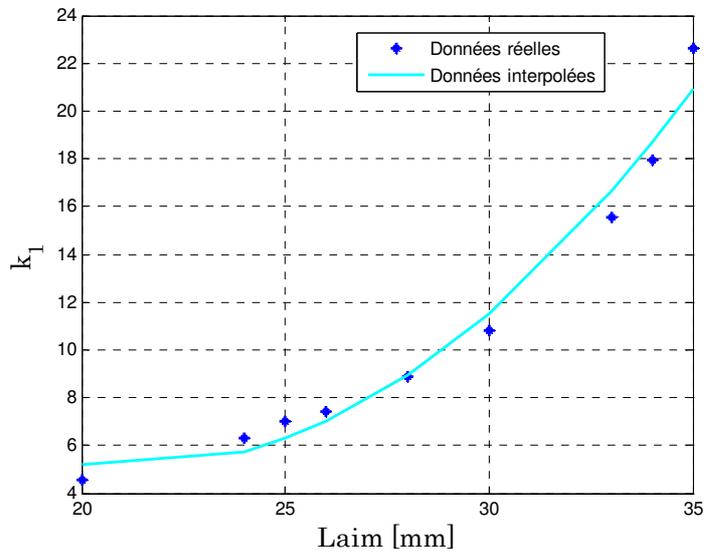
Pour conclure, la contrainte maximale de la machine test s'écrit sous la forme:

$$\sigma_{max} = \max(k_1, k_2, k_3) |\sigma_{tr} - \sigma_{\theta\theta}| \quad \text{Eq. 3.13}$$

3.2.5 Validation du modèle analytique

Les résultats fournis par les formulations citées ci-avant sont comparés à ceux donnés par un calcul par éléments finis où seules les forces centrifuges sont modélisées. Les densités respectivement de l'aimant et de la masse polaire sont quasi-similaires ce qui rend le problème plus contraignant vu l'homogénéité de la masse subissant les forces de traction et de

flexion. D'après la Figure 3-5, le calcul analytique de la contrainte maximale donne satisfaction, sur ce cas traité l'erreur relative est de l'ordre de 12% par rapport aux calculs EF.



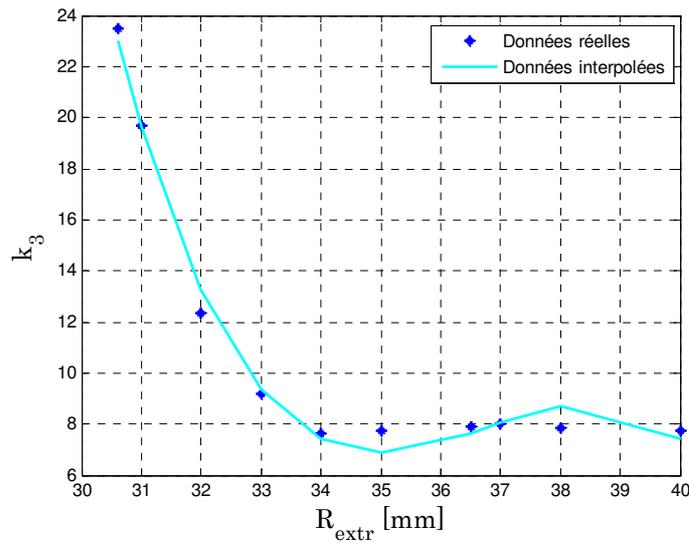


Figure 3-4 : Variation des coefficients k_1 , k_2 et k_3 en fonction de la vitesse.

La même figure (Figure 3-5) montre une limite de la contrainte admissible de l'ordre de 512 MPa qui représente la contrainte maximale admissible pour le matériau utilisé dans la conception de cette machine : M270-35A à 100°C. L'intersection entre cette contrainte limite et celle généralisée pour toutes les vitesses donne une vitesse limite de l'ordre de 17 ktr/min. Par ailleurs, le fait d'introduire un coefficient de sécurité sur cette conception mécanique afin d'intégrer les effets de concentration de contraintes réduit la limite de la vitesse.

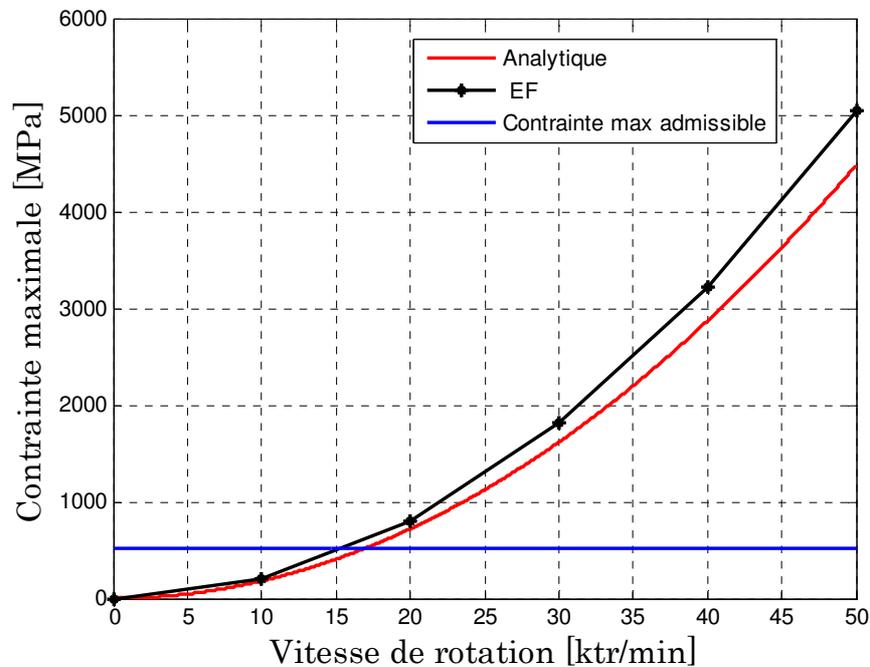


Figure 3-5 : Comparaison de la contrainte maximale calculée analytiquement et par E.F en fonction des vitesses de rotation.

Ces résultats sont intéressants vis-à-vis de la complexité de la modélisation mécanique sans oublier le gain de temps ainsi réalisé lorsque celle-ci sera intégrée dans la plateforme d'optimisation multi physiques. Toujours, dans le cadre de la validation de ce modèle, Valeo nous a fourni un rapport d'une étude détaillée d'un calcul mécanique élaboré pour cette machine avec un calcul éléments finis. La limite élastique de 512 MPa est obtenue à une vitesse de 20 ktr/min (Figure 3-6).

Nous traçons ainsi la cartographie de la limite de cette contrainte à la même vitesse évoquée par Valeo, Nous obtenons l'allure de la Figure 3-7 où la limite d'élasticité est de l'ordre de 807 MPa. L'écart relatif de 15% est expliqué par la mise en œuvre des congés dans la construction des aimants qui ont pour but d'adoucir l'angle droit ; (point de raccordement entre l'aimant et la tôle) afin de réduire l'effet de concentration des contraintes que créerait l'angle vif. Ce congé répartit la charge sur une surface plus importante, diminuant ainsi les risques de rupture et de déformation radiale.

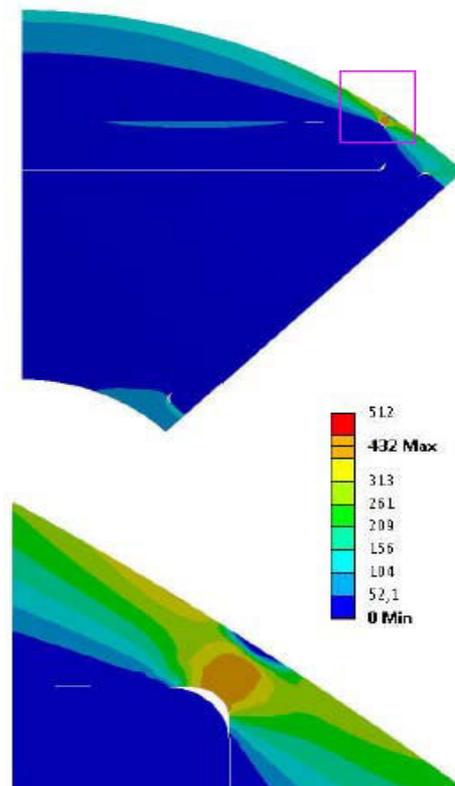


Figure 3-6 : Contrainte maximale admissible [MPa] pour le matériau simulé par Valeo donnant une vitesse limite de 20 ktr/min.

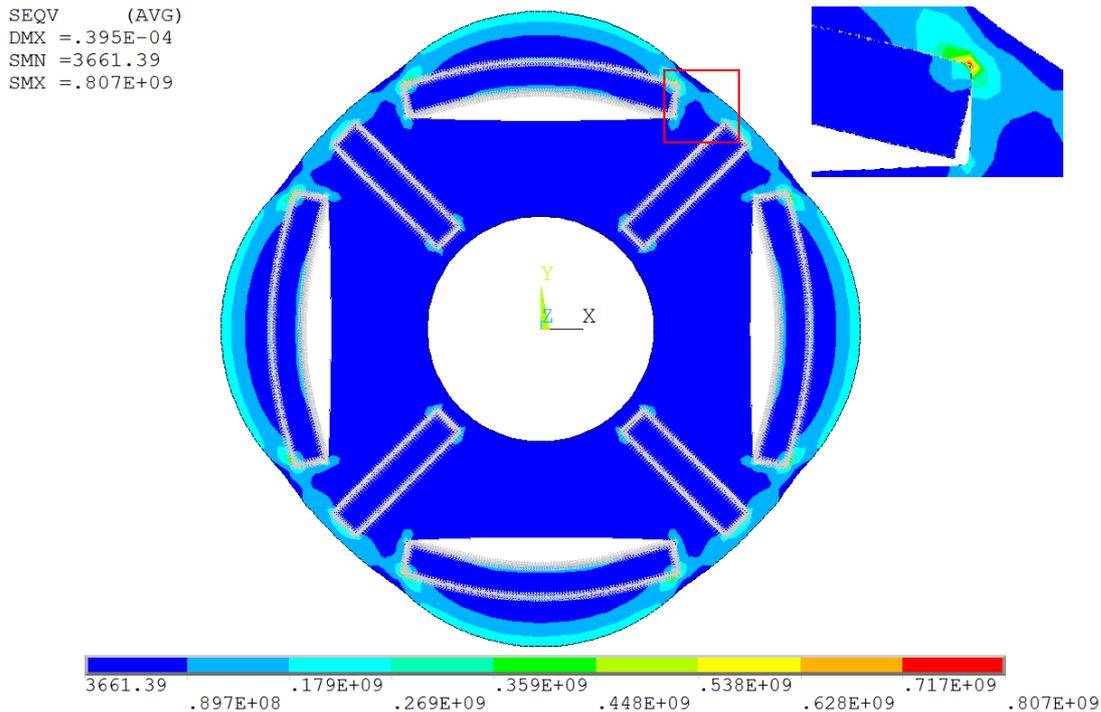
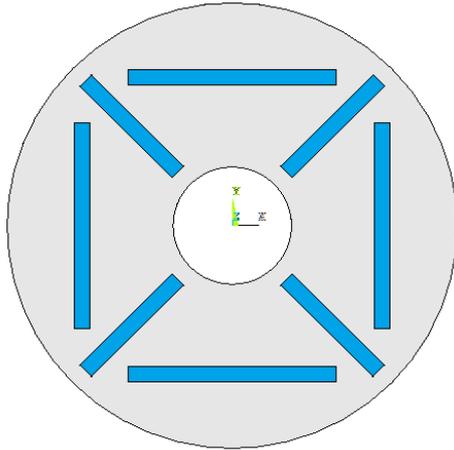


Figure 3-7 : Contrainte de Von Mises appliquée au rotor à une vitesse de 20000 tr/min.

La vitesse limite que cette configuration est capable d'atteindre est de l'ordre de 30 ktr/min donc cette structure considérée ne peut pas atteindre la vitesse maximale (50ktr/min). Mais existe-t-il un jeu de paramètres qui est capable de fournir une machine constructible qui tient mécaniquement avant de lancer l'optimisation ?

Pour répondre à cette question, nous étions obligés d'alléger la contrainte maximale portée sur le rayon rotorique, nous avons donc autorisé une vitesse de rotation de 40 ktr/min (nous rappelons que c'est la vitesse minimale imposée par le cdc de Valeo). Nous obtenons la machine représentée par la Figure 3-8 dont les caractéristiques de la contrainte sont données par la Figure 3-9. Nous constatons que ce cas de figure respecte la contrainte d'élasticité et que l'écart relatif entre le calcul analytique et le calcul par éléments finis garde la valeur de 12%. Ce qui nous amène à prendre en compte ce coefficient au cours de la modélisation analytique.



$l_{aim}=32\text{mm}$; $d=22\text{mm}$; $R_{extr}=38\text{mm}$

Figure 3-8 : Dessin de la machine tournant à 40ktr/min.

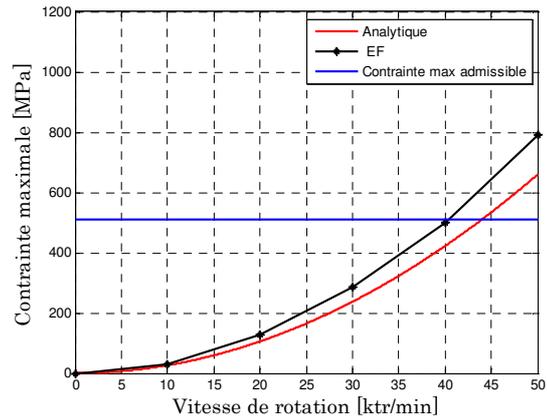


Figure 3-9 : Contrainte maximale analytique admissible par E.F en fonction de la vitesse de rotation.

Après avoir défini la vitesse maximale admissible Ω_{max} qui correspond à la vitesse critique de flexion, nous cherchons la longueur active maximale L_a en s'appuyant sur la formule suivante :

$$L_a \leq \left(\frac{96}{5} \cdot \frac{E}{\rho_{rot}} \right)^{1/4} \cdot \sqrt{\frac{k_a}{k_p^2} \cdot \frac{R_{extr}}{\Omega_{max}}} \quad \text{Eq. 3.14}$$

Avec : E est le module de Young, ρ_{rot} est la densité du rotor, k_a est le coefficient de proportionnalité entre le diamètre de l'arbre et celui du rotor, k_p est le coefficient de proportionnalité entre la longueur extérieure et la longueur active de la machine.

3.2.6 Exemple de validation sur une autre topologie du rotor

Nous considérons dans cette partie le rotor d'une machine à aimants permanents à double excitation homopolaire (Figure 3-10) afin d'élargir le domaine de validation de cette méthode analytique qui s'appuie sur la détermination d'un coefficient de sécurité.

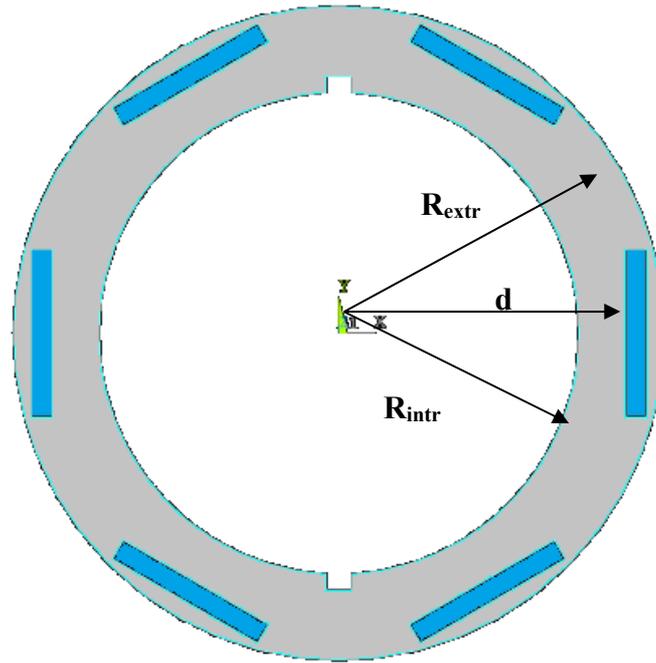


Figure 3-10 : Rotor d'une machine synchrone à aimants permanents à double excitation homopolaire.

Les dimensions de cette machine ainsi que les paramètres utilisés dans le modèle sont reportés dans le Tableau 3-2 :

Paramètres	Valeurs [unité]
R_{intr}	46 [mm]
R_{extr}	62.5 [mm]
D	59 [mm]
ρ_r : densité masse rotorique	2700 [kg/m ³]
ρ_a : densité aimant	7500 [kg/m ³]
ν_r : coefficient de Poisson de la masse	0.34
ν_a : coefficient de Poisson de l'aimant	0.24

Tableau 3-2 : Paramètres de la machine liés au modèle.

La démarche menée pour calculer la loi de variation de k est la même que dans le cas précédent en faisant varier k en fonction de R_{intr} , R_{extr} et d. Le résultat est montré sur la Figure 3-11 où nous avons tracé la variation de ce coefficient en fonction de la vitesse de rotation, sa confrontation avec une simulation EF donne un écart type maximal de 12%. Une valeur semblable au cas d'avant et qui reste raisonnable, même intéressante vu la rapidité de l'exécution et la simplicité de l'intégration dans un algorithme d'optimisation.

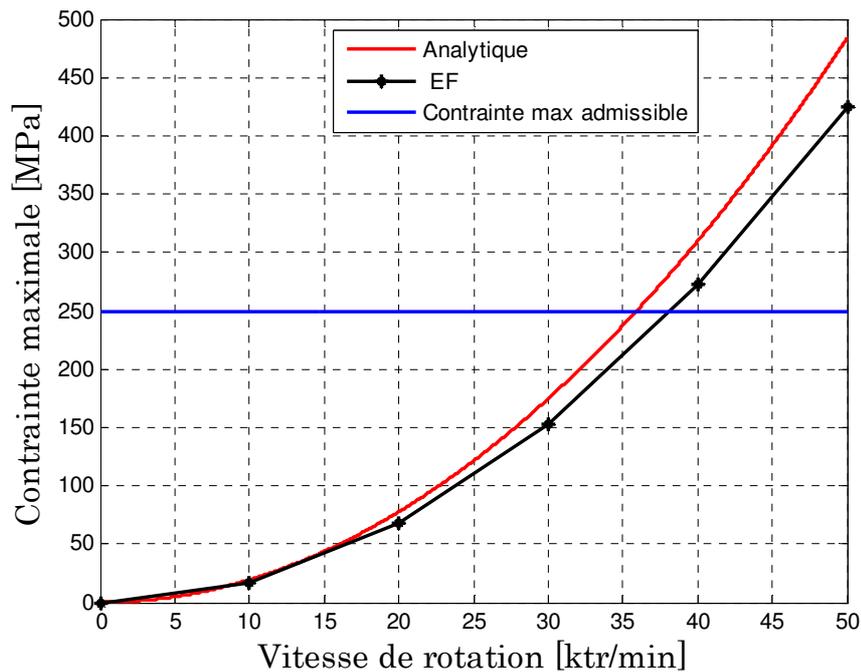


Figure 3-11 : Comparaison entre le calcul analytique et le calcul EF de la contrainte maximale.

3.2.7 Conclusion sur la modélisation mécanique

Nous avons montré qu'à partir d'une modélisation simplifiée d'un anneau circulaire, il existe une relation entre sa contrainte maximale et celle d'un rotor à aimants défini par un facteur de correction k dont la loi de variation dépend des paramètres géométriques. La confrontation de ce modèle avec un calcul EF permet de se confier au modèle analytique car, bien que simple, permet de retracer fidèlement la contrainte maximale admissible pour une vitesse.

Une fois le modèle analytique de la contrainte maximale admissible est formulé. Il serait intéressant d'intégrer ce dimensionnement mécanique dans une boucle d'optimisation qui sera développée dans le chapitre suivant. Ce modèle vient en première place dans la boucle en vue de trouver des machines constructibles et ce fait est essentiellement basé sur la tenue mécanique du rotor. Le synoptique de la modélisation mécanique est illustrée comme suit :

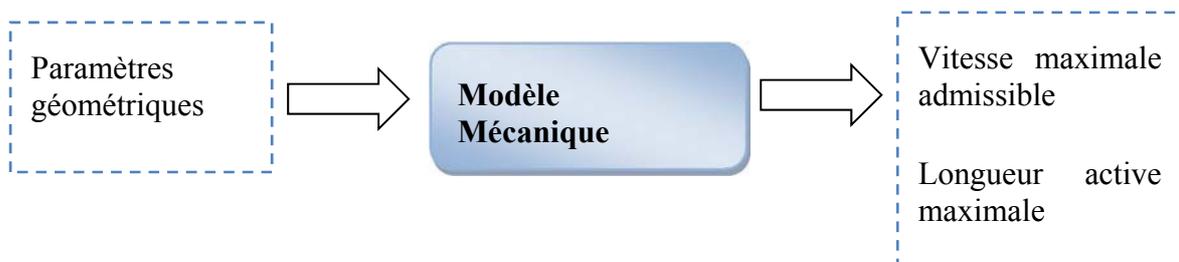


Figure 3-12 : Synoptique du modèle mécanique

3.3 Modélisation électromagnétique par schéma réductant

3.3.1 Présentation du problème

Afin de garantir un dimensionnement optimal des machines électriques, nous nous intéressons à une modélisation analytique détaillée qui tient compte des différentes contraintes. Nous commençons par développer le réseau de perméances bidirectionnel ; Il s'agit de diviser la machine en plusieurs blocs de réductances suivant les deux axes x et y constituant ainsi un maillage bien défini dont le but est de résoudre un système non linéaire qui prend en compte la saturation et les fuites magnétiques. Nous pouvons ainsi améliorer la précision et accéder aux inductions dans l'entrefer qui mène à un calcul du couple instantané (en fonction de la position rotorique).

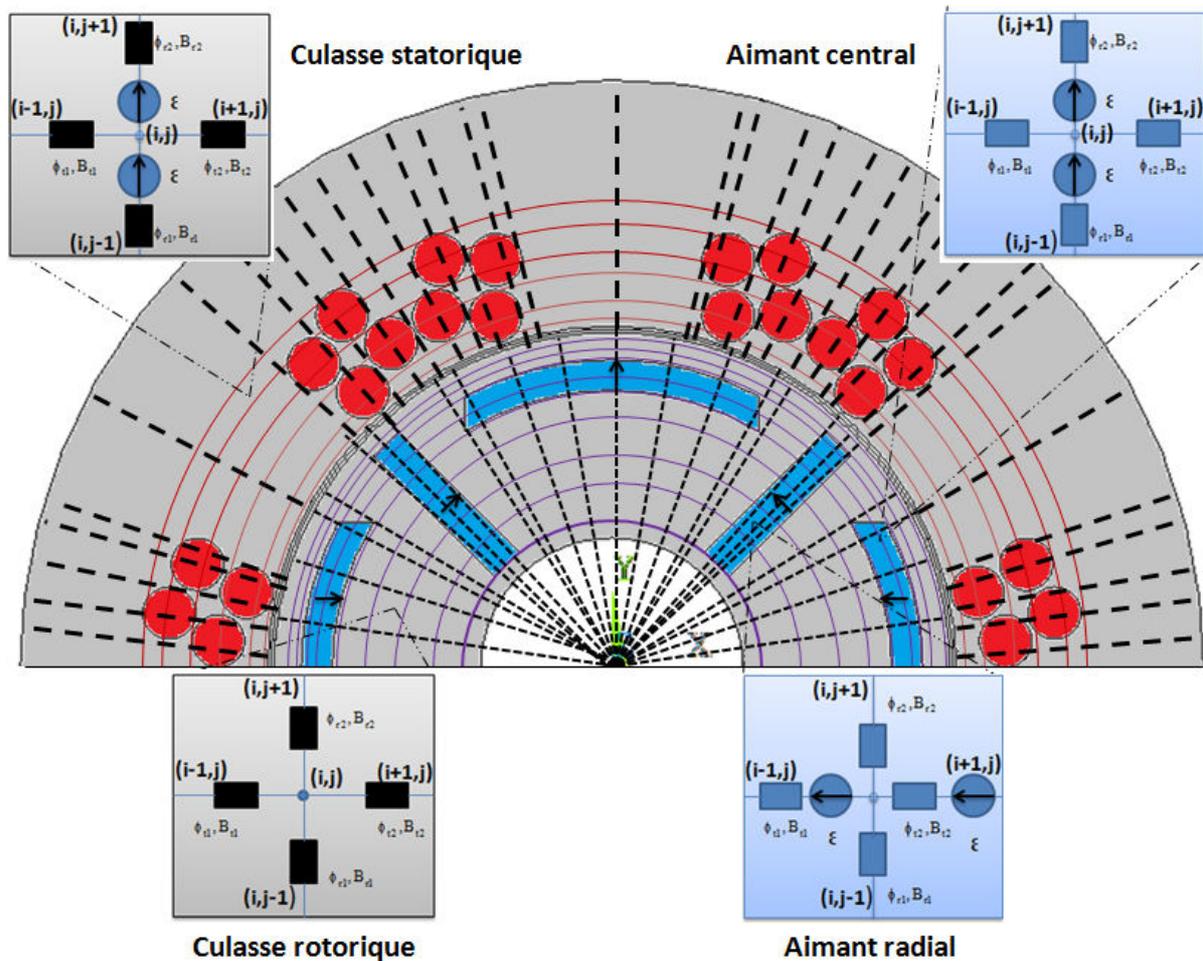


Figure 3-13 : Répartition des perméances bidirectionnelles dans la machine.

La Figure 3-13 montre un ensemble de mailles de la machine auxquelles sont logées les perméances seules, dans le cas des culasses rotoriques, la partie extérieure de la culasse statorique et l'entrefer, et accompagnées des forces magnétomotrices lorsqu'il s'agit du bloc qui représente la dent statorique et les aimants permanents. Il existe deux types d'aimants : aimant central et aimant latéral. Ce qui fait que l'aimantation prend deux sens : une radiale (pour les aimants centraux) et l'autre orthoradiale (pour les aimants radiaux) dont la valeur est

calculée à partir de l'induction rémanente et la surface de l'aimant. La deuxième source est le courant qui alimente les bobinages, ainsi la FMM résultante est le produit du nombre de spires et du courant. Elle est modélisée selon la direction radiale où le type de bobinage adopté est un bobinage concentrique.

3.3.2 Méthode de résolution du système

Afin de résoudre le problème qui vise à calculer les flux traversant dans chaque branche de la machine, plusieurs méthodes ont été utilisées ([90][91]). Nous utilisons la loi des nœuds qui peut être automatisée afin d'obtenir le système matriciel à résoudre. A partir d'un système élémentaire (Figure 3-14) l'équation du premier nœud peut être établie. Le nœud '1' est connecté avec trois nœuds et un nœud exceptionnellement introduit pour une première itération qui joue le rôle du potentiel de référence afin de pouvoir résoudre ce système. Entre deux nœuds consécutifs, nous admettons l'existence d'une force magnétomotrice notée par 'e' ($e_{12}=-e_{21}$) et ayant pour chaque nœud un potentiel magnétique noté par 'U'.

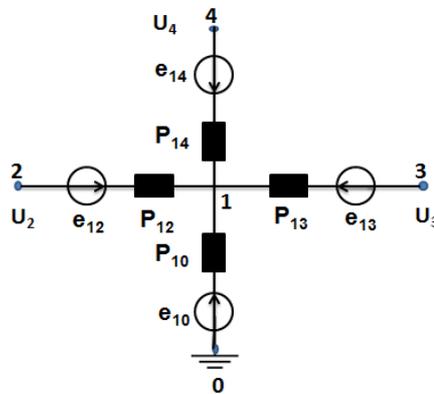


Figure 3-14 : Réseau de perméances élémentaire.

En Appliquant la loi de kirchhoff dans ce cas de figure, nous obtenons l'équation Eq. 3.15 :

$$(U_1 - U_4 - e_{14})P_{14} + (U_1 - U_3 - e_{13})P_{13} + (U_1 - U_2 - e_{12})P_{12} + (U_1 - 0 - e_{10})P_{10} = 0 \quad \text{Eq. 3.15}$$

Ce qui donne :

$$U_1(P_{10} + P_{12} + P_{13} + P_{14}) - U_4P_{14} - U_3P_{13} - U_2P_{12} = -e_{10}P_{10} - e_{12}P_{12} - e_{13}P_{13} - e_{14}P_{14} \quad \text{Eq. 3.16}$$

La généralisation de l'équation Eq. 3.17 pour un réseau comportant 'n' nœuds conduit à :

$$U_i(P_{i0} + \sum_{j=1, j \neq i}^n P_{i,j}) - \sum_{j=1, j \neq i}^n U_j P_{i,j} = - \sum_{j=0, j \neq i}^n e_{i,j} P_{i,j} = - \sum_{j=0, j \neq i}^n \varphi_{s_{i,j}} \quad \text{Eq. 3.17}$$

La perméance de référence est supposé très grande et attribuée à un nœud extérieur du réseau (nœud 0). En effet, c'est comme la résistance d'un fil électrique liant le réseau électrique à la masse. Le système complet est défini par :

$$\begin{bmatrix} \sum_{j=0}^n P_{1j} & -P_{12} & \dots & -P_{1n} \\ -P_{21} & \sum_{j=1}^n P_{2j} & \dots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -P_{n1} & \dots & \dots & \sum_{j=1}^n P_{nj} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \\ \vdots \\ U_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum_{j=0}^n \varphi_{S_{1,j}} \\ \sum_{j=1}^n \varphi_{S_{2,j}} \\ \vdots \\ \sum_{j=1}^n \varphi_{S_{n,j}} \end{bmatrix} \quad \text{Eq. 3.18}$$

Etapas de la résolution :

Une fois que le système matriciel est défini, nous passons à la résolution algébrique afin de calculer le flux traversant chaque branche en s'appuyant sur l'équation Eq. 3.19 :

$$[U] = [P]^{-1} [\varphi_s] \quad \text{Eq. 3.19}$$

Donc, le flux s'exprime sous la forme :

$$\varphi(i, j) = P(i, j) \cdot (U(i) - U(j)) + \varphi_s(i, j) \quad \text{Eq. 3.20}$$

Ce système de résolution est non linéaire car il dépend de l'état des matériaux ferromagnétiques, notamment de la saturation. Nous avons reporté les étapes de calcul dans un algorithme défini sur la Figure 3-15. Un calcul itératif est notamment mis en œuvre afin de trouver le potentiel magnétique dans chaque nœud. En effet, pour chaque valeur de la FMM nous calculons le flux, la nouvelle valeur de la perméabilité relative est déterminée par la courbe d'aimantation B(H). Dans le but d'améliorer la précision et rendre la convergence plus rapide, la recherche d'une équation analytique modélisant la table B(H) par une interpolation est l'objet de la partie suivante en se basant sur des études issues de la bibliographie ([93],[94],[95]).

La perméabilité s'écrit sous la forme analytique en fonction de l'induction et les coefficients directeurs de la courbe comme exprimé dans l'équation Eq. 3.21.

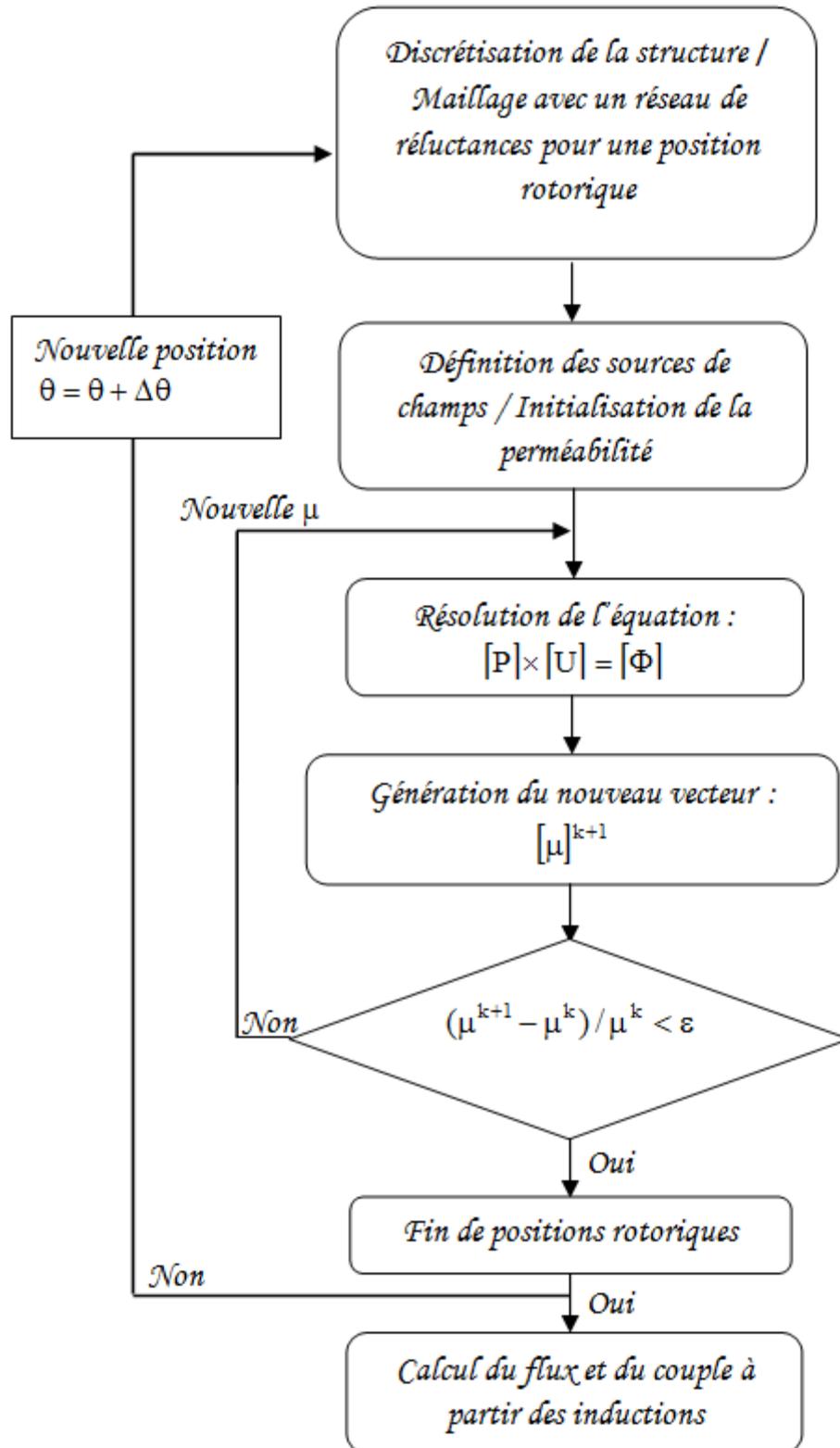


Figure 3-15 : Algorithme de la résolution matricielle.

$$\mu_B(B) = \mu_0 \frac{\frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \left(\left| \frac{B}{m_k} \right|^{n_k} + a_k \right)^{\frac{1}{n_k}}}{\frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \left(\left| \frac{B}{m_k} \right|^{n_k} + a_k \right)^{\frac{1}{n_k}} - 1} ; a_k = \frac{b_k}{b_k - 1} \quad \text{Eq. 3.21}$$

Avec k , (n_k, m_k, b_k) sont respectivement l'ordre approximatif et les coefficients de l'interpolation. La Figure 3-21 explicite cette interpolation pour une plage d'induction allant jusqu'au 2 T. A partir d'une certaine perméabilité, la reconstruction des points s'avère difficile, cependant cette valeur est suffisamment élevée pour s'y mettre dans le cas linéaire.

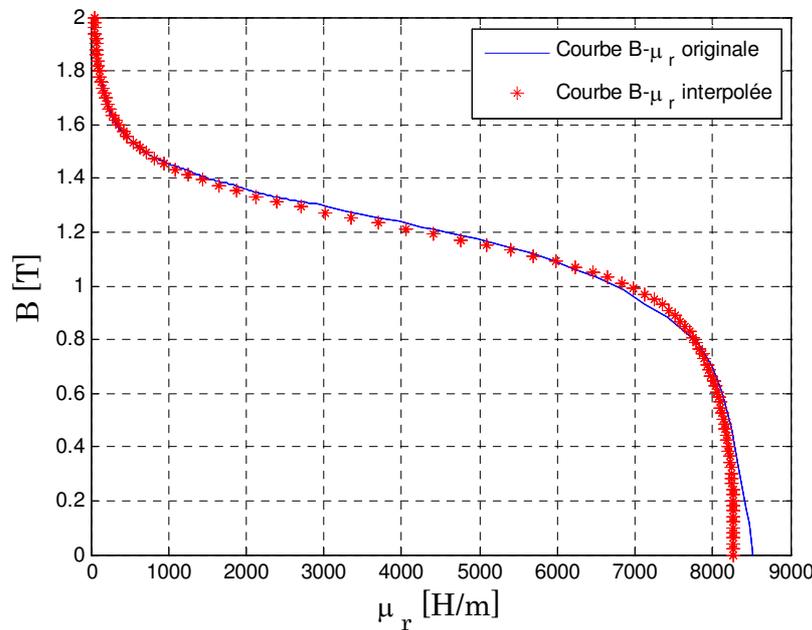


Figure 3-16 : Interpolation de la courbe $B(\mu_r)$.

La convergence du système est assurée par des critères divers issus de la littérature que nous tentons de les comparer en se basant sur le facteur du temps.

- Le critère de convergence⁽¹⁾ [91] s'exprime sous la forme :

$$\mu^{n+1} = \alpha(\mu_p^{n+1} - \mu^n) + \mu^n \quad \text{Eq. 3.22}$$

Où α est égal à 0.5 ; une valeur qui a été optimisée par rapport au temps de convergence.

- Le critère de convergence⁽²⁾ est donné par [95] :

$$\mu^{n+1} = \mu^n + p^{n+1}(\mu_p^{n+1} - \mu^n) \quad \text{Eq. 3.23}$$

Où $p^{n+1} = \min(1, 0.01 + \frac{C_d}{C_d + |\mu_p^{n+1} - \mu^n|/\mu^n})$, p correspond au facteur de relaxation et C_d la constante de relaxation qui est égale à 0.7. Nous illustrons dans le

Tableau 3-3 les résultats d'une simulation issue d'une part d'un calcul analytique et d'autre part d'un calcul EF. Le temps de calcul est défini comme le seul critère de comparaison. Ce critère s'apparente à une méthode du point fixe qui n'est pas forcément la plus optimale. Nous constatons que le temps de calcul est minimal lorsque nous utilisons une équation analytique décrivant le comportement de la table BH, de plus, le critère de convergence⁽¹⁾ nous permet d'avoir le gain de temps le plus important (50%) par rapport au calcul EF.

Calcul Analytique avec RdP	En utilisant une équation analytique de la table BH	Critère de convergence ⁽¹⁾	1,6 s
		Critère de convergence ⁽²⁾	2,3 s
	En utilisant une interpolation en temps réel		1,8 s
Calcul en E.F	3,2 s		

Tableau 3-3 : Comparaison entre la convergence analytique et EF

3.3.3 Validation par EF

L'étude de cette partie porte sur la machine à bobinage à épingles à aimants en V, la discrétisation de cette structure par maillage est présentée sur la Figure 3-17. Le bobinage est modélisé par des blocs dont les limites sont imposées par les tangentes aux trous, l'entrefer est beaucoup plus maillé car c'est le milieu d'échange de l'énergie entre le stator et le rotor, l'affinement du maillage est extrêmement important auquel il faut attribuer des critères de choix pour résoudre l'équation. Parmi ces critères, nous retrouvons la rapidité et la précision. Il faut aussi mentionner que la méthode pour modéliser l'entrefer reste conditionnée par la méthode de calcul du couple. Dans la littérature, il existe deux méthodes ; le tenseur de Maxwell et le Flux-FMM.

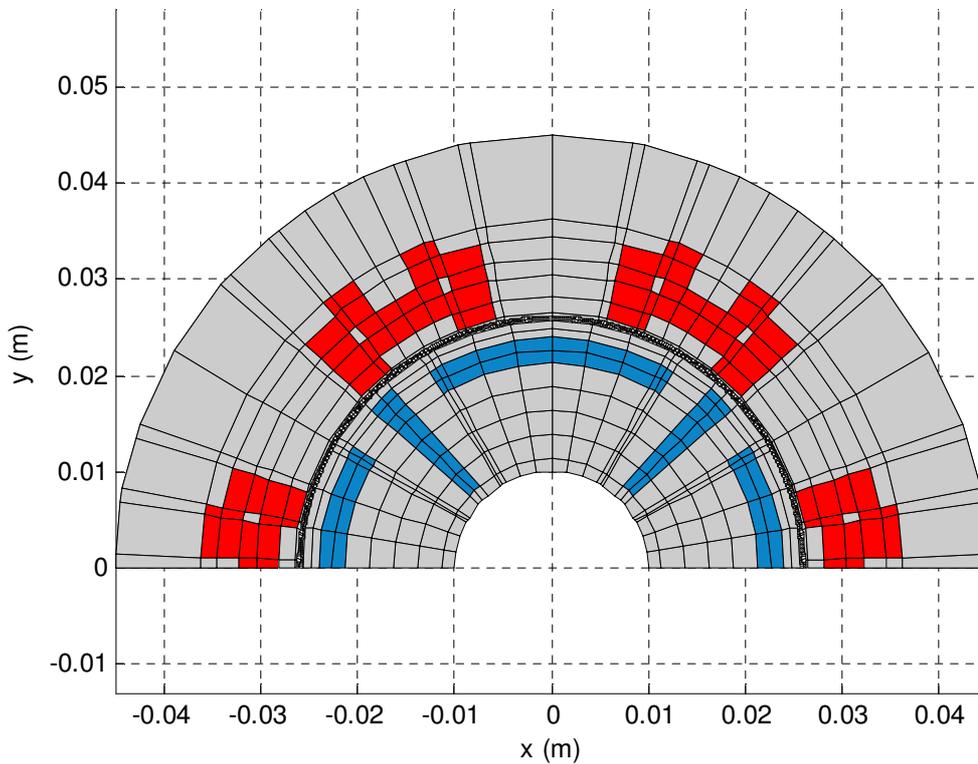


Figure 3-17 : Régénération de la machine test.

La méthode Flux-FMM est déterminée à partir d'un modèle unidirectionnel où seulement une réluctance par élément est représentée. Elle est basée sur le bilan énergétique du système étudié où le couple est égal à la variation de l'énergie à flux constant ou à la variation de la co-énergie à FMM constante :

$$C = - \left. \frac{\partial W}{\partial \theta} \right|_{\varphi_{cst}} = \left. \frac{\partial W'}{\partial \theta} \right|_{FMMcst} \quad \text{Eq. 3.24}$$

Avec W et W' représentent respectivement l'énergie et la co-énergie du système étudié. La Figure 3-18 montre un exemple de ce cycle d'énergie où la surface $(A_0A_1B_1B_0)$ présente la variation de l'énergie entre deux positions rotoriques θ_i et θ_{i+1} . (A_0B_0) présente le flux à vide, (A_0A_1) , (B_0B_1) , présente respectivement la courbe flux-FMM pour la position θ_i et θ_{i+1} . L'interpolation de cette courbe entre les deux positions est donnée par (A_1B_1) .

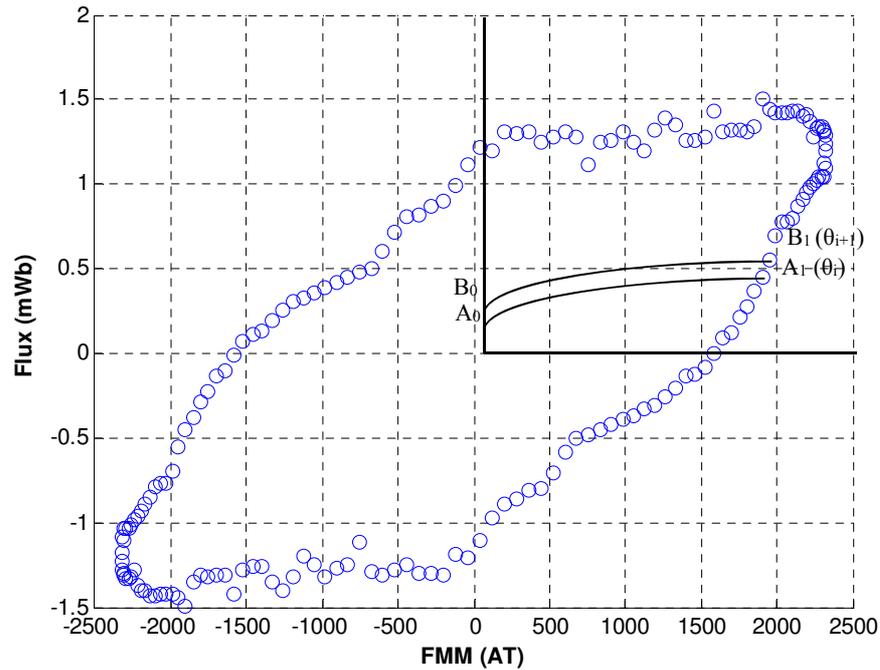


Figure 3-18 : Cycle d'énergie Flux-FMM.

D'après une étude réalisée par Nedjar [97] on peut constater que la méthode de Flux-FMM présente des écarts type plus élevés comparée à la méthode de tenseur de Maxwell (TdM). Donc, nous procédons au calcul de couple de détente et couple de charge par la méthode de TdM qui est basée sur la résolution d'équation de Laplace :

$$\vec{F} = \text{rot}(\vec{H}) \wedge \vec{B} \quad \text{Eq. 3.25}$$

Cette force peut être décrite par le tenseur de Maxwell comme suit :

$$\vec{F} = \text{div}(\vec{T}) \quad \text{Eq. 3.26}$$

Sur un volume donné, l'intégrale de la divergence du tenseur de Maxwell donne la force totale exercée sur ce dernier ; D'après la formule d'Ostrogradsky qui permet de ramener cette intégrale volumique à une intégrale surfacique, la force devient :

$$\vec{F} = \oint\oint (\vec{T}\vec{n}) ds \quad \text{Eq. 3.27}$$

Où \vec{n} est le vecteur normal à la surface. La composante tangentielle de la force définit le couple dans les machines cylindriques.

$$F_t = \oint\oint B_n H_t ds \quad \text{Eq. 3.28}$$

Où B_n est la composante normale de l'induction et H_t est la composante tangentielle du champ magnétique. Le couple est ainsi exprimé par :

$$C = R \oint\oint B_n H_t ds \quad \text{Eq. 3.29}$$

Où R est la distance qui sépare l'axe de rotation de la machine et la surface d'intégration. En appliquant cette formule à notre machine dans le système des coordonnées polaires, nous obtenons :

$$C = \frac{R^2 L_a}{\mu_0} \oint B_r B_\theta d\theta \quad \text{Eq. 3.30}$$

L'évolution du flux à vide donné par la Figure 3-19 montre une tendance similaire entre les modélisations analytiques et numériques. La seule source du flux est celle des aimants permanents où une discrétisation plus fine a été définie au niveau des extrémités des aimants afin de modéliser les réluctances de fuites.

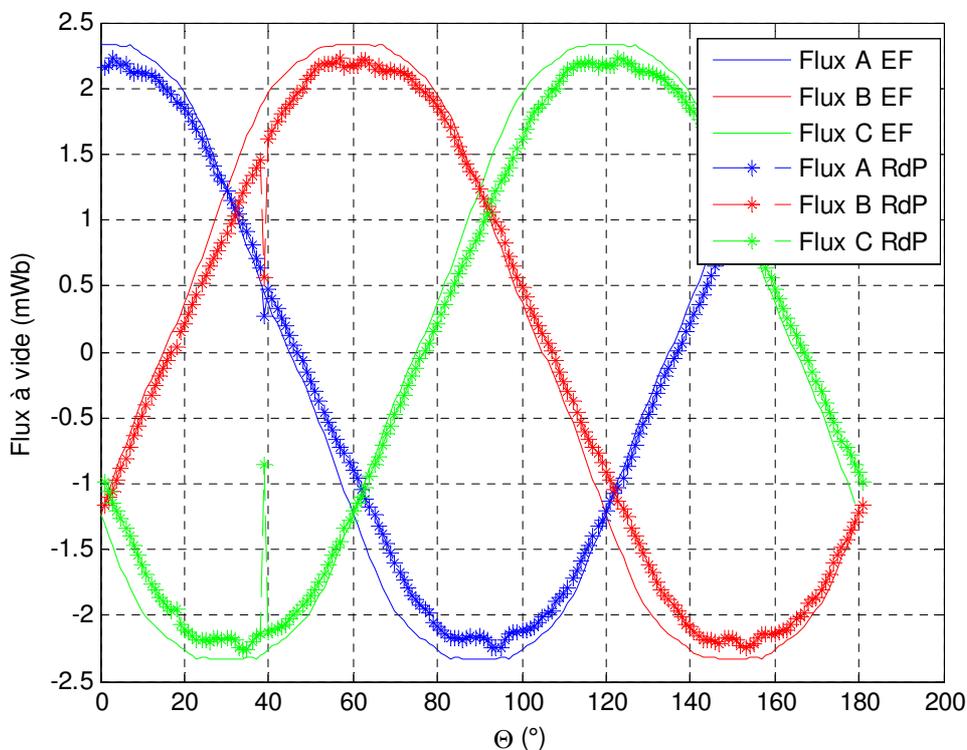


Figure 3-19 : Comparaison entre le flux à vide des trois phases calculé par RdP et par EF.

Comme vu précédemment, afin d'appliquer le tenseur de Maxwell pour le calcul du couple, une étape de validation des niveaux d'induction dans l'entrefer est nécessaire. Nous commençons par présenter la disposition des éléments dans l'entrefer (Figure 3-21). Dans la mesure d'améliorer la précision nous proposons de définir deux éléments par degré i.e. par position rotorique. Ainsi, la Figure 3-21 montre les évolutions respectives des inductions dans le repère cartésien dans les deux cas : analytique et éléments finis. Un écart type entre les deux modèles ne dépasse pas 30% pour une plage qui s'étale du 30^{ème} au 50^{ème} élément (nous retrouvons par symétrie le même phénomène entre le 310^{ème} et le 330^{ème} élément). Cet écart reste néanmoins consacré à un faible pourcentage d'éléments par rapport au nombre total. De ce fait, les deux modèles fournissent sensiblement les mêmes résultats. La comparaison du couple instantané (Figure 3-22) présente une cohérence entre les deux formes d'onde qui n'est pas parfaite à cause de la sensibilité du schéma réductant vis-à-vis des zones fortement saturables et l'originalité de la machine.

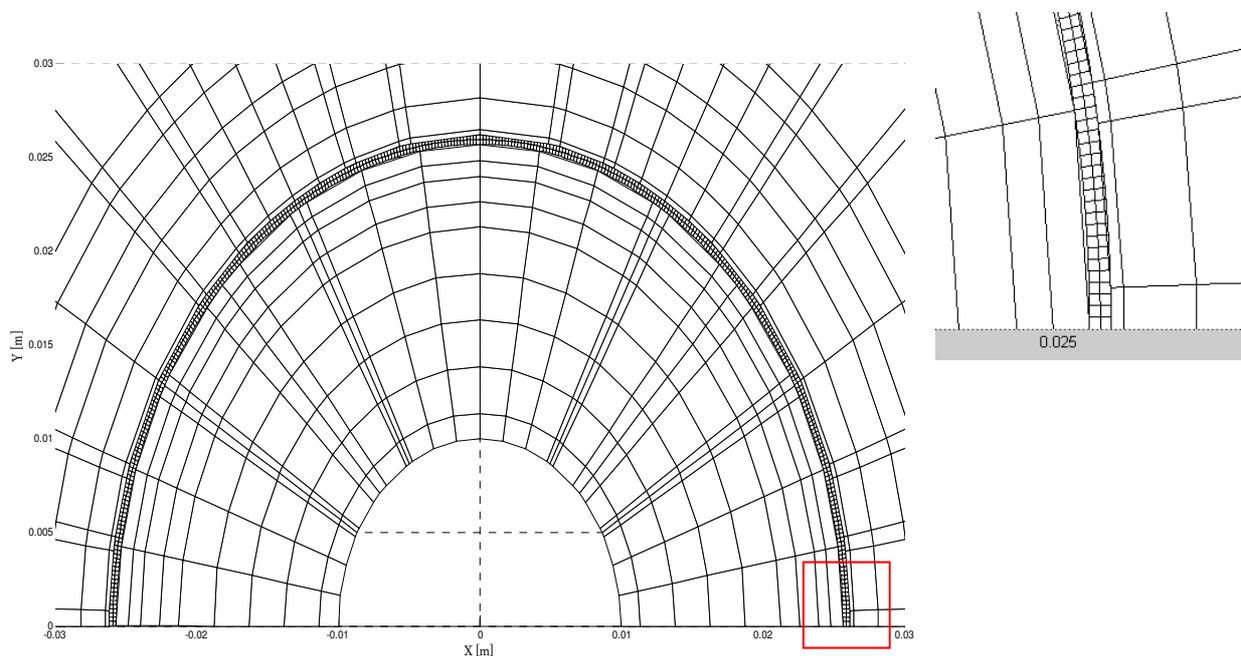


Figure 3-20 : Représentation de la disposition des éléments dans l'entrefer.

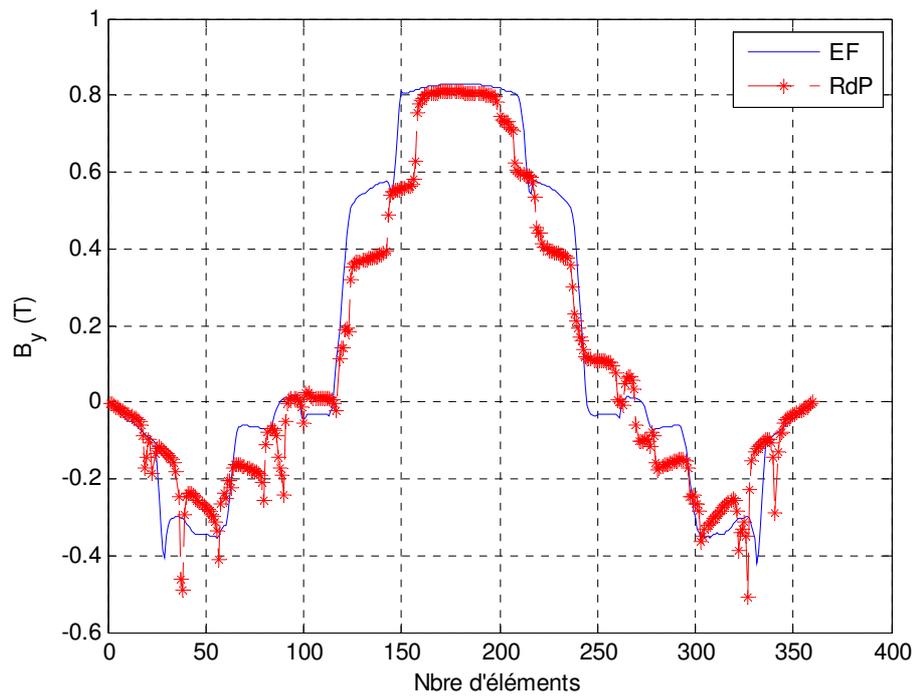
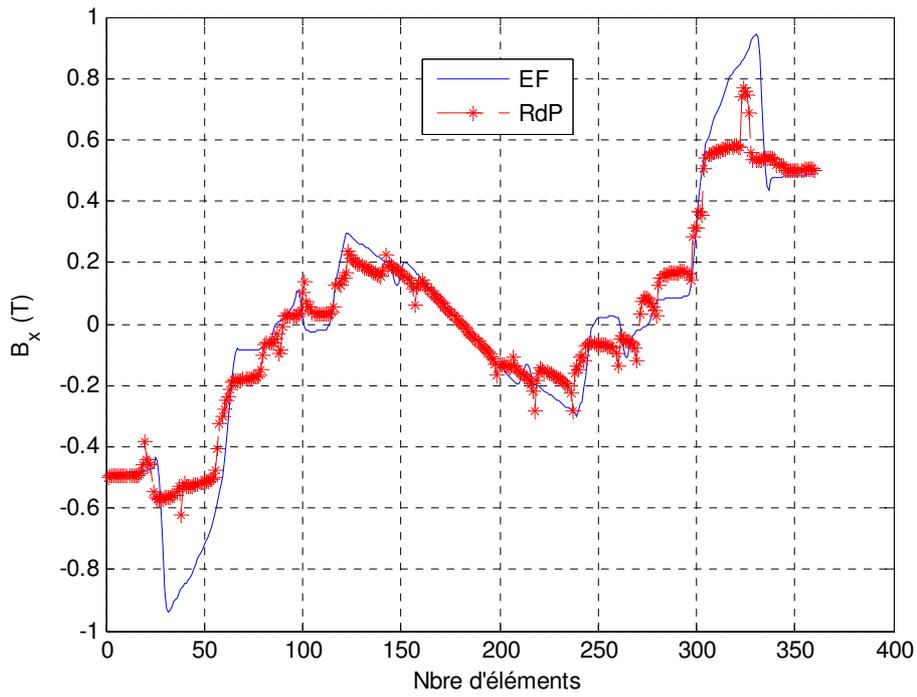


Figure 3-21 : Evolution de l'induction d'axe x en fonction du nombre d'éléments dans l'entrefer pour une position nulle.

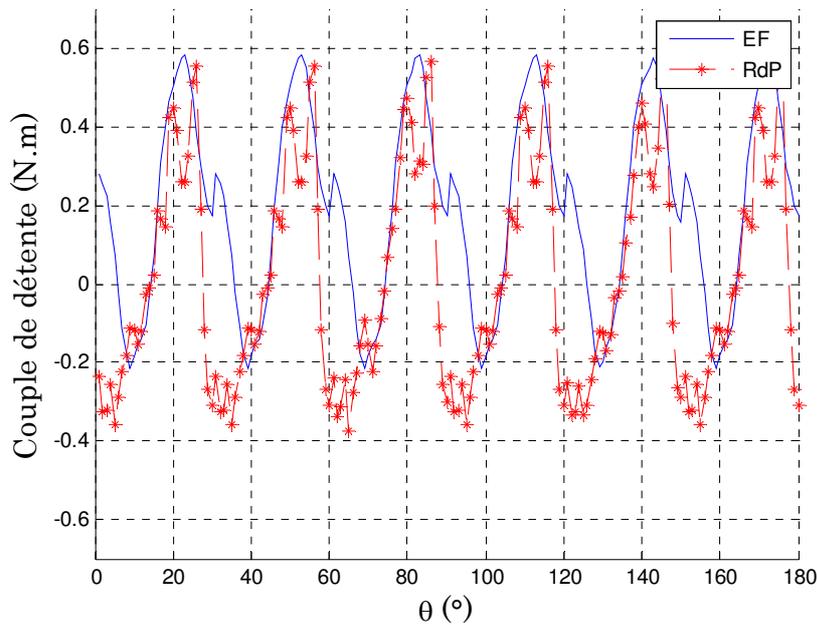


Figure 3-22 : Evolution du couple de détente en fonction de la position rotorique.

3.3.4 Conclusion sur le modèle magnétostatique

La modélisation magnétostatique proposée étend des travaux qui étaient largement élaborés sur ce sujet, notamment au cas des machines synchrones à aimants. En revanche, cette étude a été dédiée pour une machine non conventionnelle. La difficulté rencontrée consiste à assurer la convergence rapide et efficace dans des zones fortement saturables. Une attention particulière a été portée sur la méthode de résolution dans toutes ses étapes en commençant par le bon choix du point de départ du système matriciel.

Le temps d'exécution du modèle magnétostatique, de l'ordre de la minute (qui dépend du nombre de positions et du pas de discrétisation), constitue un atout important par rapport à une approche EF. Il est maintenant envisageable d'inclure ce modèle dans la boucle d'optimisation et qui vient juste après le modèle mécanique dont ses sorties (paramètres géométrique respectant la contrainte maximale d'élasticité) présentent les entrées de nouveau modèle (synoptique ci-dessous) afin de calculer les paramètres électromagnétiques indispensables pour le reste de la plateforme multi-physique.

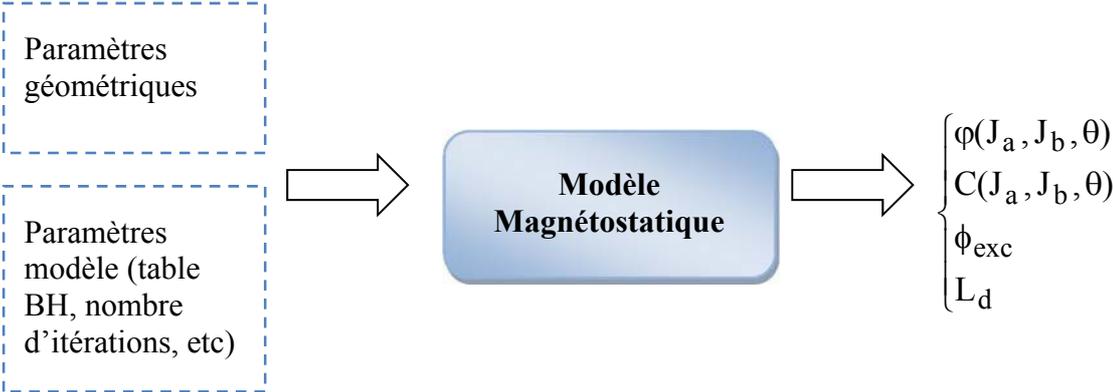


Figure 3-23 : Synoptique du modèle magnétostatique

3.4 Courant du court-circuit

3.4.1 Introduction

Le dimensionnement électromagnétique de la machine nécessite plusieurs conditions afin de bien modéliser le stator et le rotor en évitant la démagnétisation des aimants et en adoptant la tension imposée par l'onduleur de tension. Ceci est caractérisé par un cahier des charges dont les spécifications sont imposées. Parmi ces spécifications, nous trouvons celle liée au courant de court-circuit : ce dernier doit être inférieur au courant nominal.

En effet, la machine en mode générateur doit assurer, non seulement, son courant nominal mais aussi la tension de sortie souhaitée. Elle doit être donc dimensionnée pour fournir un courant de court-circuit efficace $I_{cc,eff}$ inférieur à un courant limite $I_{cc-lim,eff}$ correspondant à l'échauffement maximal admissible en régime permanent.

Nous proposons dans cette partie, des méthodes d'évaluations de ce courant pour des machines à pôles saillants. La première méthode s'appuie sur le modèle de Park 1^{er} harmonique en modélisant uniquement les pertes Joules par une résistance. Comme la résistance modélisant les pertes fer est supposée grande par rapport à celle modélisant les pertes Joules, elle peut être considérée comme négligeable. De plus, en court-circuit ces deux résistances sont mises en parallèle ce qui justifie l'effet minime des pertes fer.

3.4.2 Modèle de Park avec prise en compte des pertes Joules

Nous présentons dans la Figure 3-24 le schéma équivalent de la machine dans les deux axes d et q. La résistance modélisant les pertes Joules est notée R_s , les inductances sont représentées par L_d et L_q et le flux d'excitation est noté Φ_{exc} . Les courants et les tensions sont référencés respectivement par $\{i_d, i_q\}$ et $\{V_d, V_q\}$ dont la pulsation est notée ω .

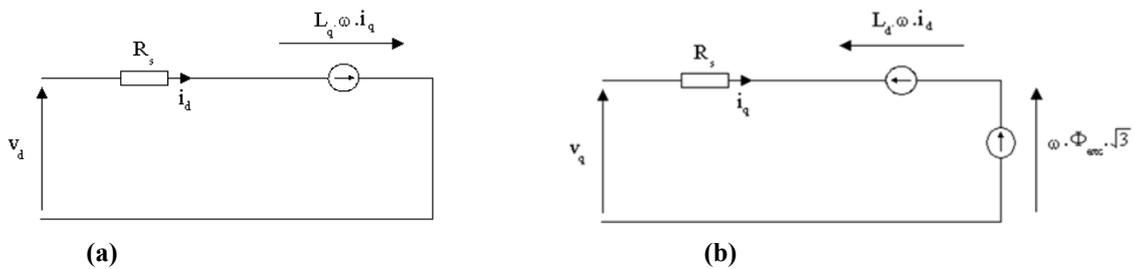


Figure 3-24 : Schéma équivalent (a)- dans l'axe d (b)- dans l'axe q.

A partir de ce schéma, nous déduisons le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} v_d = R_s i_d - L_q \omega i_q \\ v_q = R_s i_q + L_d \omega i_d + \omega \Phi_{exc} \sqrt{3} \end{cases} \quad \text{Eq. 3.31}$$

Dans la configuration du court-circuit, les tensions sont nulles. Les courants peuvent ainsi être décrits par :

$$\begin{cases} i_d = -\frac{L_q \omega^2 \Phi_{exc} \sqrt{3}}{R_s^2 + L_d L_q \omega^2} \\ i_q = -\frac{R_s \omega \Phi_{exc} \sqrt{3}}{R_s^2 + L_d L_q \omega^2} \end{cases} \quad \text{Eq. 3.32}$$

Donc, le courant de court-circuit peut être défini par :

$$I_{scc} = \frac{\omega \Phi_{exc}}{\sqrt{R_s^2 + (L_d \omega)^2}} \quad \text{Eq. 3.33}$$

Afin d'étudier la sensibilité du courant de court-circuit en fonction de la vitesse de rotation, nous nous intéressons au cas de la machine Test dont les paramètres sont reportés dans le Tableau 3-4 à l'issue d'un calcul EF.

Paramètre [unité]	Valeur
Flux d'excitation Φ_{exc} [mWb]	13.2
Résistance statorique R_s [m Ω]	2.2
Inductance dans l'axe d L_d [μ H]	56.4
Inductance dans l'axe q L_q [μ H]	70
Courant nominal I_n [A]	500

Tableau 3-4 : Paramètres électromagnétiques de la machine test.

La Figure 3-25 décrit l'évolution du courant du court-circuit en fonction de la vitesse de rotation (trait continu bleu). Nous remarquons une valeur limite du courant atteinte à partir d'une faible vitesse (3000 tr/min) indiquée par le trait mixte vert. Cette limite pourrait être déduite simplement à partir de (Eq. 3.33) donnant cette expression :

$$I_{scc\lim} = \frac{\Phi_{exc}}{L_d} \quad \text{Eq. 3.34}$$

Nous pouvons remarquer à partir de l'équation Eq. 3.34 que le courant de court-circuit est essentiellement un courant d'axe d. Afin de consolider cette hypothèse, nous avons tracé l'évolution des courants d'axe d et d'axe q en fonction de la vitesse de rotation. Nous constatons que le courant d'axe q tend rapidement vers 0 et que le courant d'axe d est le courant dominant (Figure 3-26). C'est un courant qui ne produit pas de couple qui correspond donc à un courant de court-circuit.

Ainsi, pour des vitesses élevées, la pulsation s'exprime :

$$\omega \gg \max \left(\frac{R_s}{L_q}, \frac{R_s}{\sqrt{L_d L_q}} \right) \quad \text{Eq. 3.35}$$

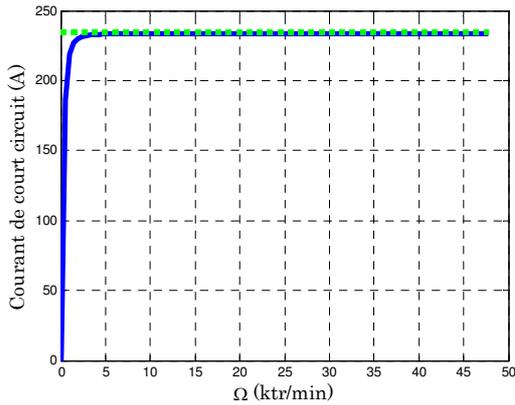


Figure 3-25 : Evolution du courant de court-circuit en fonction de la vitesse.

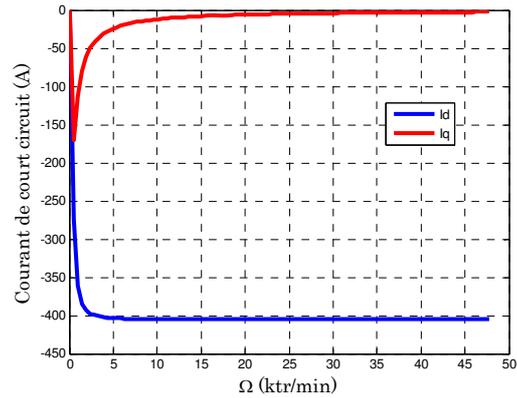


Figure 3-26 : Evolution du courant de court-circuit dans les axes d et q en fonction de la vitesse.

Néanmoins, le modèle de Park suppose certaines hypothèses : que les forces magnétomotrices dans l'entrefer soient réparties sinusoïdalement et que les phénomènes secondaires soient négligés (saturation magnétique, effet de température, effet de peau, etc.) Dans le cas de notre machine où le bobinage statorique est à épingles, le matériau doit être suffisamment saturé pour conduire le flux.

3.4.3 Modèle non linéaire avec la méthode de Newton Raphson

Une des difficultés rencontrée est de déterminer la valeur du courant de court-circuit en régime non linéaire car, le flux dépendra forcément de la position du rotor par rapport au stator. L'idée donc est de reprendre le système triphasé dans le repère triphasé {A,B,C} tout en s'appuyant sur le calcul EF pour déterminer une première estimation du flux. Le courant s'exprime en fonction de la position par :

$$\begin{cases} i_a &= -\frac{1}{R_s} n_s \omega \frac{d\phi_a}{d\theta} \\ i_b &= -\frac{1}{R_s} n_s \omega \frac{d\phi_b}{d\theta} \\ i_c &= -(i_a + i_b) \end{cases} \quad \text{Eq. 3.36}$$

Où R_s est la résistance spécifique du bobinage statorique, n_s est le nombre de spires, ω est la pulsation des grandeurs électriques, θ est la position mécanique et ϕ_a, ϕ_b sont respectivement les flux dans la phase A et la phase B.

Pour une première approximation, les flux sont déduits à partir d'un essai à vide. Ces courants seront réinjectés pour calculer les nouveaux courants jusqu'à assurer le critère de convergence. La résolution de cette boucle a été réalisée en mettant en œuvre la méthode de Newton Raphson comme le montre l'organigramme (Figure 3-27).

Il serait donc intéressant d'appliquer cette méthode sur notre machine test afin de déterminer l'impact de cette dernière sur le calcul de ce courant qui annule le flux.

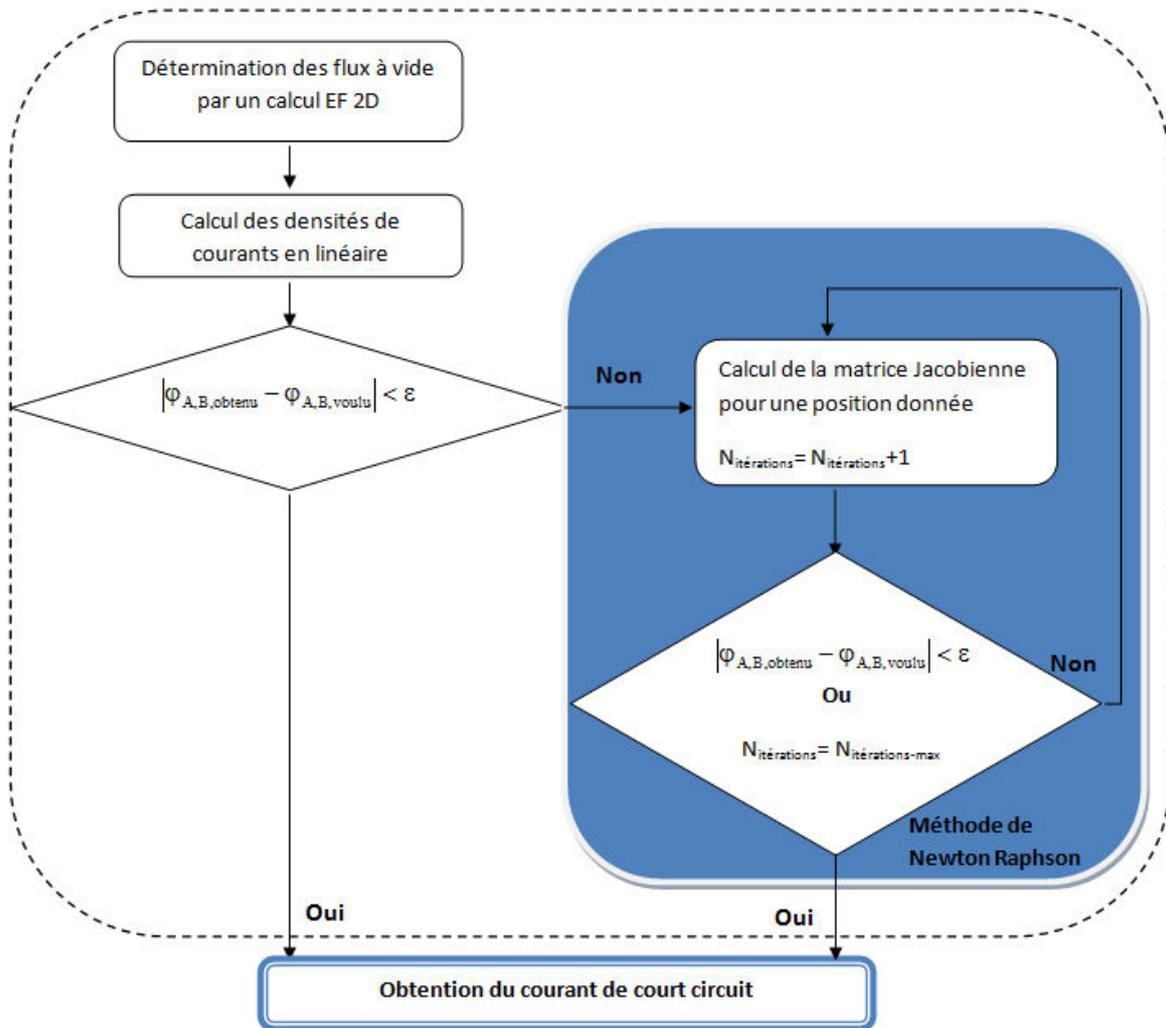


Figure 3-27 : Organigramme décrivant la méthode de détermination du courant de court-circuit.

Le flux à vide de cette machine dans les trois phases est représenté sur la Figure 3-28. Celui-ci permet de calculer la densité du courant en utilisant (Eq. 3.36) représentée sur la Figure 3-29. Cette densité constitue la phase d'initialisation pour le programme de calcul non linéaire basé sur le calcul de la matrice Jacobienne pour une position donnée (Eq. 3.37).

$$\begin{bmatrix} \frac{\partial \varphi_{\theta=1}}{\partial J_a} & \frac{\partial \varphi_{\theta=1}}{\partial J_b} & \frac{\partial \varphi_{\theta=1}}{\partial J_c} \\ \frac{\partial \varphi_{\theta=2}}{\partial J_a} & \frac{\partial \varphi_{\theta=2}}{\partial J_b} & \frac{\partial \varphi_{\theta=2}}{\partial J_c} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \frac{\partial \varphi_{\theta=n}}{\partial J_a} & \frac{\partial \varphi_{\theta=n}}{\partial J_b} & \frac{\partial \varphi_{\theta=n}}{\partial J_c} \end{bmatrix} \quad \text{Eq. 3.37}$$

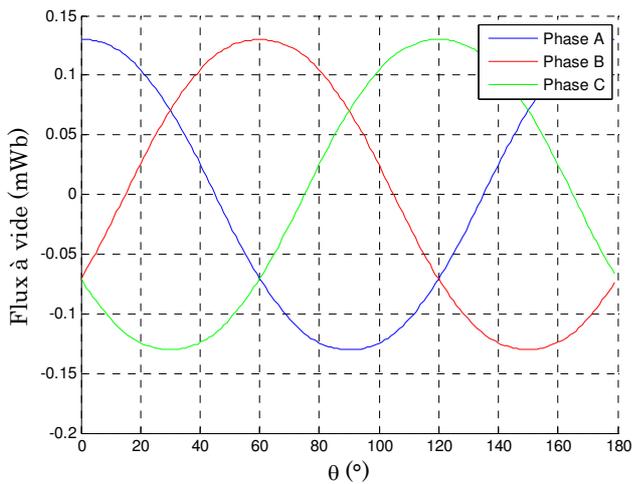


Figure 3-28 : Flux à vide en fonction de la position mécanique.

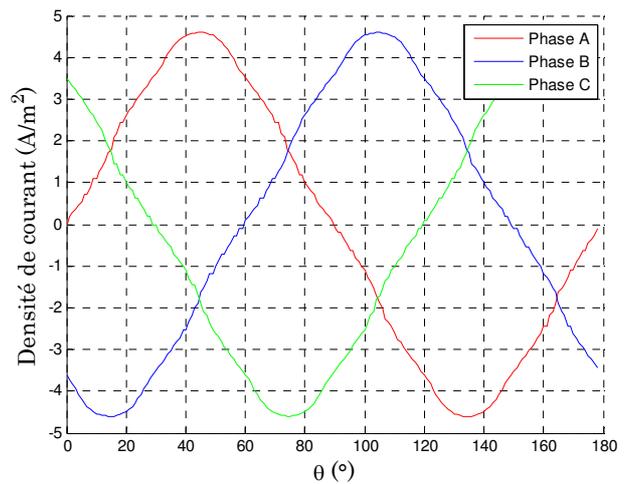


Figure 3-29 : Densité de courant en fonction de la position mécanique.

L'idée principale dans le calcul du courant de court-circuit consiste à déterminer l'erreur entre les flux calculés à l'itération n et les flux calculés à l'itération $n+1$ jusqu'à ce que cette dernière soit inférieure à une valeur que nous fixons très petite. La résolution de cette boucle s'effectue généralement entre 3 ou 4 itérations. Le résultat de ce calcul présentant trois court-circuits triangles monophasés est montré sur la Figure 3-30 où les courants sont représentés en fonction de la position rotorique. L'allure de ces courants n'est pas parfaitement sinusoïdale contenant des harmoniques mais le taux de distorsion harmonique est de 9% jugé faible pour se limiter à l'utilisation du modèle 1^{er} harmonique. De ce fait, nous optons pour le calcul du courant de court-circuit basé sur l'équation Eq. 3.24) et nous vérifions ainsi les deux amplitudes (Figure 3-30 et Figure 3-25) sont quasiment équivalentes.

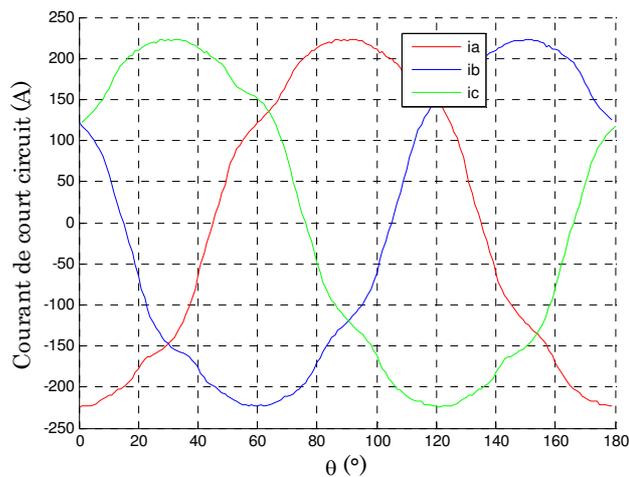


Figure 3-30 : Courant de court-circuit obtenu après itérations.

3.4.4 Conclusion sur le modèle du calcul de courant de court-circuit

Nous avons présenté dans cette partie les modalités de calcul du courant de court-circuit dans les deux configurations linéaire et non linéaire en prenant en compte les deux cas : courants sinusoïdaux et non sinusoïdaux. En se référant à notre machine test, nous avons constaté que le courant de court-circuit est quasi sinusoïdal. Donc, nous nous orientons vers le calcul qui tend vers le courant optimal de défluxage à vitesse élevée (cas linéaire).

En outre, nous avons remarqué que le calcul par EF est très cher en temps de calcul (6 heures pour simuler 180 positions). C'est pour cela, vu que le courant de court-circuit possédait des harmoniques, nous aurions recours au modèle magnétostatique développé auparavant afin de calculer le flux d'excitation dans les phases en fonction de la position et donc gagner du temps. Le synoptique de ce modèle est représenté ci-dessous :

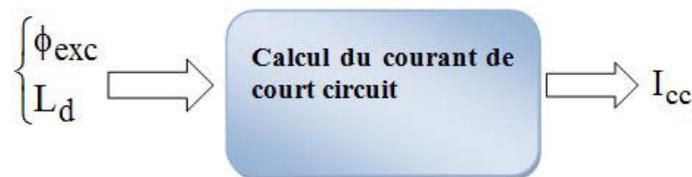


Figure 3-31 : Synoptique du modèle de calcul du courant de court-circuit

3.5 Limite de désaimantation

En court-circuit l'appel du fort courant risque de créer un flux qui s'oppose entièrement au flux généré par les aimants d'où la démagnétisation de ces derniers. Afin de vérifier ce résultat nous traçons l'évolution de la valeur moyenne spatiale en fonction de la position mécanique. Ceci a été calculé à partir de maximum du champ de tous les éléments des aimants (Figure 3-32). Nous relevons une valeur moyenne maximale de 447 kA/m qui reste inférieure à l'intensité du champ coercitif H_{EC} à 100°C (550 kA/m selon le datasheet de ces aimants DIN IEC 60404-8-1 retrouvé sur le site de MAGNETFABRIK SCHRAMBERG). D'où l'intérêt de tracer le pourcentage du nombre d'éléments démagnétisés par rapport au nombre total constituant les aimants (Figure 3-33). Nous remarquons un faible pourcentage quel que soit la position mécanique ce qui nous amène à conclure sur l'écrasante majorité de la non démagnétisation des aimants.

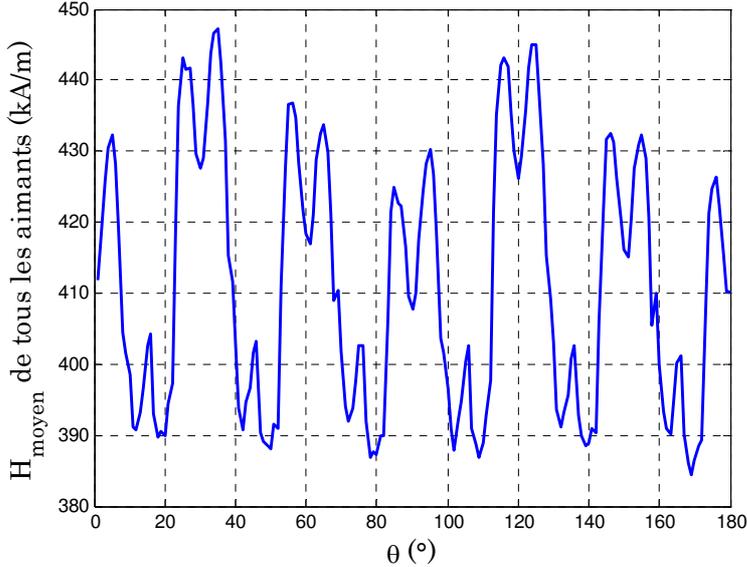


Figure 3-32 : Evolution du champ magnétique maximal dans les aimants en fonction de la position rotorique.

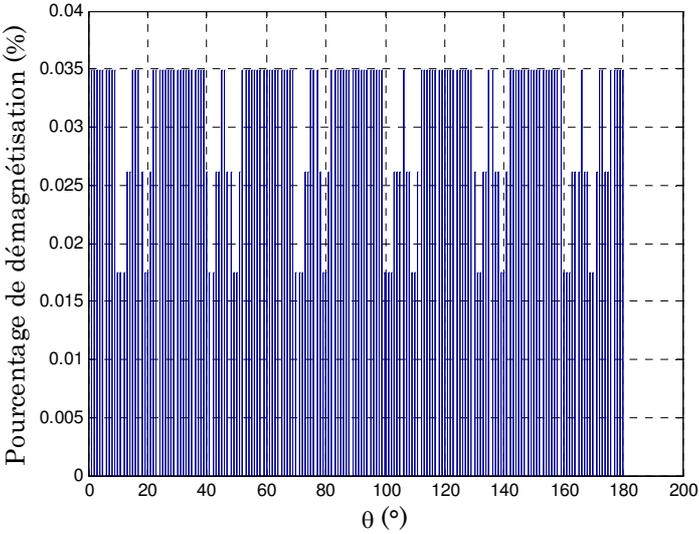


Figure 3-33 : Représentation du pourcentage d'éléments démagnétisés.

3.6 Type de la commande : en Courant ou en Tension

3.6.1 Positionnement du problème

Nous avons remarqué que pour le cas de nos configurations, la contrainte de tension n'est plus respectée à partir d'une certaine vitesse à cause de la richesse du contenu harmonique de la tension. Deux types de commande sont alors envisagés : Commande en courant et commande en tension mais dans quel cas utilisons-nous l'une ou l'autre ?

Nous rappelons que l'indice de modulation m s'exprime en fonction de la fréquence de découpage du composant de l'électronique de puissance f_d et de la fréquence du signal f par

$m = \frac{f_d}{f}$. Cela nous amène à définir les conditions suivantes :

- Si $m \geq 20$: nous utilisons en effet les techniques de modulation de largeurs des impulsions (MLI) comme les porteuses sont à hautes fréquences et les mosfets permettent de commuter à haute fréquence. Nous pilotons donc l'onduleur à l'aide de boucles d'asservissement en courant sinus jusqu'à une vitesse Ω_{c1} comme le montre la Figure 3-34 (zone (1)).
- Si $1 \leq m \leq 20$: dans ce cas de figure, nous optons pour la commande en tension créneau (pleine onde). En effet, quand la vitesse augmente la force électromotrice (F_{em}) de la machine augmente ce qui fait accentuer les tensions délivrées par l'onduleur. Cependant, à une certaine vitesse les amplitudes de ces tensions sont limitées par la tension du bus DC. Au-delà de cette vitesse, la machine fonctionne en mode défluxage et le contenu harmonique de la tension devient plus riche. Dans les zones de très hautes vitesses, le rapport de modulation devient trop faible pour considérer que les références sont sinusoïdales (zone (2)).

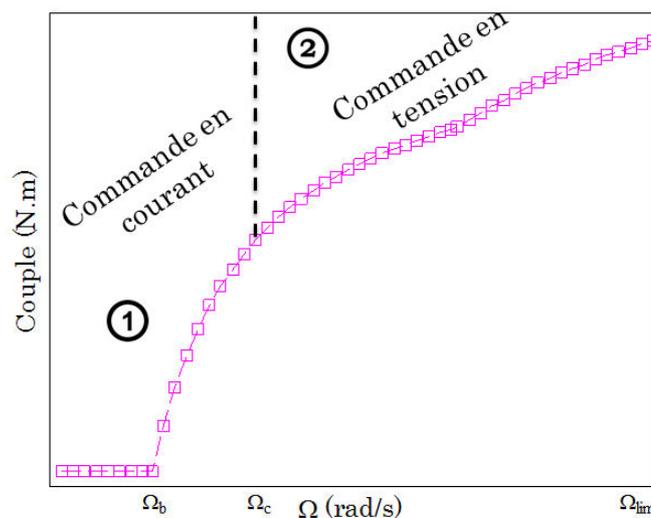


Figure 3-34 : Illustration du type de commande en fonction de la vitesse de rotation.

Dans la suite, nous faisons apparaître l'angle interne $\delta = (\vec{E}_0, \vec{V})$ entre la FEM et la tension et le déphasage $\psi = (\vec{I}, \vec{E}_0)$ entre le courant et la FEM.

3.6.2 Commande en courant sinus

Ce type d'alimentation est le mieux adapté car il permet un contrôle en couple. Nous fixons dans ce type de commande le triplet $\{J_1, J_2, \psi\}$ et nous cherchons à optimiser la géométrie en se basant sur des contraintes suivantes : $C \geq C_{imp}$ et $I \leq I_{max}$ où C_{imp} , I_{max} sont respectivement le couple et le courant maximaux imposés et ayant comme critère la minimisation des pertes totales. A partir d'une certaine vitesse, on respecte plus la contrainte en tension car cette dernière devient plus riche en harmoniques. Par conséquent, la MLI n'est plus assuré et nous nous retrouvons dans la zone 2 de la Figure 3-34. Dans ce cas, nous basculons sur la commande en tension.

3.6.3 Commande en créneau de tension

Quand la stratégie de l'alimentation en créneau de tension est choisie, deux variables déterminent complètement une telle commande: l'amplitude U_{max} et le déphasage entre la tension et la fem δ . Cette fois-ci nous cherchons à trouver le triplet $\{J_1, J_2, \delta\}$ optimal c'est-à-dire celui qui minimise les pertes Joules. La contrainte en courant devient notamment une contrainte en tension.

Pour définir $\{J_1, J_2, \delta\}$, l'idée consiste à imposer la tension en créneau et construire ainsi le flux triangulaire. Cette étape est illustrée par la Figure 3-35 où nous présentons l'allure du flux reconstruit en fonction de la position mécanique pour différentes valeurs de la vitesse. Nous cherchons maintenant à déterminer la variation du flux réel de notre machine afin de le comparer au flux reconstruit.

Pour ce faire, nous avons simulé la machine par les éléments finis afin d'obtenir l'allure de ce flux en fonction des différentes valeurs de densités de courant ($J_1 ; J_2$) montrée sur la Figure 3-36. Nous remarquons que le flux est indépendant de la variation de J_2 et que l'effet de défluxage est présent par l'intermédiaire de J_1 . Le couple instantané en fonction des densités est représenté sur la Figure 3-37. La Figure 3-38 retrace les limites du flux réel ainsi que le flux imposé. En effet, si le flux qu'on souhaite récupérer dépasse les limites du flux minimal (obtenu avec $J_1=40A/mm^2$ et $J_2=-40A/mm^2$) ou maximal (obtenu avec $J_1=40A/mm^2$ et $J_2=40A/mm^2$), sa reconstruction s'avère très difficile et la chance d'avoir des solutions s'atténue. D'où l'intérêt d'introduire le flux triangulaire maximal à imposer (en noir). Nous remarquons que la vitesse minimale permettant la récupération du flux est de l'ordre de 6 ktr/min (légèrement inférieure à la vitesse de base).

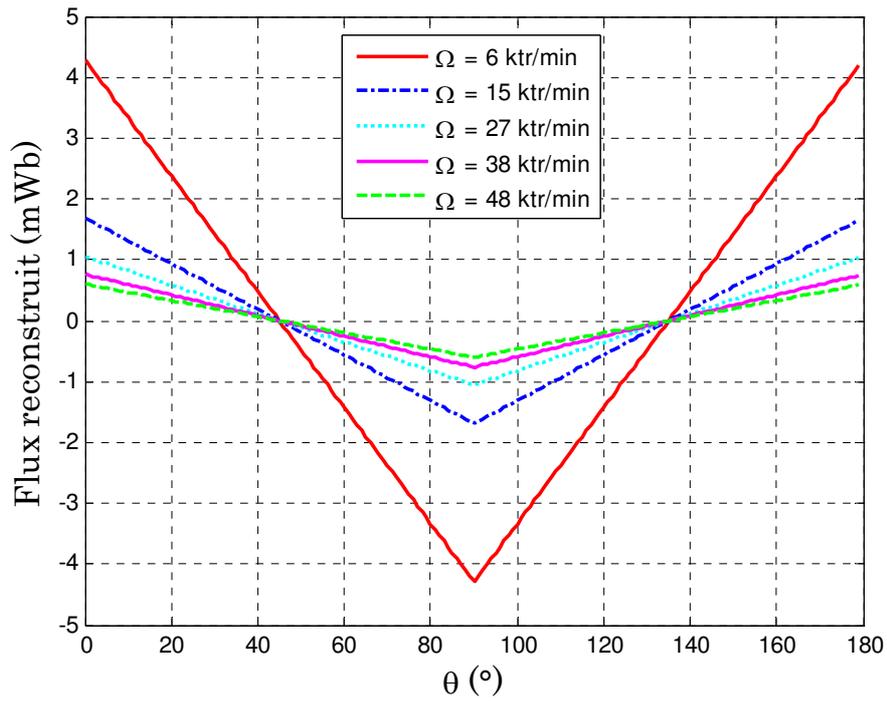


Figure 3-35 : Flux reconstruit à partir de la tension créneau imposée pour différentes vitesses.

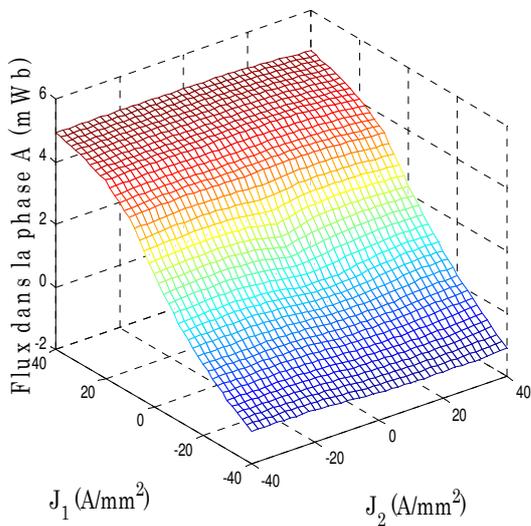


Figure 3-36 : Variation du flux en fonction des densités du courant.

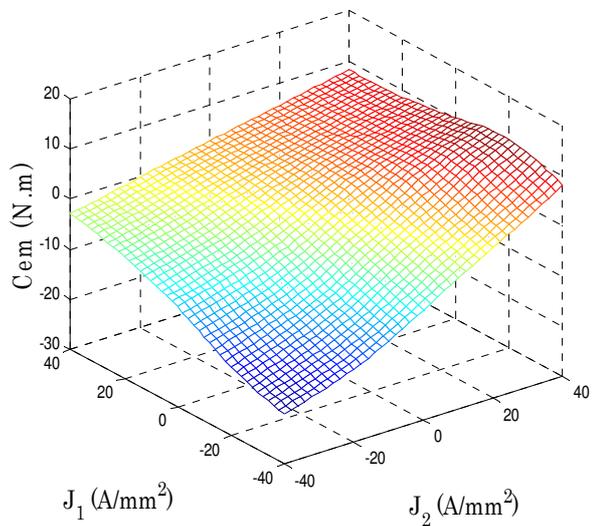


Figure 3-37 : Variation du couple instantané en fonction des densités du courant.

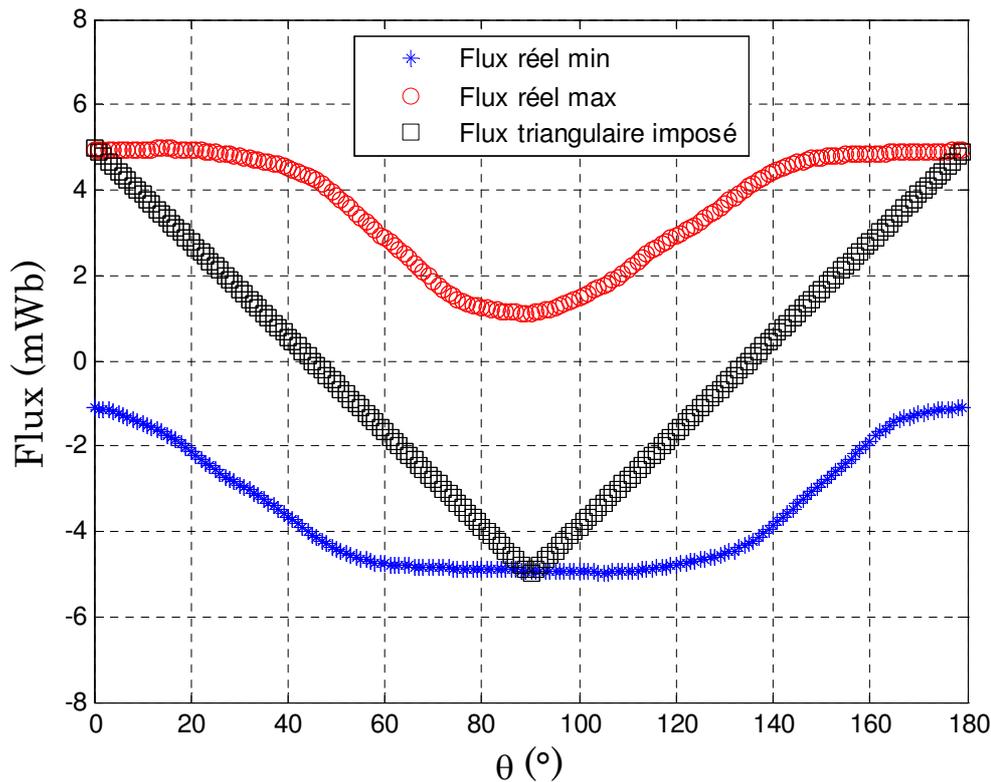


Figure 3-38 : Représentation des différents flux réels et imposé.

Pour chaque position, nous calculons la distance minimale qui sépare la courbe du flux imposé et toutes les courbes afin de trouver les vecteurs $J_1 = f(\theta)$; $J_2 = f(\theta)$ tel que :

$$n \frac{d\varphi}{d\theta} \Omega - u_{\text{imp}}(\theta) = 0 \quad \text{Eq. 3.38}$$

Avec n est le nombre de spires, Ω est la vitesse de rotation et u_{imp} est la tension souhaitée. Une première validation consiste à vérifier la concordance entre le flux reconstruit et le flux imposé pour toutes les positions à une vitesse donnée et à un δ donné (Figure 3-39). Nous constatons que notre méthode conduit à une bonne précision du flux reconstruit.

3.6.4 Conclusion sur la commande

Cette procédure a pour objectif de décrire le critère de choix entre les deux types de commande : commande en courant sinusoïdal ou en créneau de tension. Dans notre cas, nous nous intéressons à vérifier le cas extrême du cahier des charges, c.à.d. les points de fonctionnement en mode générateur tout en imposant la puissance maximale délivrée en continu. La Figure 3-40 montre les quatre points (A, B, C, D) auxquels nous rajoutons le point E traduisant le mode démarrage (2000 tr/min, 5W).

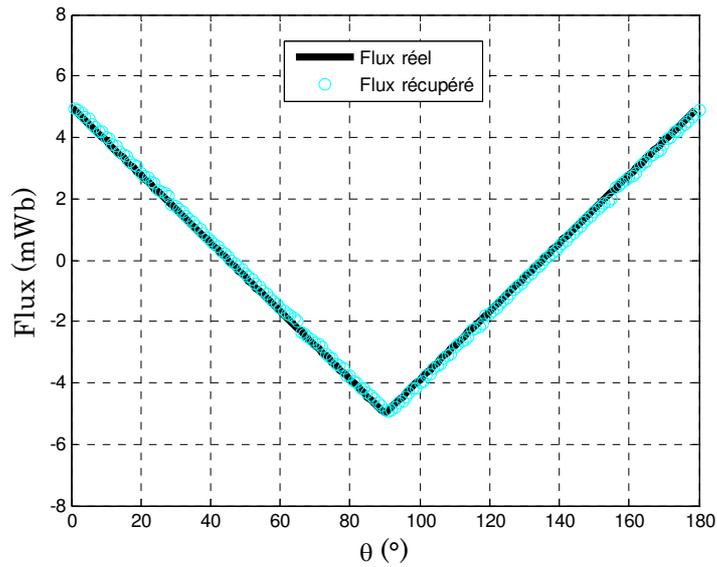


Figure 3-39 : Confrontation du flux reconstruit au flux imposé.

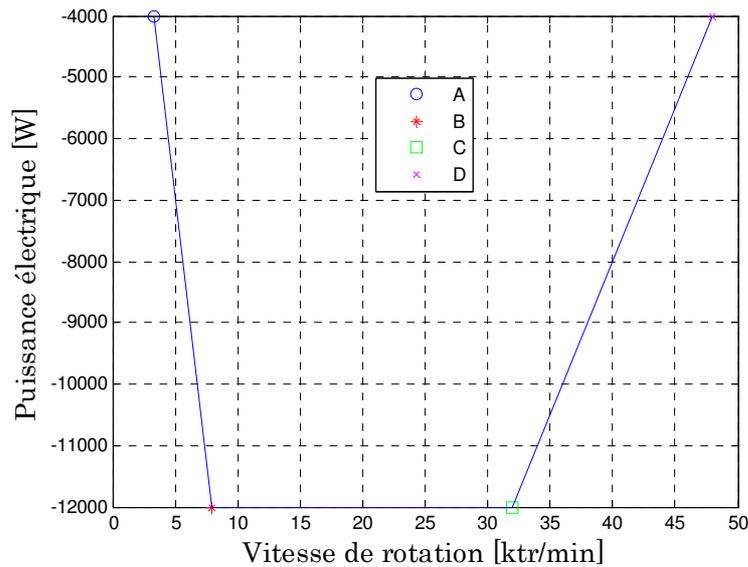


Figure 3-40 : Représentation des points du cdc destinés à l'étude et l'évaluation.

Ce choix dépend nécessairement de la forme d'onde de la tension de la machine en question. En effet, si le calcul du taux de la distorsion harmonique révèle une petite valeur, nous pouvons alors considérer des formes sinusoïdales des grandeurs électriques d'où la commande en courant. En revanche, la commande en pleine onde sera appliquée dans le cas contraire. A l'issue, les grandeurs optimales seront calculées (celles qui minimisent les pertes fer, Joules et aérodynamiques dans la machine), ensuite se rajoutent les pertes onduleur afin de prescrire la fonction « objectif » globale qui minimise les pertes du système machine-onduleur. D'où l'intérêt de la section suivante qui détaillera les pertes dans l'onduleur sous ses deux formes conduction et commutation.

3.7 Modélisation des pertes onduleur

3.7.1 Introduction

Dans le cadre de l'élaboration d'une plateforme d'optimisation système, l'alimentation de la machine doit être prise en considération dans la modélisation, surtout si cette dernière engendre des pertes liées aux contenus harmoniques des courants, aux tensions MLI, aux effets liés aux hautes fréquences et à la haute vitesse. Dans cette section, nous nous intéressons aux couplages entre l'électronique de puissance et la machine au niveau des pertes par conduction et par commutation dans l'onduleur.

3.7.2 Pertes par conduction

Les pertes par conduction sont des pertes liées à la chute de tension apparaissant lors du passage d'un courant. Seule la MLI intersective sinus-triangle, caractérisée par sa profondeur de modulation r et son indice de modulation m_f , est considérée dans cette étude. Afin d'exprimer les pertes dans un bras onduleur constitué des interrupteurs à haute fréquence type Mosfet et de leurs diodes antiparallèles, les hypothèses suivantes sont ainsi définies :

- La référence de tension est sinusoïdale : $v_{ref}(t) = r \sin(\omega t)$ et supposée constante pendant une période de découpage ;
- Le courant de sortie de l'onduleur est sinusoïdal déphasé d'un angle φ :

$$i(t) = I_{max} \sin(\omega t - \varphi) ;$$

3.7.2.1 Pertes dans un MOSFET

Sur une période de découpage, l'énergie perdue par conduction est exprimée par :

$$W_{cond} = \int V_{ce}(t) i(t) \tau_{mosfet} dt \quad \text{Eq. 3.39}$$

Avec :

- $V_{ce}(t)$ est la chute de tension aux bornes du Mosfet ; $V_{ce} = V_{ce0} + R_{ce} i(t)$
- τ_{mosfet} est la fonction de conduction du Mosfet ; $\tau_{mosfet}(t) = \frac{1}{2} (1 + r \sin(\omega t))$ en tenant compte de la forme géométrique simple de l'onde porteuse et de la référence de tension (Figure 3-41).

Les formulations présentées ont été largement détaillées dans [99]. A partir de l'énergie dissipée, les pertes peuvent être explicitées par :

$$P_{cond,mosfet} = \frac{1}{T} \int_0^T [V_{ce0} + R_{ce} i(t)] i(t) \frac{1}{2} [1 + r \sin(\omega t)] dt \quad \text{Eq. 3.40}$$

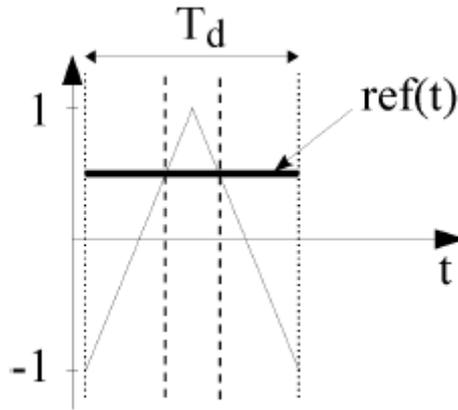


Figure 3-41 : Comparaison sinus-triangle sur une période de commutation [49].

Comme le mosfet ne conduit que durant l'alternance positive, l'expression des pertes par conduction devient :

$$P_{\text{cond,mosfet}} = \frac{I_{\text{max}}}{2} \left[\frac{V_{\text{ce0}}}{\pi} + \frac{I_{\text{max}} R_{\text{ce}}}{4} \right] + r I_{\text{max}} \cos(\varphi) \left[\frac{V_{\text{ce0}}}{8} + \frac{I_{\text{max}} R_{\text{ce}}}{3\pi} \right] \quad \text{Eq. 3.41}$$

3.7.2.2 Pertes dans une diode

Ces pertes sont semblables à celles du Mosfet à quelques modifications près. L'expression de la chute de tension devient : $V_D = V_{D0} + R_D i(t)$ et la fonction de conduction devient : $\tau_D(t) = \frac{1}{2}(1 - r \sin(t))$. C'est la fonction complémentaire de la fonction de conduction du Mosfet. Enfin, les pertes par conduction sont données par :

$$P_{\text{cond,diode}} = \frac{I_{\text{max}}}{2} \left[\frac{V_{D0}}{\pi} + \frac{I_{\text{max}} R_D}{4} \right] - r I_{\text{max}} \cos(\varphi) \left[\frac{V_{D0}}{8} + \frac{I_{\text{max}} R_D}{3\pi} \right] \quad \text{Eq. 3.42}$$

Limite de la profondeur de modulation

Nous avons pris comme exemple notre machine test afin d'étudier la variation de la profondeur de modulation en fonction de la vitesse de rotation. Le synoptique du système d'entraînement est représenté dans la Figure 3-42 où la machine est lié à un onduleur de tension délivrant un courant I_{msopt} . Nous allons ensuite introduire le profil de la puissance générée par cette machine en mode générateur ; la Figure 3-43 illustre 3000 points de ce cahier de charges et chaque point est caractérisé par un couple et une vitesse donnés.

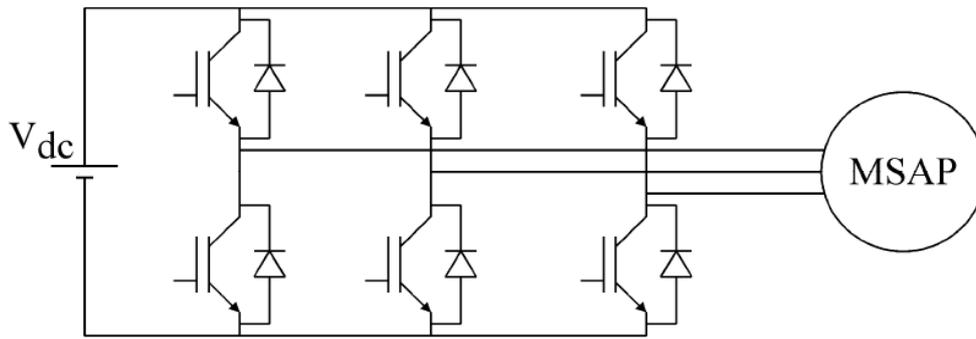


Figure 3-42 : Système d'entraînement de la machine : Un bus continu, un onduleur triphasé, la MSAP.

Un calcul EF a été tout d'abord élaboré pour déterminer les estimations des flux et des inductions dans la machine qui nous permettent de déterminer les densités de courant optimales c.-à-d. celles qui minimisent les pertes fer, joules et aérodynamiques. Une fois les densités de courants optimales sont obtenues, nous pouvons ainsi déduire les courants optimaux délivrant par la machine pour chaque point de fonctionnement.

La profondeur de modulation est exprimée par le rapport entre le courant optimal et le courant maximal.

$$r = \frac{I_{ms-opt}}{I_{ms-max}} \quad \text{Eq. 3.43}$$

L'allure de ce rapport est observée sur la Figure 3-44 qui montre une délimitation inférieure due à la violation des contraintes en courant au sein de la boucle interne d'optimisation expliquée précédemment. Plus la vitesse augmente, plus le courant optimal qui respecte toutes les contraintes se rapproche du courant maximal jusqu'à une certaine vitesse (35ktr/min) où le courant a tendance à diminuer car la contrainte en tension a été violée donc, nous pouvons constater qu'il n'y a pas de solutions.

3.7.3 Pertes par commutation

3.7.3.1 Pertes dans un MOSFET

Les pertes par commutation sont dues à la fermeture (état ON) et à l'ouverture (état OFF) de l'interrupteur. Selon le calibre courant et la tension à couper, les fournisseurs indiquent la quantité d'énergie perdue à chaque commutation. D'après les datasheets, l'énergie perdue au point de fonctionnement nominal est également donnée.

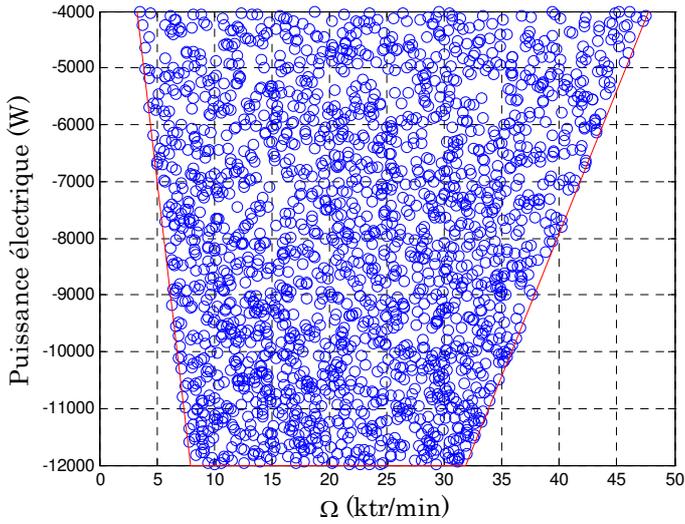


Figure 3-43: Profil de la machine en mode générateur fixé par le Cdc.

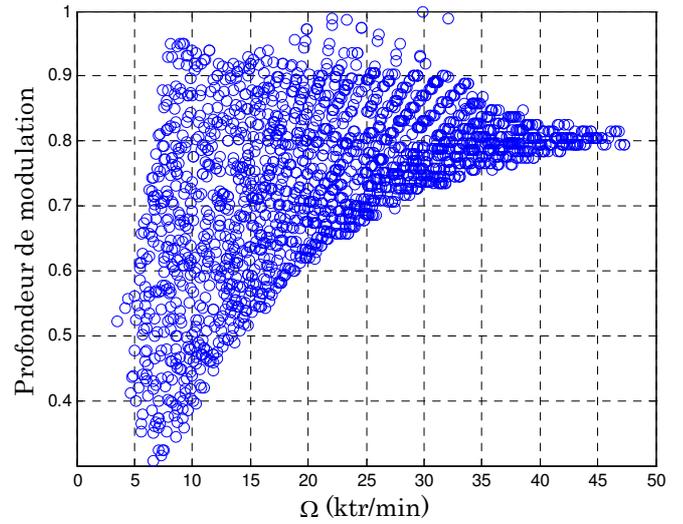


Figure 3-44: Profondeur de modulation en fonction de la vitesse de rotation.

On peut dans un premier temps écrire :

$$W_{com,ON} = E_{ON} \frac{i(t)}{I_{nom}} \frac{V_{dc}}{V_{nom}} \text{ et } W_{com,OFF} = E_{OFF} \frac{i(t)}{I_{nom}} \frac{V_{dc}}{V_{nom}} \quad \text{Eq. 3.44}$$

La puissance des pertes par commutation se calcule à partir de la valeur moyenne de l'énergie perdue sur une période de découpage :

$$P_{comm,Mosfet} = \frac{m_f}{f_d \pi} \frac{I_{max} V_{dc}}{I_{nom} V_{nom}} (E_{on} + E_{off}) \quad \text{Eq. 3.45}$$

- m_f est l'indice de modulation ; $m_f = \frac{f_d}{f}$; f_d est la fréquence de découpage et f est la fréquence du fondamental.
- $E_{on} = a_{on} + b_{on} I_c + c_{on} I_c^2$; I_c est le courant calibre, $\{a_{on}, b_{on}, c_{on}\}$ sont des coefficients à déterminer ultérieurement.
- $E_{off} = a_{off} + b_{off} I_c + c_{off} I_c^2$; $\{a_{off}, b_{off}, c_{off}\}$ sont des coefficients à déterminer ultérieurement.

Les pertes totales dans le mosfet sont données par :

$$P_{mosfet} = P_{cond,mosfet} + P_{comm,Mosfet} \quad \text{Eq. 3.46}$$

3.7.3.2 Pertes dans une diode

Dans le cas d'une diode, les pertes par commutation sont essentiellement des pertes dues au phénomène de recouvrement de charge. Par principe, la conduction d'un courant par une diode entraîne l'existence d'une charge stockée, essentiellement dans la zone faiblement dopée. La phase de blocage entraîne l'évacuation de ces charges stockées, ce qui se traduit par la présence d'un courant négatif pendant un court instant. Les pertes sont exprimées par :

$$P_{comm,diode} = \frac{m_f}{f_d \pi} \frac{I_{max} V_{dc}}{I_{nom} V_{nom}} E_{rec} \quad \text{Eq. 3.47}$$

Où E_{rec} est l'énergie perdue par recouvrement au point de fonctionnement nominal.

Les pertes totales dans la diode sont données par :

$$P_{diode} = P_{cond,diode} + P_{comm,diode} \quad \text{Eq. 3.48}$$

Les pertes par commutation sont proportionnelles à la fréquence de découpage qui doit être suffisamment élevée afin d'éviter l'encombrement des éléments passifs associés au convertisseur.

3.7.3.3 Pertes totales dans l'onduleur

Les pertes évoquées ci-dessous correspondent aux pertes d'un onduleur monophasé dans un seul bras de fonctionnement. La généralisation de ces pertes pour n'importe quel convertisseur peut être introduite en fonction du nombre des interrupteurs comme suit :

$$P_{onduleur} = N_{interrupteurs} (P_{Mofset} + P_{Diode}) \quad \text{Eq. 3.49}$$

3.7.4 Elaboration des modèles en fonction du courant calibre des interrupteurs

Nous avons sollicité notre partenaire d'électronique de puissance (IFPen) afin de pouvoir étudier les composants (diode et mosfet) et déterminer ainsi les pertes résultantes. Vu notre application, la plage du courant choisie varie entre 10 et 300A et le calibre tension est fixé à 100 V. A l'aide d'une méthode d'interpolation, nous avons déterminé les paramètres internes de chaque composant en fonction d'un calibre quelconque situant dans la plage. Ce qui nous a permis d'optimiser les pertes en fonction d'une entrée (courant dans ce cas).

3.7.4.1 Détermination des coefficients liés aux pertes par conduction

a. Résistance interne du mosfet R_{ce}

D'après les données récupérées illustrant la résistance en fonction du courant calibre, nous pouvons constater que plus le courant calibre est important, moins la résistance est grande. En effet, le calibre impose directement la surface silicium, la résistance à l'état passant étant inversement proportionnelle à cette surface. Pour bien décrire cette relation,

nous utilisons une fonction exponentielle dont les inconnus sont à déterminer à l'aide d'une interpolation. L'expression de cette fonction est décrite par:

$$R_{ce} = R_{ce0} e^{\left(-\frac{I_{cal}}{I_{cal-ref-ce}}\right)} \quad \text{Eq. 3.50}$$

b. Résistance interne de la diode R_D :

De la même manière que l'élaboration du modèle décrivant le Mosfet, nous exploitons les données liées à la diode pour décrire sa résistance en fonction du courant calibre. L'équation dans ce cas devient :

$$R_D = R_{diode0} e^{\left(-\frac{I_{cal}}{I_{cal-ref-diode}}\right)} \quad \text{Eq. 3.51}$$

Les résistances internes de deux composants, obtenues par les datasheets et leurs interpolations, sont représentées sur la Figure 3-45. Le modèle élaboré dans les deux cas est assez proche des données de datasheet et les pertes par conduction peuvent ainsi être évaluées (Tableau 3-5).

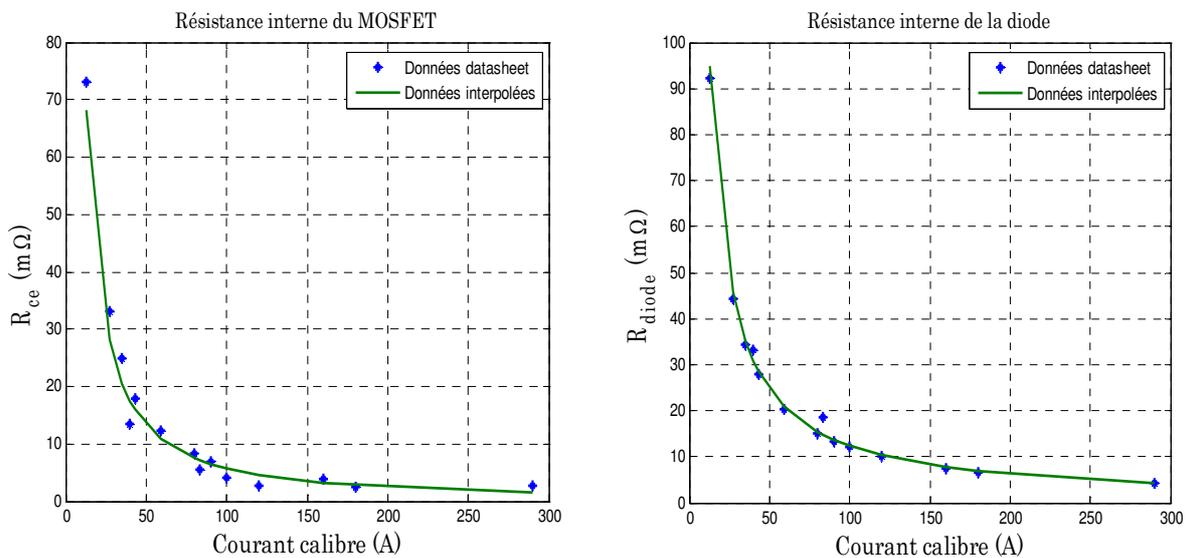


Figure 3-45: Résistance interne en fonction du courant calibre.

Coefficient	Valeur
R_{ce0}	1533 [Ω]
$I_{cal-ref-ce}$	0,82 [A]
R_{diode0}	1241 [Ω]
$I_{cal-ref-diode}$	1,00 [A]

Tableau 3-5 : Coefficients des résistances internes pour un onduleur.

3.7.4.2 Détermination des coefficients liés aux pertes par commutation

Comme nous avons vu, les pertes par commutation dans les mosfets se caractérisent essentiellement par des pertes à la fermeture (W_{on}) et des pertes à l'ouverture (W_{off}). D'après les données récupérées par les fiches techniques du constructeur (MITSUBICHI ELECTRIC) dans notre cas (Figure 3-46), nous pouvons déterminer les coefficients $\{a_{on}, b_{on}, c_{on}\}$ et $\{a_{off}, b_{off}, c_{off}\}$ en se basant sur des interpolations (Tableau 3-6). Les pertes peuvent ainsi être calculées pour tout calibre courant alimentant la machine à optimiser (Figure 3-47 et Figure 3-48).

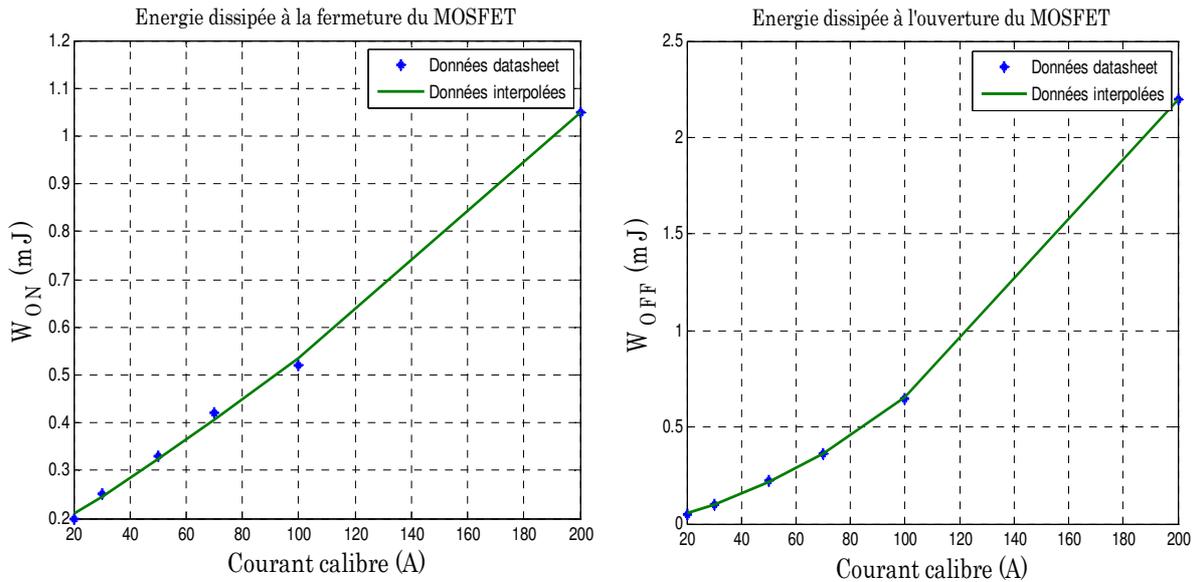


Figure 3-46: Energie dissipée en cas de passage et blocage du mosfet en fonction du courant calibre.

Coefficient	Valeur
a_{on}	$5,78 e^{-6}$
b_{on}	0,0034
c_{on}	0,14
a_{off}	$4,43 e^{-5}$
b_{off}	0,0022
c_{off}	-0,0061

Tableau 3-6 : Coefficients liés à la commutation du mosfet.

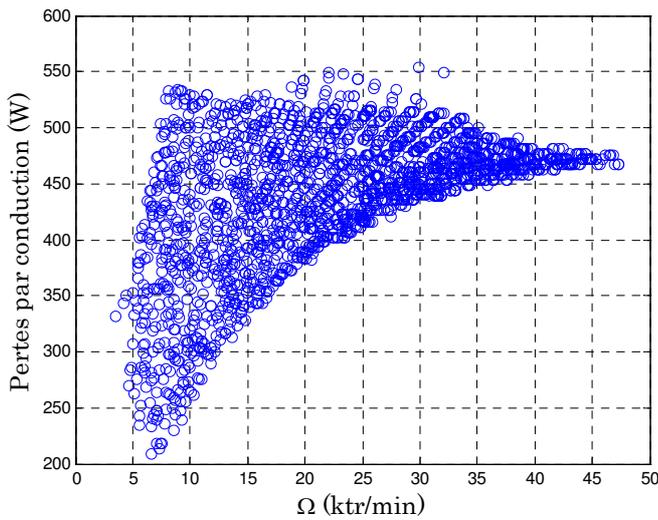


Figure 3-47 : Pertes par conduction dans l'onduleur pour 3000 points du Cdc.

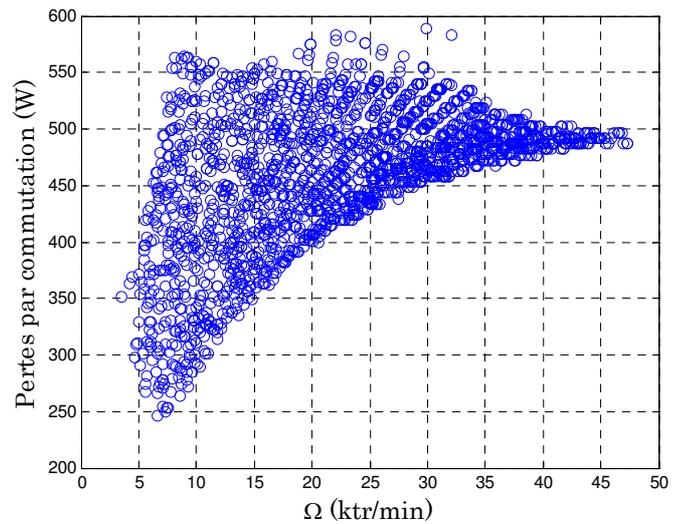


Figure 3-48 : Pertes par commutation dans l'onduleur pour 3000 points du Cdc.

3.8 Modélisation fine des pertes électromagnétiques

3.8.1 Pertes Joules avec pertes supplémentaires

Afin d'évaluer les pertes totales par effet Joule, une sommation des pertes générées par chaque harmonique de courant peut être réalisée [49]. Les harmoniques sont générés par l'alimentation en tension MLI et leur influence sur les pertes constitue un point de couplage important entre l'onduleur et la machine surtout lorsqu'il s'agit des applications à fréquence élevée où la décomposition en série de Fourier donne des fréquences de quelques kilohertz.

Les résultats de travaux de Field [77] ont débouché sur une expression qui met en évidence les phénomènes pelliculaires et les phénomènes liés au courant de circulation.

$$P_j = 3(K_{\text{peau}} + K_{\text{circ}})R_{\text{dc}}I^2 \quad \text{Eq. 3.52}$$

$$\text{Avec : } R_{\text{dc}} = \rho_{\text{cu}} \frac{l_{\text{cu}}}{S_{\text{cu}}} \quad ; \quad l_{\text{cu}} = 2(L_a + \frac{2\pi}{N_e} R_{\text{int s}})$$

3.8.1.1 Pertes supplémentaires dues à l'effet de peau

Les enroulements sont soumis au flux de fuite transversal créée par des courants de Foucault augmentant ainsi les pertes totales. Ces pertes interviennent dans l'échauffement de la partie active et sont bien étudiées dans [76]. Dans le cas général de deux encoches de même phase et comportant n conducteurs par encoche, le coefficient K_{peau} est donné par l'équation Eq. 3.53).

$$K_{\text{peau}} = x(\lambda) + \frac{4n^2 - 1}{3} y(\lambda)$$

$$x(\lambda) = \frac{\text{sh}(2\lambda) + \sin(2\lambda)}{\text{ch}(2\lambda) - \cos(2\lambda)} ; y(\lambda) = 2\lambda \frac{\text{sh}(\lambda) - \sin(\lambda)}{\text{ch}(\lambda) + \cos(\lambda)} ; \lambda = \frac{h}{\delta} \quad \text{Eq. 3.53}$$

Où h est la hauteur du conducteur et δ est l'épaisseur de peau avec $\delta = \sqrt{\frac{\rho_{\text{cu}}}{\mu_{\text{cu}} \pi f}}$; μ_{cu} est la perméabilité du cuivre et f la fréquence du courant.

3.8.1.2 Pertes supplémentaires dues aux courants de circulation

Les courants de circulation sont dus à l'agencement des parties élémentaires mises en parallèle. Dans ce cas, le coefficient K_{circ} s'exprime comme suit :

$$K_{\text{circ}} = x(\lambda') - 1 \quad \text{Eq. 3.54}$$

Où λ' est la hauteur réduite ; $\lambda' = n * h$.

3.8.2 Caractérisation des coefficients des pertes fer

Dans le cadre du projet e-Meca, parmi nos partenaires, il y'a une équipe qui travaille sur la caractérisation expérimentale des pertes dans les tôles réellement utilisées dans la conception du prototype e-Meca qui sont les tôles Fe-Si (0.2mm). Nous rappelons que dans la section 1.2.2.2, nous avons utilisé les paramètres de Fe-Si (0.35mm) non seulement par manque de cette expérimentation mais aussi afin d'avoir un premier jet de résultats.

Nous nous sommes ainsi basés sur le calcul fourni par notre partenaire [116] exprimant les pertes volumiques en fonction de l'induction B et de la fréquence f . Nous avons tracé la Figure 3-49 afin de déterminer les coefficients décrivant les pertes par courants de Foucault et les pertes par hystérésis. L'étude des données nous permet d'obtenir les valeurs suivantes :

$k_{h1} = 30.57 \text{ [A/m]}$	$k_{h2} = 39.72 \text{ [A.m/V.s]}$	$\alpha_p = 0.0093 \text{ [A.m/V]}$
--------------------------------	------------------------------------	-------------------------------------

Ces valeurs sont comparables à celles retrouvées dans les travaux issus de la littérature (Tableau 3-7) en se situant entre la deuxième et la troisième ligne pour une épaisseur de 0.2 mm des tôles fe_Si 3% Non Orientées. Seulement, k_{h1} présente une valeur assez élevée (30.57 vs 8 A/m), la cause de cet écart n'est pas justifiée d'une façon précise mais les spécialistes des matériaux magnétiques ont confirmé les modifications des caractéristiques magnétiques en fonction des contraintes thermiques et mécaniques Nous retrouvons ce coefficient dans la formulation de Bertotti exprimant les pertes excédentaires qui sont aussi négligeables par rapport aux autres pertes.

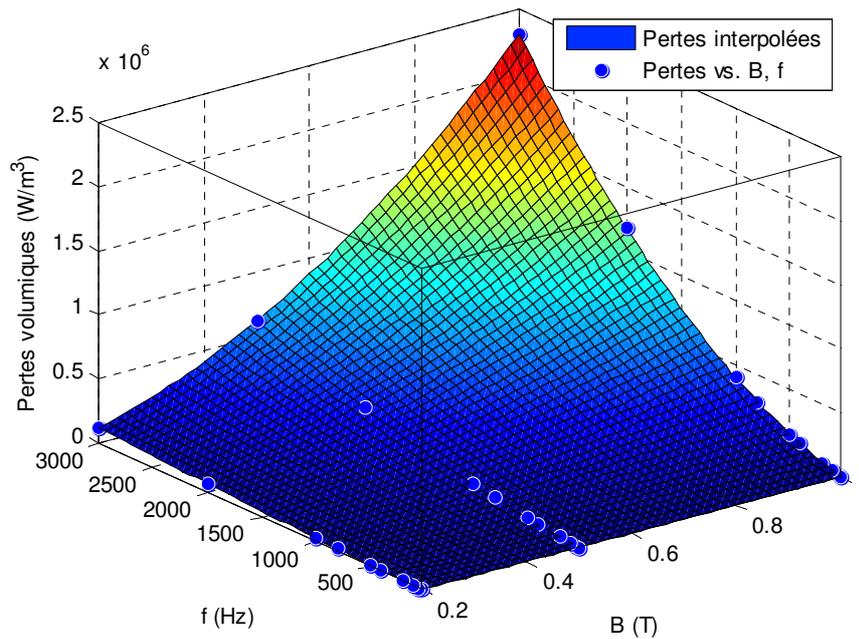


Figure 3-49 : Pertes volumiques en fonction de la fréquence et de l'induction

Matériau	Masse volumique [kg/m³]	σ [$\Omega^{-1}\text{m}^{-1}$]	ρ [$\Omega \text{ m}$]	T [°K]	Epaisseur de tôle [mm]	P_{fer} [w/kg] ; F=50Hz ; $B_m=1.5\text{T}$	K_{h1} [A/m]	K_{h2} [Am/Vs]	α_p [Am/V]]
Fe_Si 3% N.O	7600	210^6	$5010 \cdot 10^{-8}$	1020	0.5	6.5	12	90	0.065
Fe_Si 3% N.O	7600	210^6	$5010 \cdot 10^{-8}$	1020	0.35	2.6	5	40	0.022
Fe_Si 3% N.O	7600	210^6	$5010 \cdot 10^{-8}$	1020	0.1	1.72	8	26	0.0028

Tableau 3-7 : Caractéristiques de quelques matériaux issus des études diverses.

3.8.3 Conclusion sur le calcul des pertes

Nous avons établi des modèles affinés pour évaluer les pertes convertisseur-machine. En particulier, nous avons développé des modèles de pertes onduleur en se référant aux données constructeur. A l'aide des interpolations, nous pouvons généraliser le calcul pour tous les courants calibres, ainsi les pertes onduleurs dépendent de la forme du courant délivré par la machine et il s'est avéré que ces pertes ne sont pas négligeables ayant des pourcentages qui se rapprochent des pertes Joules (prédominantes à basse vitesse) et des pertes fer (prédominantes à haute vitesse).

Les pertes onduleurs viennent se rajouter aux pertes aérodynamiques, pertes Joules supplémentaires et pertes fer en considérant les nouveaux coefficients dans l'optique de l'intégrer dans une boucle interne qui a pour but de déterminer les performances optimaux ($I_{\text{opt}}, C_{\text{opt}}, V_{\text{opt}}, \dots$).

3.9 Modélisation thermique

3.9.1 Introduction

Dans la partie précédente, nous avons étudié les différentes sources de pertes dans le système convertisseur-machine. Celles-ci conduisent à des élévations de températures dont l'évaluation est indispensable dès la phase de conception afin de garantir le bon fonctionnement du système dans les conditions sévères qu'impose une application automobile. Donc, le but de cette partie est de déterminer analytiquement les contraintes thermiques en points critiques tels que les jonctions semi-conductrices, la température du point chaud celle du bobinage ou encore la température des aimants.

Dans le cadre d'installer notre plateforme d'optimisation, la connaissance de champ de températures nous permettra de coupler les modèles magnétiques, électriques et thermiques à travers l'expression de la résistivité du cuivre par exemple en fonction de la température. L'estimation de ce champ se fera par l'intermédiaire d'un réseau nodal où on exprimera les résistances thermiques en fonction des paramètres géométriques de la machine et des coefficients thermiques.

3.9.2 Modèle nodal de la machine étudiée

Quelle que soit la modélisation thermique 1,2 ou 3D le champ de températures est déterminé à partir d'une discrétisation spatiale. Toutes les méthodes numériques sont basées sur les phénomènes classiques de la physique (nœuds+ mailles). De ceci, l'analogie avec la théorie de la conduction électrique peut également être déduite ; le milieu est discrétisé en éléments de volume V_i supposés isothermes de température T_i caractérisés par leur chaleur massique C_i et leur masse volumique ρ_i (Figure 3-50).

L'analyse des échanges conduit à installer entre les différents nœuds des connexions désignées par des résistances thermiques dans les trois directions de l'espace, découlant des conductivités thermiques k_x , k_y et k_z du milieu. Du réseau ainsi formé, il en découle un système d'équations algèbro-différentiel décrivant les échanges d'énergie dans le réseau.

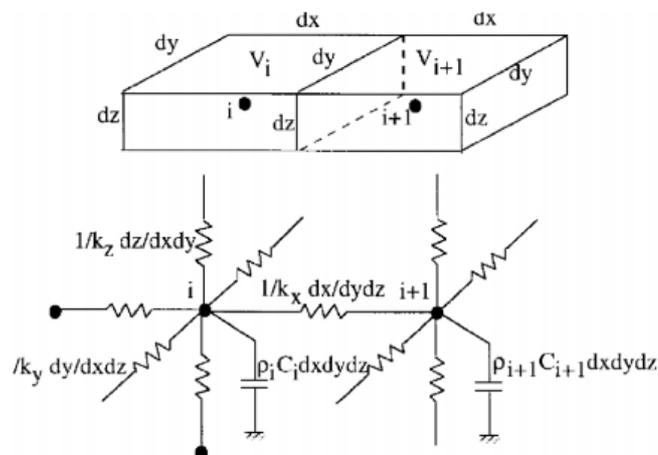


Figure 3-50 : Maillage du milieu et mise en place d'un réseau RC tridimensionnel dans les méthodes nodales [100].

Cette approche peut alors être adoptée en régime permanent et en régime transitoire. Dans le cas de régime transitoire, le système subit une perturbation qui se propage dans le milieu et qui disparaît au bout d'un certain temps. Cette perturbation est modélisée par une capacité calorifique affectée au centre i de chaque élément.

L'analogie avec les circuits électriques se traduit par :

- Les sources de flux thermique correspondent à des sources de courant ;
- Les températures aux différents nœuds représentent les potentiels électriques.

Dans notre étude, nous nous intéressons uniquement au cas du régime permanent et à une modélisation 2D. Ainsi, nous ne modélisons que des éléments résistifs entre les nœuds et par la suite les pertes par conduction et par convection. Le refroidissement se fait par eau au niveau de la surface extérieure. Le transfert de chaleur se fait en traversant la machine de l'intérieur vers l'extérieur donc trois parties sont à modéliser (rotor-entrefer-stator). L'arbre du rotor est supposé isolée thermiquement ce qui permettra de valider cette modélisation sur une machine montée sur des paliers magnétiques.

3.9.2.1 Réseau de résistances thermiques

Le calcul des résistances thermiques dépend des paramètres géométriques ainsi que les caractéristiques du mode d'échange. La conduction dans un matériau de conductivité λ_{th} est exprimé par :

$$R_{th} = \frac{1}{\lambda_{th}} \frac{L}{S} \quad \text{Eq. 3.55}$$

La convection avec un coefficient de convection h_{conv} est donnée par :

$$R_{th} = \frac{1}{h_{conv}} \frac{L}{S} \quad \text{Eq. 3.56}$$

Où L , S sont respectivement la longueur du trajet et la surface traversée par le flux de chaleur.

Une des difficultés rencontrées lors de la modélisation thermique concerne la détermination du coefficient d'échange de bobinage vu l'hétérogénéité de ce milieu composé de plusieurs matériaux avec différentes propriétés physiques. Ce problème a été évoqué par Idoughi et al.[101] où il a pu remplacer l'ensemble du conducteur par un seul matériau homogène équivalent permettant de reproduire un comportement similaire au cas réel du bobinage dans une encoche statorique constituée de résine et de cuivre. Parmi les méthodes d'homogénéisation utilisées, nous choisissons celle de Milton [102] où la conductivité équivalente peut être obtenue par l'expression suivante :

$$\lambda_{\text{bob-eq}} = \lambda_{\text{res}} \frac{(1 + k_{\text{remp}})\lambda_{\text{cu}} + (1 - k_{\text{remp}})\lambda_{\text{res}}}{(1 - k_{\text{remp}})\lambda_{\text{cu}} + (1 + k_{\text{remp}})\lambda_{\text{res}}} \quad \text{Eq. 3.57}$$

Où λ_{res} et λ_{cu} sont respectivement les conductivités thermiques de la résine et du cuivre, k_{remp} est le coefficient de remplissage de cuivre par rapport à l'encoche.

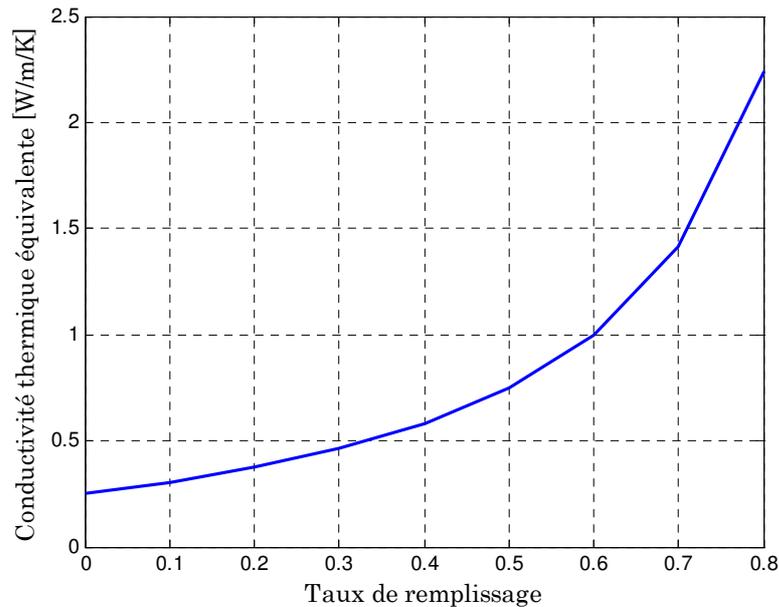


Figure 3-51 : Variation de la conductivité thermique équivalente en fonction du taux de remplissage.

La Figure 3-51 montre la variation de la conductivité thermique en fonction du taux de remplissage. Nous validons l'intérêt de réduire le remplissage par la résine afin d'augmenter la conductivité. Dans une encoche, l'élévation de la température dépend de la résistance thermique du bobinage, plus la variation de température est grande, plus la résistance est élevée et comme la résistance varie de manière inversement proportionnelle à la conductivité thermique, on peut noter que l'élévation de température au sein d'une encoche décroît avec l'augmentation du coefficient de remplissage. Nous répertorions dans le Tableau 3-8 les différentes caractéristiques thermiques liées aux matériaux constituant la machine.

Matériaux	Conductivité thermique [W/K/m]	Désignation
Cuivre	400	λ_{cu}
Résine	0.25	λ_{res}
Fer	28	λ_{fer}
Aimant	8.5	λ_{aim}
Isolant	0.27	λ_{isol}

Tableau 3-8 : Conductivité thermique de différents matériaux.

3.9.2.2 Modèle thermique stator+entrefer

Dans cette partie, la distribution des pertes fer dans la culasse statorique est considérée homogène. Le champ de température reste quasiment constant, comme le fer est un bon conducteur de chaleur, De ce fait, le gradient de température dans la culasse sera beaucoup plus faible comparant à celui de l'encoche ou encore à celui de l'entrefer. Pour des raisons de symétrie, nous allons modéliser la moitié d'un pas dentaire. Les différentes pertes sont les entrées de notre modèle (Joule, fer, aérodynamiques). Une difficulté rencontrée concerne le couplage entre les différentes parties et la modélisation des échanges entre les différents milieux. Le recours à une modélisation en temps réel du réseau nodal par Matlab Simulink (Figure 3-52) s'avère une solution convenable pour déduire la température en n'importe quel point du réseau.

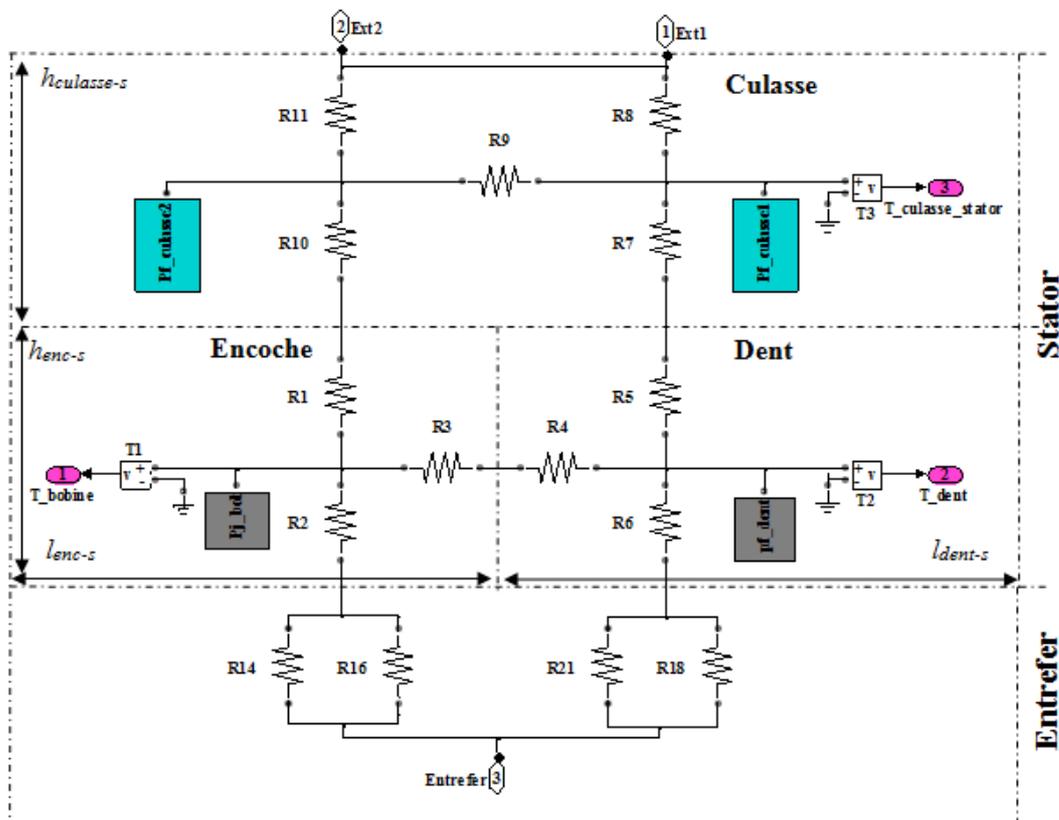


Figure 3-52 : Réseau des résistances thermiques du stator en régime permanent.

Le calcul des différentes résistances est illustré dans le Tableau 3-9.

Emplacement	Type d'échange	Désignation et calcul des résistances
Encoche statorique	Conduction	$R_1 = R_2 = \frac{1}{4} \frac{h_{enc_s}}{\lambda_{bob} l_{enc_s} L_a}$ $R_3 = \frac{1}{2} \frac{l_{enc_s}}{\lambda_{isol} h_{enc_s} L_a}$
Dent statorique	Conduction	$R_4 = \frac{1}{2} \frac{l_{dent_s}}{\lambda_{fer} h_{enc_s} L_a}$ $R_5 = R_6 = \frac{1}{4} \frac{h_{enc_s}}{\lambda_{fer} l_{dent_s} L_a}$
Culasse statorique	Conduction	$R_7 = R_8 = \frac{1}{4} \frac{h_{culasse_s}}{\lambda_{fer} l_{dent_s} L_a}$ $R_{10} = R_{11} = \frac{1}{4} \frac{h_{culasse_s}}{\lambda_{fer} l_{enc_s} L_a}$ $R_9 = \frac{1}{2} \frac{l_{enc_s} + l_{dent_s}}{\lambda_{fer} h_{enc_s} L_a}$
Entrefer	Convection	$R_{14} = \frac{1}{h_e l_{enc_s} L_a}$ $R_{18} = \frac{1}{h_e l_{dent_s} L_a}$
	Conduction	$R_{16} = \frac{e/2}{\lambda_{air} l_{enc_s} L_a}$ $R_{21} = \frac{e/2}{\lambda_{air} l_{dent_s} L_a}$

Tableau 3-9 : Expression des résistances thermiques constituant le réseau nodal.

Calcul du coefficient de convection dans l'entrefer h_e

Nous décrivons l'écoulement dans l'entrefer comme étant une convection forcée due à la rotation du rotor. L'écoulement est caractérisé par différents coefficients tels que le nombre de Reynolds, de Grashof, de Prandtl, de Nusselt et de Rayleigh qui interviennent directement dans les équations fondamentales de la mécanique des fluides. Ces équations ainsi que leurs résolutions sont détaillées dans [104],[105]. Le nombre de Nusselt est le rapport entre le transfert thermique total et le transfert thermique par conduction. Il s'exprime en fonction des phénomènes de diffusion (nombre de Prandtl), le type de convection (nombre de Grashof) et le type d'écoulement (nombre de Reynolds). La formulation que nous allons utiliser est celle employée par [103],[106],[107],[108] en fonction du nombre du Taylor, les relations suivantes sont récapitulées dans le Tableau 3-10. Ces relations se traduisent par l'évolution du nombre de Nusselt en fonction du nombre de Taylor présentée par la Figure 3-53.

À faible vitesse, la rotation du cylindre n'a pas d'impact sur le calcul du nombre de Nusselt car les frottements visqueux dus à la viscosité du fluide arrivent à amortir les effets déstabilisant de la force centrifuge produite par la rotation du rotor. Nous avons alors un écoulement stationnaire, axisymétrique et invariant par translation verticale. Pour des vitesses plus élevées, des instabilités prennent lieu car les effets de la force centrifuge sont trop

importants pour être compensés par la viscosité du fluide. Cela crée une instabilité centrifuge et l'écoulement devient alors instable et nous avons l'apparition de rouleaux toriques contrarotatifs s'étendant tout autour du cylindre. L'écoulement est alors toujours axisymétrique et stationnaire mais il n'y a plus de symétrie de translation verticale. Cet écoulement est appelé « écoulement de Taylor ».

Valeur du nombre de Nusselt	Condition
$Nu = 2$	$Ta < Ta_c$
$Nu = 0,128 * Ta^{0,367}$	$Ta_c < Ta < 10^4$
$Nu = 0,409 * Ta^{0,241}$	$10^4 < Ta < 10^7$

Tableau 3-10 : Relations entre le nombre de Nusselt et le nombre de Taylor.

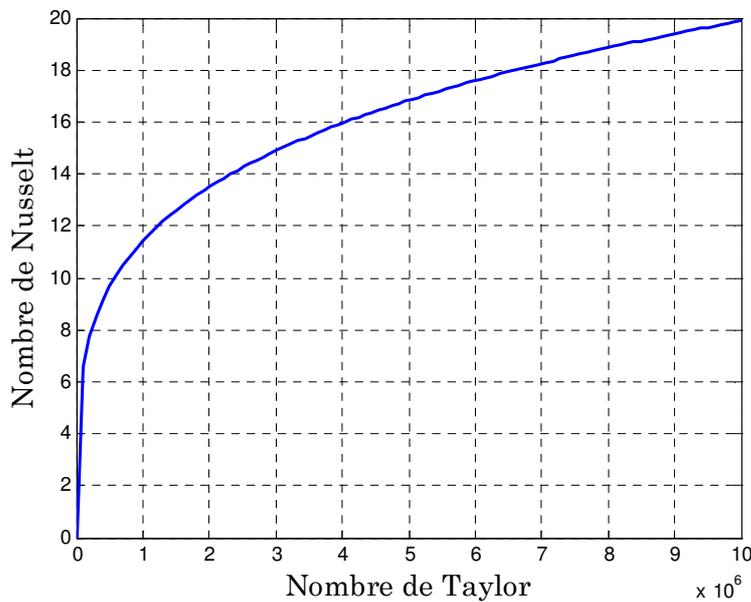


Figure 3-53 : Evolution du Nombre de Nusselt en fonction du nombre de Taylor.

Où Ta_c est le nombre de Taylor critique, ce nombre est égal à 1697. Dans notre cas, le nombre de Taylor est défini par :

$$Ta = e \frac{R_e^2}{R_r} \quad \text{Eq. 3.58}$$

Avec : R_r est le rayon du rotor, R_e est le nombre de Reynolds. Ainsi, le coefficient d'échange convectif s'exprime par l'équation Eq. 3.59.

$$h_e = Nu \frac{\lambda_{f\text{-entrefer}}}{2e} \quad \text{Eq. 3.59}$$

Avec : e est l'épaisseur de l'entrefer et $\lambda_{f-entrefefer}$ est la conductivité thermique du fluide dans l'entrefer. Les sources d'échauffement dans l'entrefer se manifestent par les pertes aérodynamiques qui se sont injectées au niveau du nœud thermique de l'entrefer.

3.9.2.3 Modèle thermique rotor+entrefer

Nous établissons le modèle lié à la thermique du rotor en se basant sur le fait que le flux traversant l'arbre est nul. Aussi bien que dans le cas du stator, l'échange est essentiellement conductif à l'intérieur du rotor et convectif au niveau de la surface extérieure du rotor. Seules les pertes uniformément réparties dans les aimants et dans la partie ferromagnétique rotorique sont représentées comme étant des sources thermiques. Le schéma du réseau est explicité par la Figure 3-54.

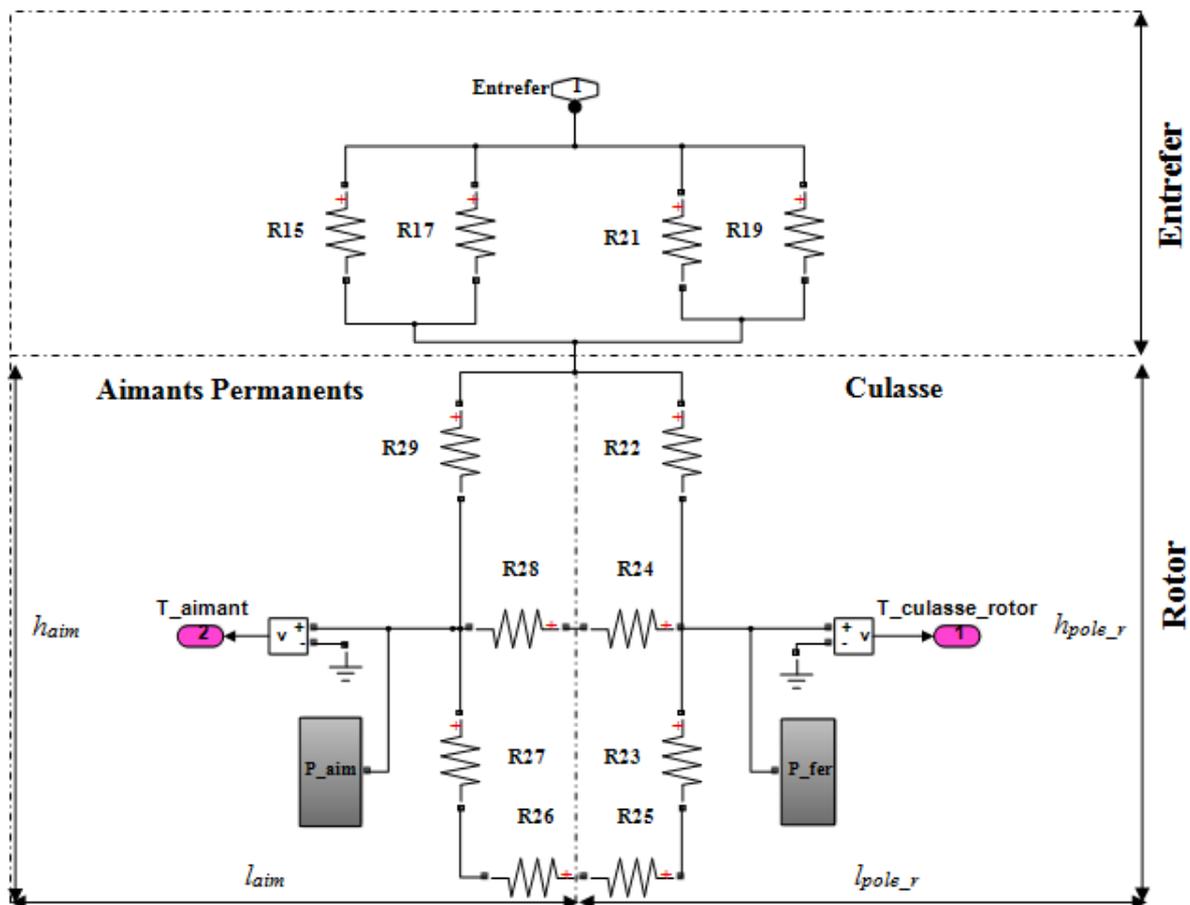


Figure 3-54 : Réseau des résistances thermiques du rotor en régime permanent.

Nous reportons dans le Tableau 3-11 les expressions des différentes résistances décrivant l'échange ayant lieu dans les parties du rotor en fonction des coefficients d'échange et des paramètres géométriques.

Emplacement	Type d'échange	Désignation et calcul des résistances
Aimants permanents	Conduction	$R_{27} = R_{29} = \frac{1}{4} \frac{h_{aim}}{\lambda_{aim} l_{aim} L_a}$ $R_{28} = \frac{1}{2} \frac{l_{aim}}{\lambda_{aim} h_{aim} L_a}$
Culasse rotorique	Conduction	$R_{22} = R_{23} = \frac{1}{4} \frac{h_{pole_r}}{\lambda_{fer} l_{pole_r} L_a}$ $R_{24} = \frac{1}{2} \frac{l_{pole_r}}{\lambda_{fer} h_{pole_r} L_a}$
Culasse statorique (en bas d'aimants)	Conduction	R_{25} ; R_{26} (ça dépend de la nature du milieu aimant ou fer)
Entrefer	Convection	$R_{17} = \frac{1}{h_e l_{aim} L_a}$ $R_{19} = \frac{1}{h_e l_{pole_r} L_a}$
	Conduction	$R_{15} = \frac{e/2}{\lambda_{air} l_{aim} L_a}$ $R_{21} = \frac{e/2}{\lambda_{air} l_{pole_r} L_a}$

Tableau 3-11 : Expressions des résistances thermiques modélisant le rotor.

3.9.3 Comparaison d'un exemple d'application avec les éléments finis

Afin de valider les résultats analytiques et donc les températures dans les nœuds principaux du système nodal, nous procédons à la comparaison avec un modèle éléments finis sous Ansys 2D. Nous présentons ainsi un exemple d'application où la température de l'eau (système de refroidissement) est égale à 120°C. Les paramètres d'entrée de ce modèle sont :

- ✓ Pertes Joules dans les bobines $P_j = 300$ W ;
- ✓ Pertes fer dans la culasse statorique $P_{culasse-s} = 150$ W ;
- ✓ Pertes fer dans la dent statorique $P_{dent-s} = 250$ W ;
- ✓ Pertes dans les aimants $P_{aim} = 10$ W ;
- ✓ Pertes fer dans la culasse rotorique $P_{culasse_r} = 100$ W ;
- ✓ Pertes aérodynamiques dans l'entrefer $P_{aero} = 20$ W ;
- ✓ Coefficient de convection du système de refroidissement $h_{conv} = 325$ W/ m²/K.

La Figure 3-55 montre les résultats de simulation par éléments finis où les chemins du flux thermique sont effectivement radiaux comme supposé dans l'hypothèse. Ceci est concrétisé par les isothermes illustrées sur la même figure. Nous notons aussi qu'il s'agit d'une concentration de chaleur à l'intérieur de la machine, ceci est expliqué par l'absence du système de refroidissement au niveau du rotor comme par exemple les tubes caloducs. Les

sources d'échauffement résident essentiellement dans les aimants à l'issue des courants induits qui se créent à cause de la variation de flux magnétique provenant du stator. A l'issue des études bibliographiques ([49][111][81]) un coefficient a été choisi pour exprimer les pertes dans les aimants par rapport aux pertes fer statoriques afin de vaincre l'insuffisance de ce modèle qui n'a pas été développé au cours de ce projet. Ainsi, ce coefficient est estimé à 10%, ceci nous permet de se rapprocher de l'estimation réelle des niveaux de températures dans la machine.

La comparaison entre les élévations de température dans différentes zones estimées par le modèle analytique et par le calcul aux éléments finis est représentée sur la Figure 3-56. Les écarts relatifs observés sur les résultats restent convenables pour attaquer la procédure de pré-dimensionnement. L'erreur liée à l'encoche statorique peut être expliquée par la non prise en compte de l'effet de l'encochage sur le coefficient d'échange thermique par convection dans l'entrefer. Aussi bien pour les autres écarts où certains phénomènes ne sont pas représentés comme certains flux 3D.

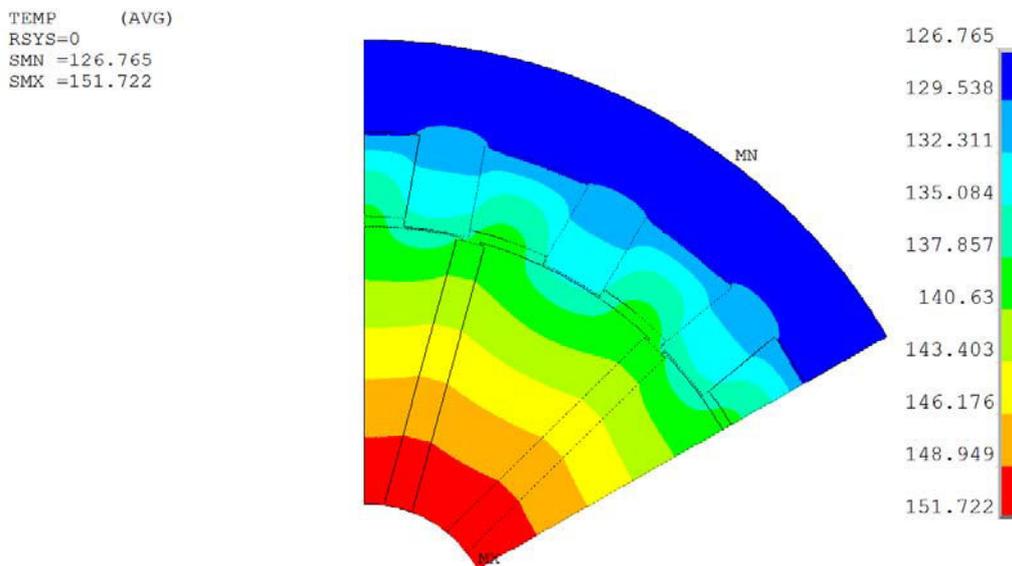


Figure 3-55 : Champ de température dans la machine calculé par E.F.

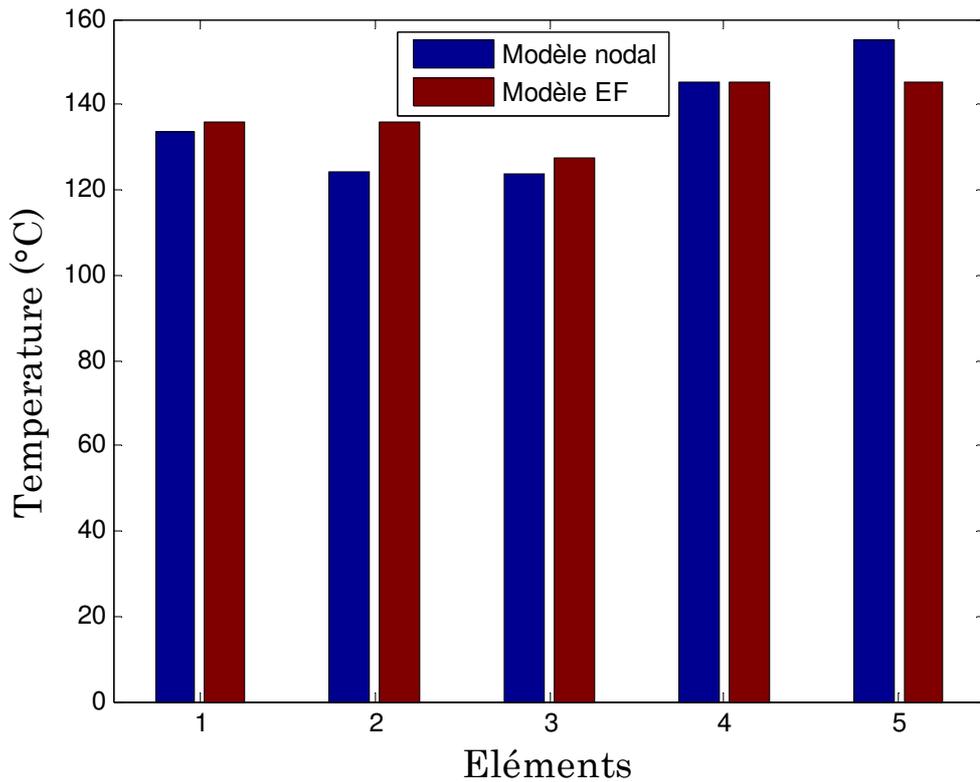


Figure 3-56 : Température de différents éléments de la machine 1-Bobine 2-dent statorique 3-culasse statorique 4- Culasse rotorique 5-Aimants.

3.9.4 Conclusion sur le modèle thermique

Nous avons présenté dans cette partie les échanges thermiques entre les différents éléments de la machine. En moyennant les pertes associées à chaque partie, nous avons pu résoudre le système nodale 2D afin de déterminer les différentes températures.

Les températures déterminées vont servir dans le procédé d'optimisation car elles devront rester en deçà de températures maximales.

3.10 Bilan

Dans ce chapitre, nous avons détaillé la modélisation multi-physique de la machine que nous voudrions concevoir en partant d'un cahier de charges assez contraignant. Cette étape est primordiale car elle nous a permis de cerner les défis à relever et à définir les piliers de la plateforme d'optimisation. Comme le domaine de notre application est particulier, il s'agit des phénomènes de la haute vitesse et donc de la haute fréquence, les contraintes de dimensionnement ne sont plus classiques et le couplage entre les différents champs est désormais plus délicat.

Nous avons commencé par le modèle mécanique qui est l'élément crucial dans cette modélisation vu l'importance d'établir des rotors qui tiennent mécaniquement à très haute vitesse dont la contrainte de Von Mises ne doit jamais dépasser la contrainte maximale d'élasticité. Ensuite, le modèle magnétostatique a mis l'accent sur la résolution non linéaire d'un schéma nodal 2D présentant les réluctances dans toute la machine. Ce modèle constitue le cœur des interactions puisqu'il a pour but de fournir les grandeurs électromagnétiques indispensables (flux et couple) employés dans le reste des modèles.

Un test en court-circuit a été également détaillé en prenant en compte le contenu harmonique du courant. Bien que, le courant fourni par notre machine test n'est pas sinusoïdal, le courant de court-circuit est majoritairement porté par le premier harmonique. Ceci justifie l'analogie entre le courant de court-circuit et le courant de défluxage.

Cette modélisation a permis également de définir les limites de la commande en courant ainsi que la commande en tension en s'appuyant sur un critère de la minimisation des pertes totales sous forme d'une boucle interne d'optimisation. Nous avons établi des formulations permettant une meilleure approximation des phénomènes physiques réels. Une dernière grandeur devant être limitée pendant la conception est la température maximale. Celle-ci a été calculée au sein d'un modèle nodal, résolu en régime permanent et validé par un calcul par les éléments finis.

L'objectif de cette modélisation est d'enrichir la plateforme du dimensionnement optimal. Nous avons constaté à plusieurs reprises que le modèle numérique est très coûteux en temps de calcul. Par conséquent, le choix de modèles analytiques va dans le sens de la rapidité d'exécution. La partie suivante sera dédiée à la concrétisation de la conception optimale de la machine en V à bobinage en épingle haute vitesse.

Chapitre IV : Optimisation multi-physique de la machine à aimants en V à épingles

4.1 Introduction

Nous allons dans ce chapitre décrire la procédure d'optimisation adoptée pour dimensionner de manière optimale la machine en V retenue d'après les résultats établis au fil des travaux menés dans le cadre de ce projet. Ainsi, nous regrouperons les différents modèles développés et validés qui permettent la genèse d'une plateforme générique capable de décrire les liens physiques et les interactions entre les différents composants du système. Ce système est alors intégré dans une optimisation où nous définissons les fonctions objectifs (volume et rendement), les variables d'optimisation (dimensions, géométriques) ainsi que les différentes contraintes (courant de court-circuit, démagnétisation des aimants, température, force centrifuge, vitesse de résonance). Nous expliciterons ce couplage entre les modèles en gérant les contraintes ainsi que les critères d'arrêt.

4.2 Formalisation du problème d'optimisation

4.2.1 Présentation des fonctions objectifs

Comme dans le cas précédent (optimisation des quatre machines candidates pour le même cahier des charges), l'objectif principal s'intéresse à réduire la masse ou le volume à puissance constante. Dans le domaine avionique le dimensionnement optimal dépend fortement de la masse si bien que l'intérêt est porté plutôt pour la maximisation de la puissance massique. Cependant, dans le domaine des automobilistes, les constructeurs souhaitent récupérer le maximum de place pour l'espace habitacle sans augmenter le volume extérieur du véhicule. L'augmentation de la puissance volumique nécessite l'amélioration de la puissance en minimisant donc les pertes moyennes dans la machine. Ces pertes sont calculées pour tous les points testés du cahier des charges auxquelles nous rajoutons les pertes onduleur. Le volume de la machine se détermine simplement à partir du volume d'un cylindre en considérant la longueur extérieure de la machine. Présentation des variables d'optimisation

4.2.2 Présentation des variables d'optimisation

Etant donné les étapes de la modélisation analytique élaborée au fil des chapitres précédents, nous pouvons ainsi établir l'ensemble des variables d'optimisation. Il y'a 11 paramètres à optimiser afin de procéder par dimensionnement optimal dont 9 sont géométriques et sont présentés sur la Figure 4-1. Ensuite, les paramètres spécifiques pour chaque modèle sont calculés à partir des relations trigonométriques qui se sont mises en œuvre et qui permettent de prévoir les contraintes liées à la conception.

Ces variables géométriques sont : le rayon extérieur rotorique R_{extr} , le rayon extérieur statorique R_{exts} , le rayon d'arbre R_{arb} , l'épaisseur d'aimant e_{aim} , la distance entre le centre de la machine et l'aimant central d , la longueur d'aimant latéral l_{aim1} , la longueur d'aimant central l_{aim2} , l'entrefer e_{fer} le diamètre d'encôche d_e , La longueur active L_a .

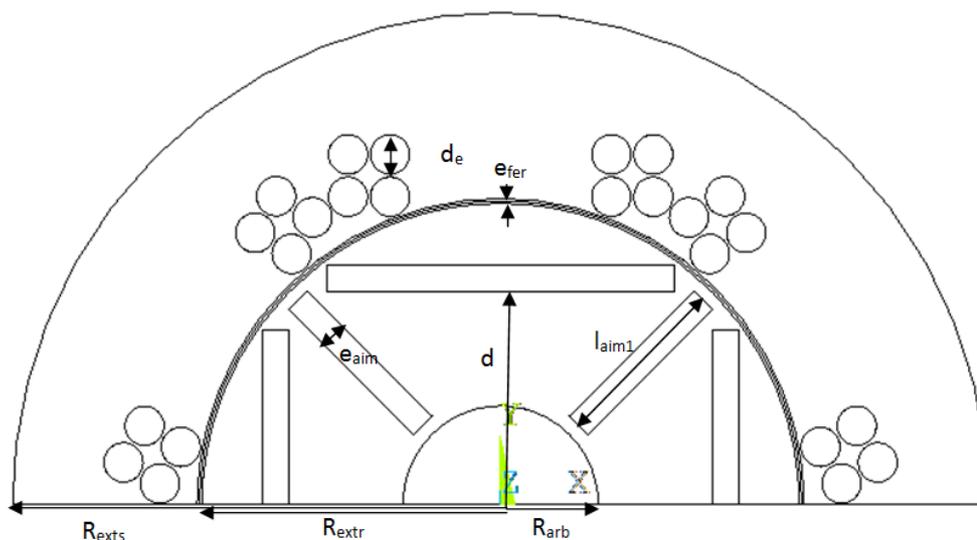


Figure 4-1 : Schématisation des grandeurs géométriques à optimiser.

4.2.3 Présentation des contraintes d'optimisation

Le dimensionnement impose des contraintes à respecter.

- Contrainte mécanique : la vitesse maximale admissible respectant la limite d'élasticité du rotor à haute vitesse doit être supérieure à la vitesse limite imposée par le cahier des charges (40 ktr.min⁻¹).
- Contrainte du courant de court-circuit : le courant de court-circuit ne doit pas dépasser une valeur de 500 A qui a été aussi fixée par l'équipementier.
- Contrainte de démagnétisation : l'excitation magnétique dans les aimants provenant du bobinage statorique ne doit pas dépasser le champ démagnétisant d'aimant H_{EC} donné par les constructeurs.
- Contrainte de validation des points du cahier de charges : il faut s'assurer que les quatre points révélant les principaux modes de fonctionnement du cahier des charges soient respectés. Ces points sont définis par leurs coordonnées dans le plan vitesse- puissance comme suit :

Points	Vitesse (tr.min ⁻¹)	Puissance (W)
P ₁	3 300	-4 000
P ₂	8 432	-12 000
P ₃	33 728	-12 000
P ₄	50 000	-4 000

Tableau 4-1 : Définition des points du cahier des charges à tester.

Contrainte thermique : la température du bobinage ne doit pas excéder la température limite correspondant à une isolation de classe H (180° C).

4.3 Plan de la plateforme d'optimisation

Suite à la modélisation fine évoquée dans le troisième chapitre, nous pourrions définir les différents piliers de la plateforme multiphysique élaborée sur la Figure 4-2. Cette plateforme décrit les liens fonctionnels traduisant les interactions multiphysiques entre les modèles, les contraintes et les conditions de fonctionnement. La complexité de cette installation provient du fait qu'il existe un nombre assez important des contraintes et des exigences qui pourraient pénaliser le résultat d'optimisation. Cette simulation est d'autant plus chère en temps de calcul qu'elle limitera non seulement le nombre de générations mais aussi le nombre d'itérations (machines) qui seront mises à disposition. Ceci aura une incidence sur l'allure du front du Pareto.

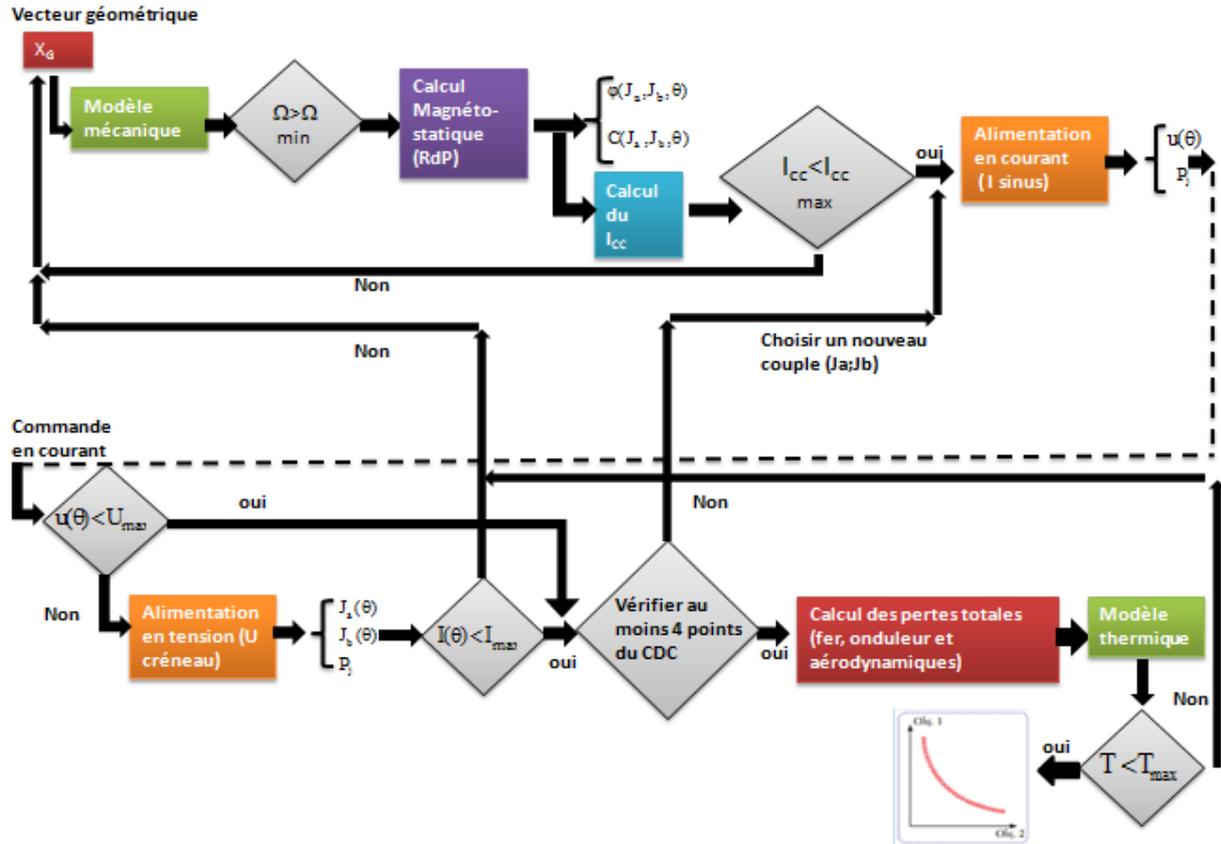


Figure 4-2 : Organigramme de la plateforme d'optimisation.

4.4 Résultats et analyses

La modélisation multiphysique analytique et la méthode d'optimisation ont été élaborées sous Matlab. La résolution de ce problème est décrite par un algorithme par essais particuliers (MOPSO) dont le nombre de particules et le nombre d'itérations ont été fixés à 88. Le temps de l'optimisation est de l'ordre de 2 semaines pour une telle population (88*88). Ce qui revient à 4 heures par évaluation. L'algorithme converge vers un ensemble de solutions présentées sur le front de Pareto de la Figure 4-3 où les deux objectifs contradictoires sont ainsi mis en valeur : les pertes moyennes sur cycle en fonction du volume actif. Ainsi, nous obtenons un meilleur rendement de 98% si on considère la première machine du front de Pareto et une meilleure puissance volumique de l'ordre de 12 MW/m³ en considérant la dernière machine sur ce front.

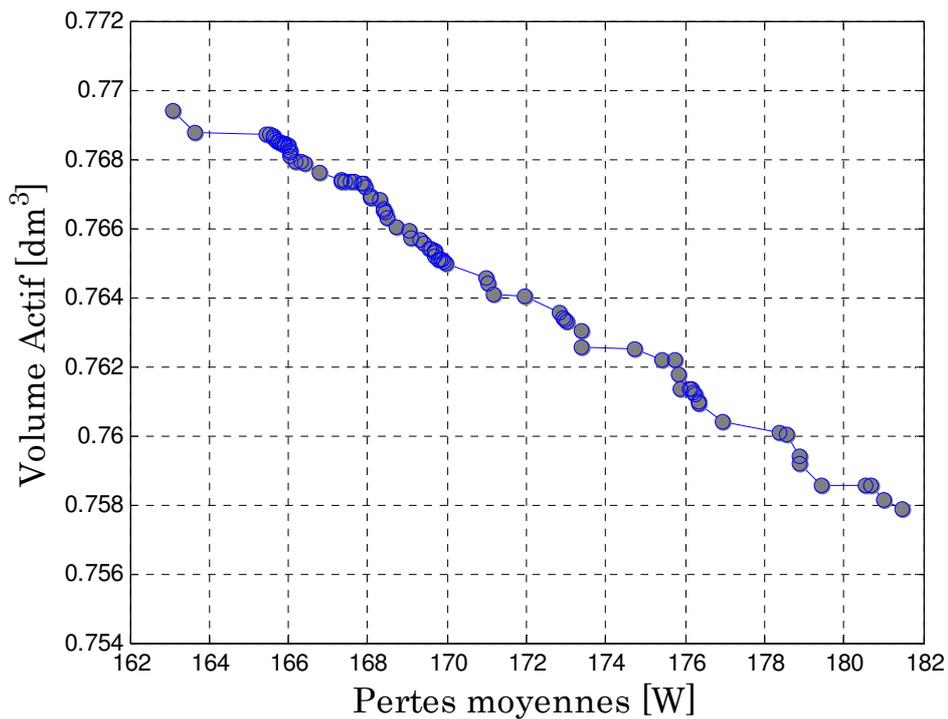


Figure 4-3 : Front de Pareto Pertes moyennes vs Volume actif de la machine.

D'après l'allure du front de Pareto, nous constatons dans un premier temps, une suite satisfaisante de l'optimiseur en essayant de se converger vers la solution optimale s'apprêtant à minimiser le volume au détriment des pertes via les petits 'coudes' au fil de l'évolution. Comme on s'y attendait, cette évolution n'est pas énorme et l'algorithme s'est orienté dès les premières générations à l'architecture optimisée. En effet, une première contrainte de fonctionnalité nous conduit à la fixation du nombre de paires de pôles ($p=2$) vu la contrainte de la haute vitesse. Une deuxième contrainte de faisabilité nous amène à fixer le nombre de spires à 4 étant donné que la machine présente 4 trous d'encoches ; un bobinage en série est envisageable. De plus, le nombre de spires ne peut pas être augmenté davantage sous risque de violer la contrainte en tension (la tension aux bornes de la machine ne pourrait pas être fournie par l'onduleur). Le redimensionnement mécanique pour une machine admettant la même vitesse maximale de rotation (fournie par Valeo) nous a permis de fixer le rayon de l'arbre en se basant sur les sollicitations principales que peut subir.

Nous allons dans un second temps étudier l'évolution des variables géométriques le long du front de Pareto. Nous constatons en analysant les différents histogrammes de la Figure 4-4 que la majorité des variables restent inchangées le long du front. En se rappelant que le rayon du rotor est limité par la vitesse périphérique et la vitesse maximale de rotation, ceci explique l'invariance du rayon extérieur rotorique. On peut notamment conclure sur la stabilité du rayon extérieur de la machine par le biais de la minimisation de pertes fer dans la culasse. Conjointement, on peut noter qu'il y a peu de marge sur la longueur active donnant raison à la 2% de différence entre la première et la dernière machine du Front de Pareto. L'épaisseur de l'aimant est contrainte par de fortes hypothèses de constructibilité traduites par des relations trigonométriques étant donné l'espace limité pour loger les aimants (centraux et

latéraux). Finalement, l'algorithme a tendance à compenser la réduction de la longueur active en jouant sur la longueur de l'aimant latéral afin de fournir le couple demandé.

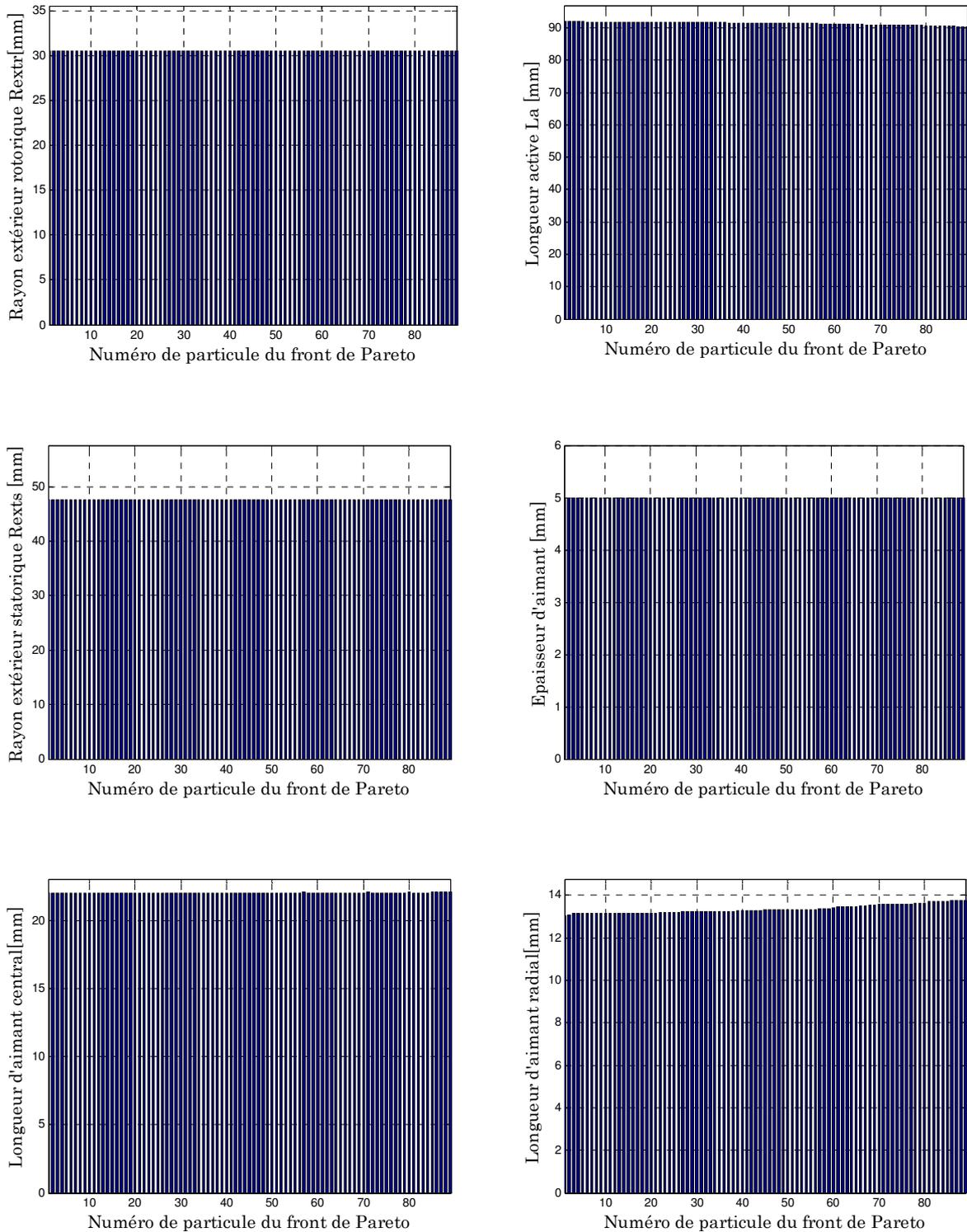


Figure 4-4 : Evolution de variables d'optimisation en fonction de nombres de particules du front de Pareto.

Nous constatons d'après la Figure 4-5 que la diminution des dimensions des aimants

principalement l'aimant radial permet d'augmenter le volume de la machine puisque le rayon rotorique atteint la borne minimale de son intervalle d'évolution et que la densité de l'aimant est légèrement inférieure à la densité de la tôle ferromagnétique. La longueur de l'aimant centrale joue un rôle modulateur qui vient s'ajouter à la densité du courant statorique afin d'assurer la performance à iso-couple. L'augmentation de la longueur active lors du front de Pareto conduit classiquement à une augmentation du volume de la machine.

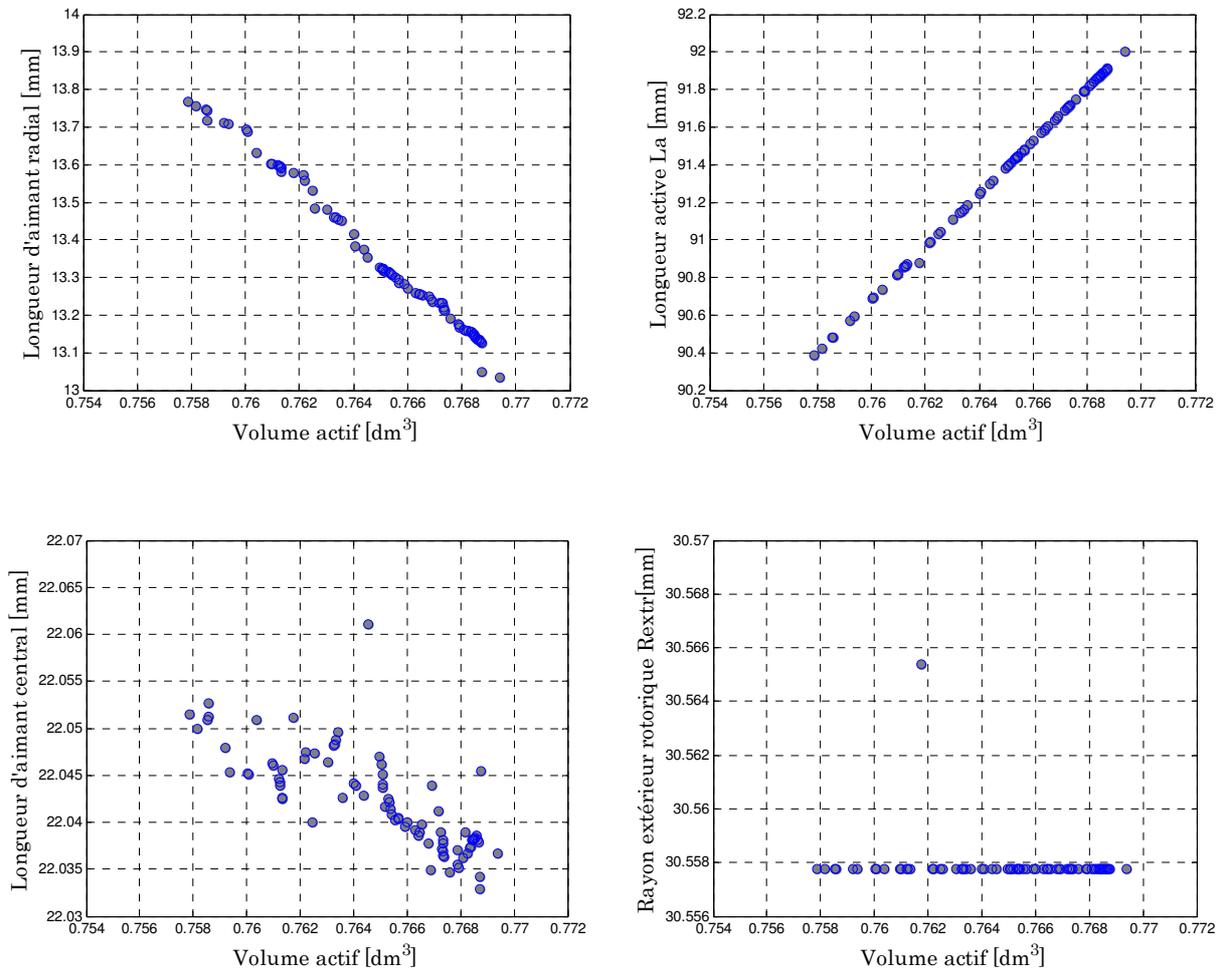


Figure 4-5 : Evolution de variables d'optimisation en fonction du volume actif.

Analyse d'une solution particulière du front de Pareto : Toutes les machines du front sont candidates pour ce cahier des charges assez contraignant, le choix dans notre cas est restrictif car d'après l'observation du front, la sélection a été déjà élaborée dès les premières générations. Nous choisissons donc de présenter la première machine du front dont on exploitera les résultats du modèle électromagnétique en les confrontant à un calcul par les éléments finis.

La machine est présentée sur la Figure 4-6. Nous reportons ainsi les dimensions de cette dernière dans le Tableau 4-2.

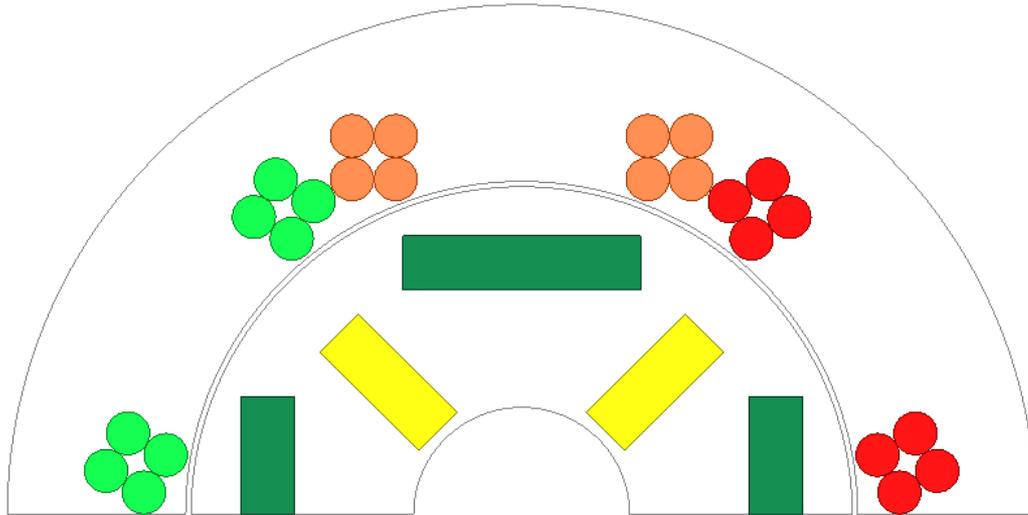


Figure 4-6 : Coupe radiale de la machine minimisant les pertes.

Tableau 4-2 : Dimensions de la machine minimisant les pertes.

Rayon extérieur statorique [mm]	47.6
Le diamètre d'encoche [mm]	4
Nombre de spires	4
Entrefer [mm]	0.5
Rayon extérieur rotorique [mm]	30.6
Epaisseur d'aimant [mm]	5
Longueur d'aimant latéral [mm]	13
Distance de l'aimant central [mm]	21
Longueur d'aimant central [mm]	22
Rayon d'arbre [mm]	10
Longueur active [mm]	92
Nombre d'encoches	6

Afin de détailler les performances électromagnétiques de cette machine, le couple délivré en mode générateur est présenté en fonction du courant de phase en Figure 4-7. Nous notons que pour des courants allant jusqu'au 300A, le calcul analytique par le schéma réductant maillé donne satisfaction comparé aux résultats obtenus par les éléments finis. Quand le courant dépasse 300A, la machine sature et nous retrouvons ainsi que le schéma réductant surestime les saturations locales avec un écart de 21%. La forme d'onde du flux à vide n'est pas parfaitement sinusoïdale comme le montre la Figure 4-8, la f.é.m en conséquence possède des harmoniques qui peuvent créer des ondulations de couple. Par ailleurs, nous avons montré dans le chapitre précédent l'avantage d'utiliser cette forme particulière d'encoches (trous) sur la diminution de l'ondulation de couple, le couple de détente est donc considéré comme négligeable. La densité de courant est notamment conditionnée par la contrainte en courant. L'impact de cette contrainte est nettement constaté à partir de l'analyse du comportement du diamètre d'encoche au fil du front, qui, trouve une stabilité à la limite supérieure de son intervalle de variation (Figure 4-9). Ceci, permet de

diminuer la densité donc les pertes par effet Joule tout en essayant de fournir le maximum de couple.

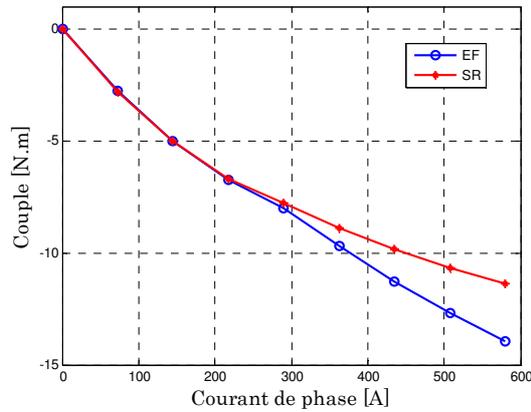


Figure 4-7 : Couple de la machine minimisant les pertes en fonction du courant.

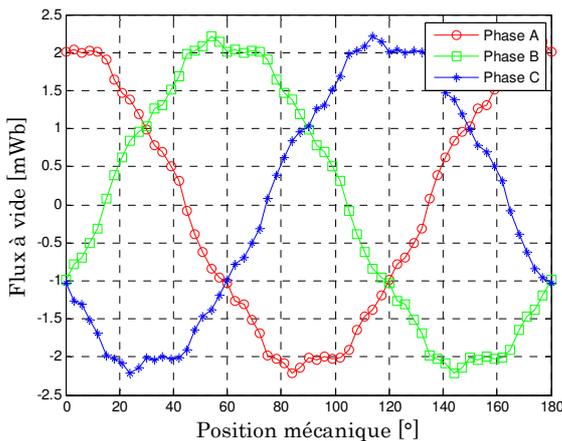


Figure 4-8 : Forme d'onde du flux à vide sur une période électrique obtenue par l'exécution du modèle électromagnétique par schéma réducteur.

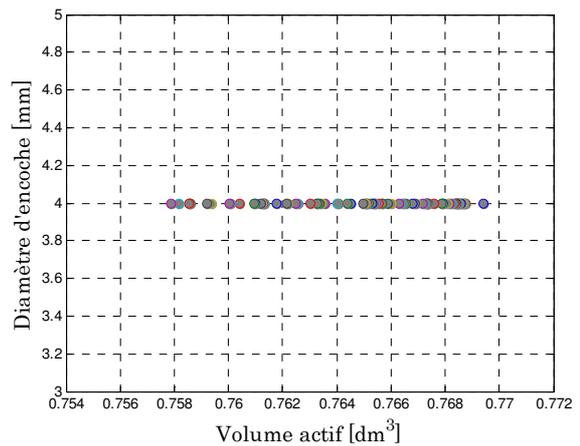


Figure 4-9 : Evolution du diamètre d'encoche en fonction du volume actif.

Analyse du comportement fonctionnel de l'algorithme d'optimisation :

Nous tenons à rappeler que le cycle de fonctionnement dans notre cas se limite à vérifier les 4 points (cf. Tableau 4-1). Nous avons remarqué en lançant les premiers jets de simulation que le premier point ne peut jamais être atteint, ce qui empêche le solveur de trouver des machines viables. Donc, deux solutions peuvent se présenter : soit nous augmentons la densité du courant afin d'assurer le couple exigé, soit nous baissons le niveau de la puissance en laissant une marge pour que le système puisse converger. En revanche, l'augmentation de la densité de courant peut engendrer non seulement la violation de la contrainte en courant mais aussi la détérioration des isolants de bobinage à cause de l'échauffement thermique. A ce titre, nous optons pour la deuxième solution et nous vérifions d'après la Figure 4-10 représentant une cartographie d'iso-puissance qu'effectivement à faibles vitesses, les deux premiers points

de fonctionnement (en noir) de la courbe (en magenta) ne sont pas atteints. Nous constatons dans les résultats ainsi obtenus qu'une translation de -3kW peut étendre l'espace de solutions et nous retrouvons simultanément la plupart des points conclus dans le cadre du profil de la machine du front de Pareto. Nous notons que dès le passage au point 2 de fonctionnement (8432,-12 000), nous basculons sur la commande en tension car la contrainte V_{dmin} est désormais violée.

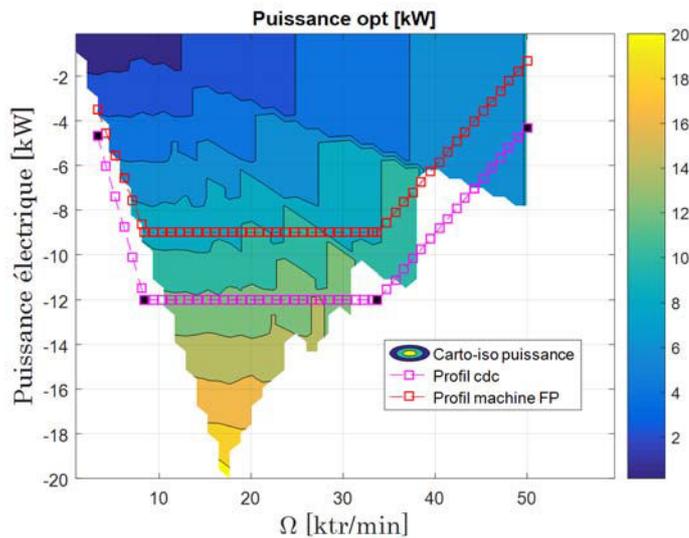


Figure 4-10 : Cartographie iso-puissance de la machine minimisant les pertes du front de Pareto.

Les résultats optimaux relatifs à cette machine dont les détails des pertes totales (Joules, fer et aérodynamiques) et pertes onduleur sont présentés sur la Figure 4-11. Les caractéristiques des pertes sont usuelles ; nous retrouvons la proportion la plus importante des pertes Joules à faibles vitesses contrairement à celle des pertes fer où les niveaux d'induction sont peu élevés. On note également que les pertes moyennes sont de l'ordre de 180W alors qu'elles peuvent atteindre 600W localement. Il convient de souligner que les pertes dans l'onduleur occupent un pourcentage considérable dans le bilan des pertes totales du système (Figure 4-12). En tenant compte de toutes ces considérations, la machine minimisant le volume admet une puissance volumique de 12 MW/m³.

4.5 Conclusion sur le dimensionnement optimal

Cette partie nous a permis de valider notre approche de dimensionnement optimal, Nous avons suivi l'évolution de la convergence de l'algorithme dans le but de comprendre la méthodologie adoptée pour trouver la solution convenable. En prenant en considération les contraintes de constructibilité, plusieurs variables géométriques ont été fixées, ceci a mené dès les premières générations à tracer l'allure de l'architecture optimale. D'où notre choix de présenter la machine qui minimise les pertes moyennes sur un cycle de 4 points de fonctionnement. Ce cycle a subi une translation de performance pour qu'au final cette machine ne peut que fournir au maximum -9kW si nous optons pour respecter toutes les contraintes (mécanique, électriques, magnétiques et thermiques) de ce cahier des charges.

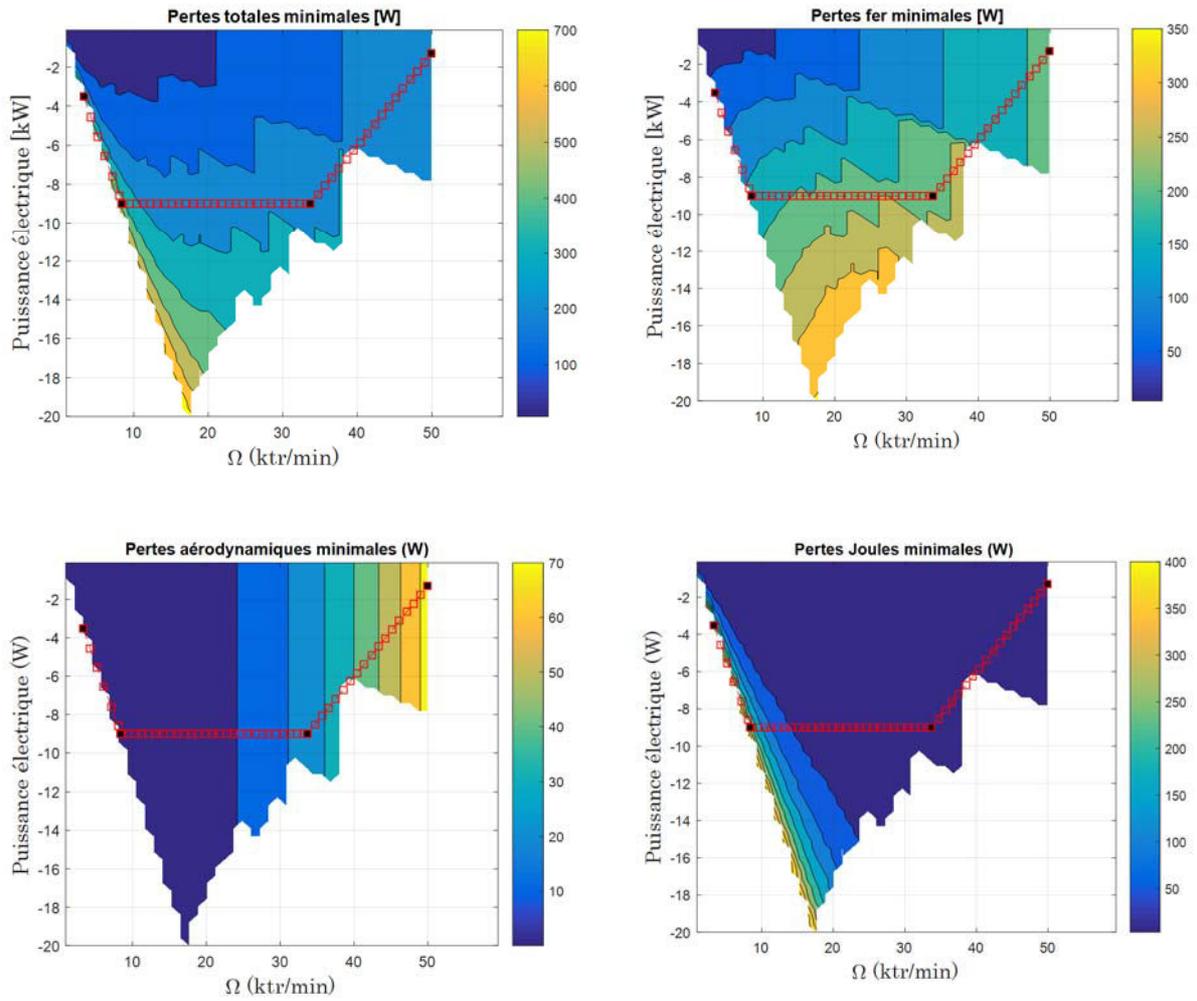


Figure 4-11 : Cartographie iso-pertes de la machine minimisant les pertes du front de Pareto.

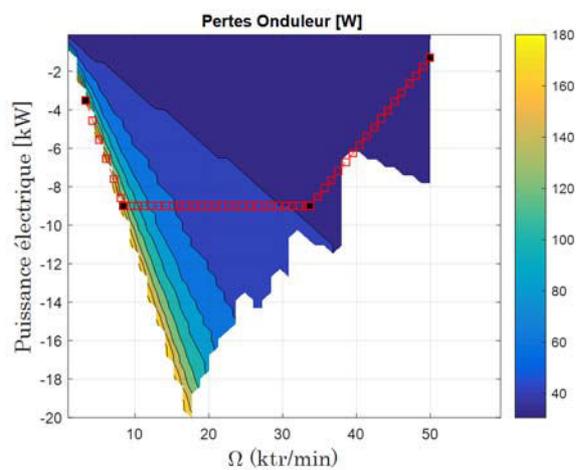


Figure 4-12 : Cartographie iso-pertes onduleur de la machine minimisant les pertes.

Conclusion Générale et Perspectives

Les travaux présentés dans ce mémoire constituent une contribution à l'évaluation des limites de compacité des machines électriques ($>8 \text{ MW/m}^3$) dont les gammes de puissance dédiées automobiles (mild-hybrid) 10-12 kW pour un fonctionnement multipoints. Il a fallu donc agir sur plusieurs leviers à la fois : augmenter la vitesse de rotation et donc la fréquence et jouer sur l'architecture. Ces leviers avaient une incidence directe sur les différentes contraintes d'ordre mécanique, thermique, électromagnétique ainsi que la stratégie d'alimentation afin de s'opposer à un problème d'optimisation à grandes dimensions qui nous a amené à une comparaison de topologies.

Une démarche bien définie doit être menée afin de trouver la meilleure solution respectant un cahier des charges assez contraignant d'une application figée par l'entreprise Valeo. Une première étape consiste à trouver une architecture qui semble avoir les atouts nécessaires : une comparaison s'avère donc nécessaire et il faut alors établir des modèles, les décortiquer afin de pouvoir étudier l'interaction entre les différents éléments. La seconde étape a pour objet de mettre en place les modèles réalisés afin de rechercher l'optimum global. Cependant, la discrétion des variables et la complexité des fonctions objectifs nous amène à choisir un algorithme stochastique d'optimisation malgré sa réputation d'être plus long que l'algorithme déterministe. En revanche, sa précision et son aptitude de convergence retiennent l'attention du concepteur qui, fait souvent recours à la modélisation analytique afin de maintenir des temps de calcul raisonnables. Par conséquent, cette modélisation analytique soulève un défi important ; comment pouvons-nous trouver la solution optimale en résistant à l'utilisation des hypothèses simplificatrices ?

Dans le but de répondre à cette question, une étude bibliographique a mis en lumière les particularités des systèmes d'entraînement à haute vitesse/haute compacité. Après avoir analysé les différentes machines candidates à la haute vitesse en spécifiant pour chacune ses points forts ainsi que ses inconvénients, nous avons retenu dans le cadre de notre application quatre architectures distinguées principalement par la disposition de l'aimant au rotor. Ainsi, nous retrouvons la machine synchrone à aimants en surface (MSAS), la machine synchrone à aimants insérés (MSAI), la machine synchrone à concentration du flux (MSCF) et la machine synchrone à aimants en V (MSAV). Ces machines se sont confrontées aux mêmes aléas du cahier de charges permettant de satisfaire un fonctionnement à puissance constante (12kW) entre une vitesse de base et k_{Ω} fois cette vitesse de base. La vitesse de base est un paramètre d'optimisation au même titre que les paramètres géométriques et les paramètres d'alimentation de la machine. La démarche d'optimisation adopte ainsi une stratégie basée sur des modèles électromagnétiques et modèles des pertes donnant suite à un front de Pareto. Dans un premier temps, nous nous sommes intéressés au modèle du 1^{er} harmonique avec prise en compte des pertes Joules afin d'obtenir des grandeurs électromagnétiques : les expressions des flux, des perméances et le couple électromagnétique ont été relevées à partir d'un schéma réductant dans le cas linéaire. Une première comparaison vis-à-vis du critère compacité sous contraintes de différents fronts de Pareto a révélé les points forts de la MSAV qui a montré

une forte compacité volumique ainsi qu'un bon rendement. Cette machine reste sous-dimensionnée à cause des pertes supplémentaires qui ne sont pas prises en considération pendant cette première étape.

Dans la seconde partie de ce mémoire, nous avons développé un programme d'optimisation paramétrique en s'appuyant sur un calcul électromagnétique numérique par éléments finis qui, par l'intermédiaire d'une analyse des cartographies, a défini de nouvelles architectures de la machine en V. En effet, nous avons constaté que les encoches dentaires classiques engendrent une ondulation de couple élevée, nous avons donc choisi d'adapter une nouvelle configuration de bobinage qui est le bobinage à épingles. La position de l'aimant central a été aussi optimisée en se basant sur l'étude des cartographies d'iso-pertes dans le plan puissance-vitesse. Ainsi, en considérant les différentes contraintes, une éventuelle structure a été mise en lumière respectant la contrainte en couple, la contrainte en tension du 1^{er} harmonique. Cependant, de point de vue thermique, mécanique et commande, cette machine n'est pas encore confrontée à ce type de défis.

Dans la troisième partie de ce mémoire, afin de déterminer les défis que la machine retenue doit relever, nous avons développé des modèles analytiques plus fins en commençant par le modèle mécanique qui, en tenant compte de la géométrie de rotor à aimant, permet de calculer la contrainte maximale d'élasticité d'où la vitesse limite de rotation pour enfin éviter le décrochage du rotor. Ensuite, nous avons mis l'accent sur le modèle magnétostatique qui se base sur un réseau de perméances bidirectionnel constituant ainsi un maillage fin comparable à celui par les éléments finis. Ce schéma réducteur a pour but de résoudre un système non linéaire en prenant en compte les fuites. La structure non conventionnelle de la machine a créé des zones fortement saturées ce qui a fait dégrader la qualité du système à se converger assez rapidement. Cette étude a été suivie par un test en court-circuit ainsi qu'une analyse de la démagnétisation. Enfin, nous avons établi une boucle d'optimisation interne qui a pour but de switcher entre la commande en tension et la commande en courant selon la forme d'onde des grandeurs électriques déduites du modèle électromagnétique. Après avoir calculé les pertes dans la machine voire les pertes fer, pertes Joules et pertes aérodynamiques ainsi que les pertes dans l'onduleur (par conduction et par commutation), un modèle thermique nodal couplé par Matlab-Simulink a été mis en place afin de déterminer le niveau d'échauffement dans toute la machine. Tous ces modèles analytiques ont été validés par le calcul éléments finis.

Nous avons ensuite intégré ces modèles multiphysiques dans une boucle externe d'optimisation en imposant les contraintes de fonctionnement ainsi que l'exigence d'atteindre les points de fonctionnement en générateur. Une attention particulière a été portée sur le couplage interactif délicat entre les différents modèles (mécaniques, magnétostatique, calcul du courant de court-circuit et thermiques). En vue d'accélérer le temps de convergence de l'optimiseur vers la solution optimale, plusieurs variables d'optimisation ont été fixées comme par exemple le nombre de paires de pôles et le nombre de spires afin d'assurer la faisabilité d'une telle architecture de machine. Les résultats de l'optimisation ont montré un front de Pareto dont la solution optimale est atteinte dès les premières générations vu le petit écart entre la première et la dernière machine. Nous avons montré que le cycle doit subir une translation de -3kW pour pouvoir trouver une machine qui peut atteindre la plupart des points de fonctionnement exigés tout en respectant toutes les contraintes mécaniques, électriques, magnétiques et thermiques. La machine qui minimise le volume admet une puissance volumique de 12 MW/m³ donc nous avons rejoint l'objectif qui consiste à trouver des machines au-delà de 8 MW/m³.

A court terme, il serait intéressant de revoir la méthode de convergence du schéma réductant : implémenter la méthode de convergence de Newton Raphson. Eventuellement, ça permettrait de faire la comparaison entre cette dernière et la méthode du point fixe dans le but de diminuer le temps de calcul. Nous aurions pu tester plus de points du cdc en adoptant plusieurs échelons de vitesse. Une modélisation vibro-acoustique peut également s'ajouter permettant d'introduire d'autres paramètres à optimiser.

A l'avenir, il serait intéressant de valider expérimentalement les résultats prospectés analytiquement des différents modèles. Une ouverture sur une validation plus approfondie notamment des modèles mécanique et thermique pourrait être une voie vers la généralisation et la transposition à d'autres machines. Il serait aussi intéressant d'aborder l'axe de recherche concernant non seulement les pertes harmoniques dans les aimants afin de compléter le dimensionnement optimal et déduire l'effet de la segmentation axiale mais aussi l'estimation plus avancée de la désaimantation des aimants dans une seconde orientation. Enfin, une étude en mode dégradé de ce type de machine ou d'une autre architecture serait nécessaire comme par exemple la machine à double excitation ou bien la machine à aimants de type PRIUS.

Références

- [1] K. Reichert and G. Pasquarella, “High speed electric machines, status, trends, and problems”, in Proc. IEEE/KTH Stockholm Tech. Conf., Stockholm, Sweden, Jun. 1995, pp. 41–49.
- [2] W. Canders, “High speed machines on magnetic bearings—design concepts and power limits”, in Proc. ICEM, Sep. 1998, pp. 20–25.
- [3] F. Martin, “Contribution au dimensionnement optimal de machines synchrones à aimants déposés en surface pour applications à hautes vitesses», Thèse de doctorat, Université de Nantes, 2013, PP.15-17.
- [4] L. Hertel and W. Hoffman, “Theory and test results on a high speed bearingless reluctance”, Proceedings of International Conference on Power Conversion and Intelligent Motion, pp. 143-147, 1999.
- [5] M. Antila, “Electromechanical properties of radial active magnetic bearings”, Université technique de Helsinki, 1998.
- [6] R. Siegwart, R. Larsonneur, and A. Traxler, “Design and performance of high speed milling spindle in digitally controlled AMB’s”, in Proc. Int. Symp. Magn. Bearings, Aug. 1990, vol. 1, pp. 197–204.
- [7] J. F. Gieras and J. Saari, “Performance calculation for a high-speed solid-rotor induction motor,” IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 59, no. 6, pp. 2689–2700, Jun. 2012.
- [8] J. Pyrhonen, J. Nerg, P. Kurronen, and U. Lauber, “High-speed, high-output, solid-rotor induction motor technology for gas compression”, IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 57, no. 1, pp. 272–280, Jan. 2010.
- [9] A. M. Bazzi, “Electric Machines and Energy Storage Technologies in EVs and HEVs for Over a Century”, IEMDC, Chicago, Mai 2013, pp.228-231
- [10] J. dang, S. Haghbin, Y. Du, C. Bednar, H. Liles, “Electromagnetic Design Considerations for a 50,000 rpm 1kW Switched Reluctance Machine using a Flux Bridge”, IEMDC, Chicago, Mai 2013, pp.341-344.
- [11] A. Arkkio, T. Jokenen, and E. Lantto, “Induction and permanent-magnet synchronous machines for high-speed applications”, Proceedings of the Eighth International Conference on Electrical Machines and Systems, vol. 2, pp. 871-876, 2005.
- [12] M. Mekhiche et al., “High speed motor drive development for industrial applications”, IEEE International Electric Machines and Drives Conference IEMDC’99, pp. 244-248, 1999.
- [13] M. T. Caprio, V. Lelos, and J. D. Herbst, “Design and stress analysis of a high speed rotor for an advanced induction motor,” in Proc. 2004 Electric machine technology symposium Conf, 2004, pp. 27-29.
- [14] A. Patzak, D. Gerling, “Design of an Automotive 48 V Integrated Starter-Generator on the Basis of an Induction Machine with Concentrated Windings”. International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), Oct. 22-25, 2014, Hangzhou, China, 2014.
- [15] G. Dajaku and D. Gerling, “A novel tooth concentrated winding with low space harmonic contents,” in 2013 IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC), pp. 755–760.

- [16] L. Papini, C. Gerada, D. Gerada, A. Mebarki, “High Speed Solid Rotor Induction Machine: Analysis and Performances”, International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), Oct. 22-25, 2014, Hangzhou, China, 2014.
- [17] A. Boglietti, A. Cavagnino, A. Tenconi, S. Vaschetto, "Key design aspects of electrical machines for high-speed spindle applications," IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, vol., no., pp.1735,1740, 7-10 Nov. 2010.
- [18] D. Gerada, A. Mebarki, N.L. Brown, K.J. Bradley, and C. Gerada, “Design Aspects of High-Speed High-Power-Density Laminated-Rotor Induction Machines”, IEEE Trans. Industrial Electronics, vol.58, no.9, pp.4039-4047, Sep. 2011.
- [19] E. Richter and C. Ferreira, “Performance evaluation of a 250 kW switched reluctance starter generator,” in Conf. Rec. IEEE IAS Annu. Meeting, Oct. 1997, vol. 1, pp. 434–440.
- [20] C.P. Riley, N. P. Sawant, D. Ilea, A. Venskus, A. M Bedford, A. M. Michaelides, X. Vinamata, P. J. Topping, J.M. Soler-Vizan, E. Odvarka, J. D. Wale, D. J. Hawke, J. M. Reeve, “Simulation based design of reluctance motors for traction applications in hybrid and electric vehicles”, Power Electronics Machines and Drives, April 2014, Manchester, UK.
- [21] X. Liu, Z. Q. Zhu, and D. Wu, “Evaluation of Efficiency Optimized Variable Flux Reluctance Machine for EVs/HEVs by Comparing with Interior PM Machine”, International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), Oct, 2014, Hangzhou, China.
- [22] M. Takeno, A. Chiba, N. Hoshi, S. Ogasawara, M. Takemoto, and A. Rahman, “Test results and torque improvement of 50kW switched reluctance motor designed for hybrid electric vehicles”, IEEE Trans. Ind.Applica., vol.48, no.4, pp.1327-1334, Jul./Aug. 2012.
- [23] G. Verez, H. Tiegna, G. Barakat, O. Bennouna, G. Hoblos et Y. Amara, “Analytical Study of Vibrations of Electromagnetic Origins in Short Permanent magnet Synchronous motors”, ELECTRIMACS 2014, 19th -22nd May 2014, Valencia, Spain, pp. 23–29.
- [24] Z. Huang, X. Huang, J. Zhang, Y. Fang, Q. Lu, “Design of an Interior Permanent Magnet Synchronous Traction Motor for High Speed Railway Applications”, Power Electronics Machines and Drives (PEMD), Mars 2012, University Bristol, UK.
- [25] Y.A. Alamoudi, G.J. Atkinson, B.C. Mecrow, “High Torque Density Permanent Magnet Machine for Automotive Applications”, Power Electronics, Machines and Drives (PEMDC), Mars 2012, University Bristol, UK.
- [26] D. Fodorean et A. Miraoui, “Dimensionnement rapide des machines synchrones à aimants permanents (MSAP). Techniques de l’Ingénieur, D6, (D3554) : 1–22, 2009.
- [27] A. Binder, T. Schneider, M. Klohr, “Fixation of buried and surface mounted magnets in high-speed permanent magnet synchronous motors”, IEEE Industry Applications Conference (IAC), PP, 2843-2848, Oct 2005, Hong Kong.
- [28] D. Fodorean, D.C. Popa, P. Minciunescu, C. Irimia, L. Szabó, “Study of a High-Speed Motorization for Electric Vehicle based on PMSM, IM and VRSM”, International Conference on Electrical Machines (ICEM), 2014, Berlin, Germany.
- [29] P. Nguyen Phi, E. Hoang, M. Gabsi, M. Lecrivain, “Dimensionnement et comparaison de machines synchrones à concentration de flux à encochage fractionnaire pour une application véhicule hybride”, EF 2009, UTC, Compiègne, France.
- [30] D. Gerada, A. Mebarki, N. L. Brown, C. Gerada, “High-Speed Electrical Machines: Technologies Trends and Developments”, IEEE Trans. Ind. Electron., VOL. 61, NO. 6, JUNE 2014.
- [31] R. D. van Millingen and J. D. van Millingen, “Phase shift torquemeters for gas turbine development and monitoring”, in Proc. Int. Gas Turbine Aeroengine Congr. Expo. Jun. 1991, pp. 1–10.

- [32] I. Takahashi, T. Koganezawa, G. SU, K. Oyama, “A super high speed pm motor drive system by a quasi-current source inverter. IEEE Trans. Industry Applications, 30(3):683–690, 1993.
- [33] G. Schweitzer, “Active magnetic bearings-chances and limitations,” in Proceedings of the 6th International IFToMM Conference on Rotor Dynamics, 2002, pp. 1-14.
- [34] J. P. Den Hartog, “Mechanical Vibration” -Third Edition. Mc Graw-Hill Book Company, 1947.
- [35] J.C. Pascal, “Vibrations et acoustique 2 ”. Rapport technique, Ecole Nationale Supérieure d’Ingénieurs du Mans, 2009.
- [36] M. E. H. Zaim, H. Ben Ahmed, and N. Bernard, “Machines électriques rapides,” in Machines électriques non-conventionnelles, EGEM., Lavoisier, Ed. 2011, pp. 123-193.
- [37] G. Schweitzer, H. Bleuler, A. Traxler. “Active Magnetic Bearings, chances and limitations”, Zurich, vdf Hochschulverlag AG, 1994.
- [38] F. Viggiano, “Active magnetic bearing and rotor design of electrical high-speed drives”. Diss ETH Zurich Nr. 9746, 1992.
- [39] W. Canders, N. Ueffing, U. Schrader-Hausmann and R. Larsonneur. “ A magnetically levitated 400kW turbo generator system for natural gas expansion”, on Internat.Symp.on magnetic Bearings, pages 435-440, Aug,1994.
- [40] G. Schweitzer, E. H. Maslen, “Magnetic bearings, theory, design and applications to rotating machinery, Book published in Springer, verlag Berlin Heidelberg 2009.
- [41] B. Chareyron, O. de la Barriere, H. Ben Ahmed, V. Kluyskens , B. Dehez , E. Salahun, “Impedance Model For Position Estimation Of Active Magnetic Bearings With A Self Sensing Approach”, Electrimecs, 2014, Valencia, Spain, pp, 73-78.
- [42] B. Multon, “Conception et optimisation de systèmes électromagnétiques”, 2005.
- [43] M. Couderc, “Contribution à l’élaboration d’une méthodologie générale de conception des machines à aimants permanents à haute vitesse”, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2008.
- [44] C. François, “Génie électrique, électronique du signal électronique de puissance et électrotechnique automatique”, ISBN 2-7298-1863-4, ellipses, 2004.
- [45] M-S. Lim, S-H. Chai, J-S. Yang and J-P. Hong, “Design and Verification of 150 krpm PMSM Based on Experiment Results of Prototype”, IEEE Trans. Ind. Electron. , Fev 2015.
- [46] A. Bettaieb, “Pertes à haute fréquence dans les rotors des machines synchrones à aimants alimentées par onduleur de tension ”, thèse de doctorat, PP, 68-69, Supélec, Oct 2010.
- [47] <http://www.schneider-electric.fr>
- [48] P. Tsao, M. Senesky, and S. Sanders, “A synchronous homopolar machine for high-speed applications”, in Industry Applications Conference, 2002. 37th IAS Annual Meeting. Conference Record of the, 2002, vol. 1, pp. 406–416.
- [49] X. Jannot, “Modélisation et optimisation d’un ensemble convertisseur-machine. Application aux systèmes d’entraînement à haute vitesse”, thèse de doctorat de Supélec, 2010.
- [50] <http://www.skf.com/>
- [51] <http://www.techniques-ingenieur.fr/>
- [52] M.-I. Lamghari-Jamal, “Modélisation magnéto-thermique et optimisation de machines rapides : Application à la machine synchrone à reluctance variable”, Thèse de Doctorat: Université de Nantes, 2006.
- [53] A. Rezzoug et Z. EL-Hadi, “Machines électriques non conventionnelles (Traité EGEM Série Génie électrique) ”, HERMÈS / LAVOISIER, 2011.

- [54] https://fr.wikipedia.org/wiki/Aimant_permanent.
- [55] A. Wiart, G. Caussin, and A. Marchenoir, "Machine homopolaire alimentée par onduleur de courant pour entraînement de grande puissance à grande vitesse," RGE, no. 10, 1984.
- [56] Y. Colette and P. Siarry, "Optimisation multiobjectif", Eyrolles. 2002.
- [57] C. Marchand, "Optimisation de Systèmes Electromagnétiques", p. 70, 2011.
- [58] D.E. Goldberg. (1989). "Genetic Algorithms in Search, Optimization and Machine Learning", 1989, Addison-Wesley.
- [59] J. Kennedy, R.C. Eberhart. (1995). "Particle Swarm Optimisation", Proceedings of the IEEE International Conference On Neural Networks, 1995, pp. 1942-1948, IEEE Press.
- [60] M. Clerc, "L'optimisation par essaims particulaires". 2004, p. 266.
- [61] J. Aubry, "Optimisation du dimensionnement d'une chaîne de conversion électrique directe incluant un système de lissage de production par supercondensateurs", thèse de doctorat, Ecole Normale Supérieure de Cachan, 2011.
- [62] Y. Coorean, "Perfectionnement d'un algorithme adaptatif d'Optimisation par Essaim Particulaire. Applications en génie médical et en électronique", thèse de doctorat, Université Paris 12 Val de Marne, 2008.
- [63] J. PERHO, "Reluctance Network for analysing Induction Machines", thèse de doctorat, Finland, 2002.
- [64] A. Mahyob, M. Elmoctar, P. Reghem et G. Barakat. "Induction machine modelling using Permeance Network Method for dynamic simulation of air-gap eccentricity". pp 1_9, 2007.
- [65] C. Delforge et B. Lemaire-Semail. "Induction machine modeling using finite element and permeance network methods". Magnetics, IEEE Transactions on, 31(3): 2092_2095, 1995.
- [66] E. Lovelace. "Optimization of a magnetically saturable interior permanent-magnet synchronous machine drive". Thèse de Doctorat, 2000.
- [67] C. Hwang et Y. Cho. "Effects of leakage flux on magnetic fields of interior permanent magnet synchronous motors". Magnetics, IEEE Transactions on, 37(4):3021_3024, 2001.
- [68] J. Farooq, S. Srairi, A. Djerdir, et A. Miraoui. "Use of permeance network method in the demagnetization phenomenon modeling in a permanent magnet motor". Magnetics, IEEE Transactions on, 42(4):1295_1298, April 2006.
- [69] Y. Kano, T. Kosaka, et N. Matsui. "Simple nonlinear magnetic analysis for permanent magnet motors". Industry Applications Conference, 38th IAS Annual Meeting. Conference Record , pp 387-392, 2003.
- [70] S. Ouagued, Y. Amara et G. Barakat, "Comparison of hybrid analytical modelling and reluctance network modelling for pre-design purposes", ELECTRIMACS, pp 238_243, Valencia, Spain, May 2014.
- [71] L. Vido. "Etude d'actionneurs électriques a double excitation destinées au transport. Dimensionnement de structures synchrones". Thèse de Doctorat, Ecole Normale Supérieure de Cachan, 2004.
- [72] P. Mathieu. "Contribution à l'étude et la conception de machines à aimants permanents destinées à la réalisation de servomoteurs à commutation électronique de puissance massique élevée". Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 1983.
- [73] B. Nedjar. "Modélisation basée sur la méthode des réseaux de perméances en vue de l'optimisation de machines synchrones à simple et à double excitation". Thèse de Doctorat, ENS de Cachan, 2011.
- [74] S. Hlioui, L. Vido, Y. Amara, M. Gabsi, and A. Miraoui, "Magnetic equivalent circuit model of a hybrid excitation synchronous machine" Compel, vol. 27, no. 5, pp. 1000-1015, Jan 2005.

- [75] K. Tioua, “ Optimisation/Conception des actionneurs à très forte compacité et haute vitesse pour applications embarquées,” Rapport de master recherche Physique et Ingénierie de l’Energie, Cachan, 2012.
- [76] <http://www.techniques-ingenieur.fr/base-documentaire/energies-th4/differents-types-de-machines-electriques-tournantes-42249210/alternateurs-synchrones-de-grande-puissance-partie-3-d3552/pertes-et-rendement-d3552niv10001.html#1.3>
- [77] A.B. Field, “Eddy currents in large slot-wound conductors”, Trans, AIEE, pp.761-788, 1905.
- [78] E. Hoang, “ Etude, modélisation et mesure des pertes magnétiques dans les moteurs à reluctances variable à double saillance”, thèse de doctorat, ENS de Cachan, 1995.
- [79] A. Boglietti, A. Cavagnino, M. Lazzari, M. Pastorelli, “Predicting iron losses in soft magnetic materials with arbitrary voltage supply : an engineering approach”, IEEE Trans. on Magnetics, vol. 39, no 2, p. 981-989, March 2003.
- [80] A. Daanoone, A. Foggia, L. Garbuio, J-C Mipo and L. LI, “A new method for design and optimization of a hybrid excitation synchronous machine by combining analytical and finite element models”, INTERMAG, Vancouver : Canada, Mai 2012.
- [81] F. Martin, “Contribution au dimensionnement optimal de machines synchrones à aimants déposés en surface pour applications à hautes vitesses”, thèse de doctorat, UNAM, 2013.
- [82] M. E. H. Zaim, H. Ben Ahmed, and N. Bernard, “Machines électriques rapides : Machines électriques non-conventionnelles”, EGEM, Lavoisier, Ed. 2011, pp. 123-193.
- [83] B.-H. Bae, S.-K. Sul, J.-H. Kwon, and J.-S. Byeon, “Implementation of Sensorless Vector Control for,” Extrapolation, vol. 39, no. 3, pp. 811-818, 2003.
- [84] S. Hlioui, “Étude d'une Machine Synchrones à Double Excitation Contribution à la mise en place d'une plate-forme de logiciels en vue d'un dimensionnement optimal”, Thèse de Doctorat, Ecole Normale Supérieure de Cachan, 2008.
- [85] R. Carlson, A Tavares, J P Bastos, M Lajoie-Majenc, “Torque ripple attenuation in permanent magnet synchronous motors”. Conference Record, IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, 1989, pp. 57-62.
- [86] N. Bianchi, S. Bolognani “Reducing torque ripple in PM synchronous motors by pole shifting”, ICEM 2000, pp. 1222-1226, 28-30 August 2000.
- [87] J. C. Dos Santos Fagundes, “Étude de moteurs à aimants et commutation électronique à champ et courants non sinusoïdaux”, Thèse de l’Institut National Polytechnique de Toulouse, 1990.
- [88] L. Gasp, “Conception d’un actionneur à aimants permanents à faibles ondulations de couple pour assistance de direction automobile ; Approche par la structure et par la commande”, thèse de doctorat, ENI de Tarbes, 2004.
- [89] H. Ben Ahmed, “Convertisseurs électromécaniques non-conventionnels ”, Cours de M2R Information, système et technologie, Université de Paris Saclay, 2010.
- [90] B. Nedjar, L.Vido, S. Hlioui, Y. Amara, M. Gabsi, “Flux focusing permanent magnet synchronous machine modeling by 2D magnetic equivalent circuit”, EPE-PEMC 2012 ECCE Europe, Novi Sad, Serbia, LS3a-1.3-2.
- [91] K. Hoang, L. Vido, M. Gabsi, F. Gillon, “3D Modeling of Double Excitation Synchronous motor with Reluctance network”, ICEM, pp, 2586-2592, 2014.
- [92] B. Nedjar, L.Vido, S. Hlioui, Y. Amara, M. Gabsi, M. Lecrivain, “Modélisation hybride : couplage éléments finis – réseau de perméances. Application à la machine synchrone à aimant permanents ”, EF, Décembre 2011, Belfort.

- [93] J.Cale, S. D. Sudhoff, J. Turner, "An Improved Magnetic Characterization Method for Highly Permeable Materials", IEE Transactions on Magnetics, Vol.42, NO. 8, August 2006.
- [94] Ming Cheng, K.T. Chau, C. C. Chan, E. Zhou, X. Huang, "Nonlinear varying-network Magnetic Circuit Analysis for doubly Salient Permanent-Magnet Motors", IEE Transactions on Magnetics, Vol.36, NO. 1, Jan 2000.
- [95] D.J. Gómez, A. L. Rodríguez, I. Villar, A. López-de-Heredia, I. Etxeberria-Otadui, Z. Q. Zhu, "Improved Permeance Network Model for Embedded Magnet Synchronous Machines", ICEM, pp, 1231-1237, 2014.
- [96] A. Fenniche, "Modélisation analytique des contraintes mécaniques pour l'optimisation des rotors des machines synchrones à haute et moyenne vitesses de rotation", Rapport de stage en Ingénierie électromécanique, Cachan/Sfax 2015.
- [97] B. Nedjar, "Modélisation basée sur la méthode des réseaux de perméances en vue de l'optimisation de machines synchrones à simple et à double excitation ", Thèse de Doctorat, ENS de Cachan, 2012.
- [98] X. Jannot, "Modélisation et optimisation d'un ensemble convertisseur-machine. Application aux systèmes d'entraînement à haute vitesse," thèse de doctorat de SUPELEC, 2010.
- [99] M.H. Bierhoff, F.W. Fuchs, "Semiconductor losses in voltage source and current source IGBT converters based on analytical derivation", 35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, Aachen, Germany, 2004.
- [100] W. Habra, " Développement de modèles thermiques compacts en vue de la modélisation électrothermique des composants de puissance", thèse de doctorat de LAAS-CNRS, 2007.
- [101] L. Idoughi, X. Mininger, F. Bouillault, "Modèle thermique équivalent d'une encoche statorique base sur la méthode FIT ", Electrotechnique du Futur, Compiègne, 24 Septembre 2009.
- [102] Z.G.W. Milton, "Bounds on the elastic and transport properties of two component composites", J. Mech. Phys.Solids, 30,177-191, 1982.
- [103] S. Küttler, "Dimensionnement optimal de machines synchrones pour des applications de véhicules hybrides", thèse de doctorat du laboratoire d'Électromécanique de Compiègne, Université de Technologie de Compiègne, 2013.
- [104] J. Couanceau, "Convection naturelle turbulente sur une plaque verticale isotherme, transition, échange de chaleur et frottement pariétal, lois de répartition de vitesse et de température", Laboratoire d'Etudes Thermiques de l'Ecole Nationale Supérieure de Mécanique et d'Aérotherme, Int. J. Heat Mass Transfer, vol. 12, pp. 753-769.1968.
- [105] S. Ben Amara, "Ecoulement et transferts thermiques en convection naturelle dans les milieux macro poreux alimentaires : Application aux réfrigérateurs ménagers", Thèse de doctorat, Institut nationale agronomique Paris-Grignon, 2005.
- [106] R. Khlissa, S.Vivier, G. Friedrich, K.EL Kadri Benkara, B. Assaad, "Thermal modeling of an Asymmetrical Totally Enclosed Permanent Magnet Integrated Starter Generator", ELECTRIMACS, 2014, I.S.B.N. 978-84-616-9961-2 –c 2014, pp 79-85.
- [107] J. Legranger, "Contribution à l'étude des machines brushless à haut rendement dans les applications de moteurs-générateurs embarqués", Thèse de doctorat, Université de Technologie de Compiègne, 2009.
- [108] B. Renard, "Étude expérimentale et modélisation du comportement thermique d'une machine électrique multi-fonctions. Application à un alterno-démarrateur intégré", Thèse de doctorat, Ecole Nationale Supérieure de Mécanique et d'Aérothermique-Université de Poitiers.
- [109] A.B. Field, "Eddy currents in large slot-wound conductors", Trans, AIEE, p.761-788,1905.

- [110] <http://www.techniques-ingenieur.fr/base-documentaire/energies-th4/differents-types-de-machines-electriques-tournantes-42249210/alternateurs-synchrones-de-grande-puissance-partie-3-d3552/pertes-et-rendement-d3552niv10001.html#1.3>
- [111] A. Bettaieb, "Pertes à hautes fréquences dans les rotors des machines synchrones à aimants alimentées par onduleur de tension", Thèse de doctorat, Supélec, 2010.
- [112] <http://www.automobile-propre.com/>
- [113] http://www.provedi.fr/web/nrrzw_00.01.02.05.0000_plan_html.html
- [114] <http://www.prosiref.com/>
- [115] M. Zheng, X. Liu, Z. Q. Zhu, "Comparaison of Variable Flux Reluctance, Switched Flux and Fractional Slot PM12-Stator Slots Machines having 10-and 14-Rotor Poles", International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), pp 2882-2887, Oct. 22-25, 2014, Hangzhou, China, 2014.
- [116] O. Hamrit, "Etude des pertes magnétiques dans les matériaux magnétiques destinés aux applications de transport en haute fréquence et sous champ didirectionnel", Thèse de doctorat, Université Paris Saclay, ENS de Cachan, 2015.
- [117] R. Kobler, D. Andessner, G. Weidenholze, W. Amrhein, "Development of a compact and low cost axial flux machine using soft magnetic composite and hard ferrite", IEEE PEDS, pp 810-815, 9-12 June, Austria, 2015.
- [118] H. Zhou, B. Yu, L. Cheng, H. Wang, X. Li, P. Zheng, "Research on a Four-Phase Fault-Tolerant PMSM Used for EVs", International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), pp 1187-1190, Oct. 22-25, 2014, Hangzhou, China, 2014.
- [119] Y. Guan, Z. Q. Zhu, I.A.A Afinowi, J. C. Mipo, and P. Farah, "Difference in Maximum Torque-Speed Characteristics of Induction Machine between Motor and Generator Operation Modes for Electric Vehicle Application", International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), pp 130-136, Oct. 22-25, 2014, Hangzhou, China, 2014.
- [120] Y. Sui, Y. Liu*, P. Wang, F. Wu, B. Yu, "Investigation of a Five-Phase 30-Slot/32-Pole In-Wheel Outer-Rotor Permanent-Magnet Synchronous Machine for Electric Vehicles", International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), pp 2595-2599, Oct. 22-25, 2014, Hangzhou, China, 2014.
- [121] D. G. Dorrell, M. Popescu, "Brushless Permanent Magnet DC and AC Motor and Synchronous Reluctance Motor Design for Racing Motorcycles", 2013 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2013.

Annexes

A : Méthodologie de dimensionnement de la première machine

Dimensionnement

Stator

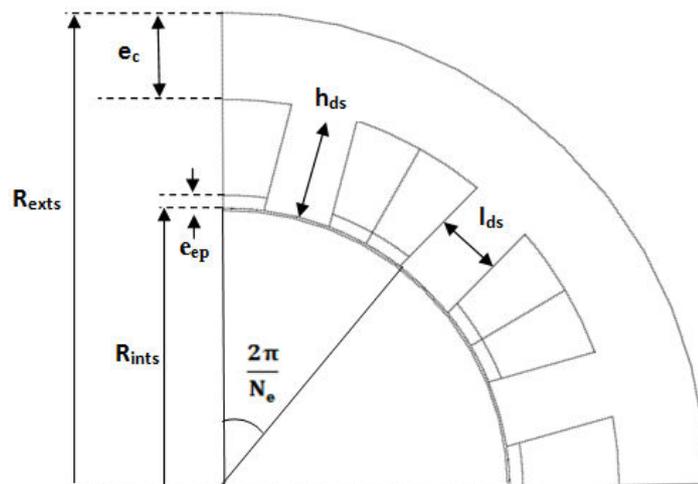


Fig. 1: Dimensions géométriques du stator de la machine étudiée

Tab. 1: Désignation des grandeurs statoriques

Symbole	Désignation	Valeur (mm)
R_{exts}	Rayon extérieur statorique	55
R_{ints}	Rayon intérieur statorique	32,5
e_{ep}	Profondeur des bobinages de stator par rapport à R_{ints}	1,5
h_{ds}	Hauteur de la dent statorique	11
e_c	Épaisseur de la culasse	10
l_{ds}	Largeur de la dent statorique	7,7

Il y'a deux méthodes afin de pouvoir dimensionner le rotor : la première nécessite toutes les dimensions des aimants (central et latéraux) (Fig. 2 (a)) et la deuxième considère les coordonnées polaires des points A et B en plus des dimensions présentées dans la Fig. 2 (b).

Dans le premier cas, les paramètres d'entrées sont choisis d'une manière à définir toutes les dimensions géométriques du rotor $\{R_{extr}, e_{fer}, R_{arb}, e_{aim}, l_{aim11}, l_{aim12}, h_{aim2}, e_{cr}, \gamma\}$ et dans le 2^{ème} cas on opte pour fixer des angles dans la mesure de réduire les paramètres d'optimisation. Une solution est éventuellement élaborée et qui consiste à fixer $\{R_{extr}, e_{fer}, R_{arb}, R_A, \alpha, \beta, \gamma, e_{aim}\}$. De cela, on peut déduire $\{l_{aim11}, l_{aim12}, h_{aim}\}$

$$l_{aim11} = 2(R_{extr} - e_{cr})\text{tg}\left(\frac{\pi}{4} - \alpha\right) \quad 7.1$$

$$l_{aim12} = 2(R_{extr} - e_{cr} - e_{aim})\text{tg}\left(\frac{\pi}{4} - \gamma\right) ; e_{cr} = R_{extr} - R_A \cos\left(\frac{\pi}{4} - \alpha\right) \quad 7.2$$

$$h_{aim} = \sqrt{(R_{extr} \cos(\beta + \frac{\pi}{4}) - R_A \cos(\alpha + \frac{\pi}{4}))^2 + (R_{extr} \sin(\beta + \frac{\pi}{4}) - R_A \sin(\alpha + \frac{\pi}{4}))^2} \quad 7.3$$

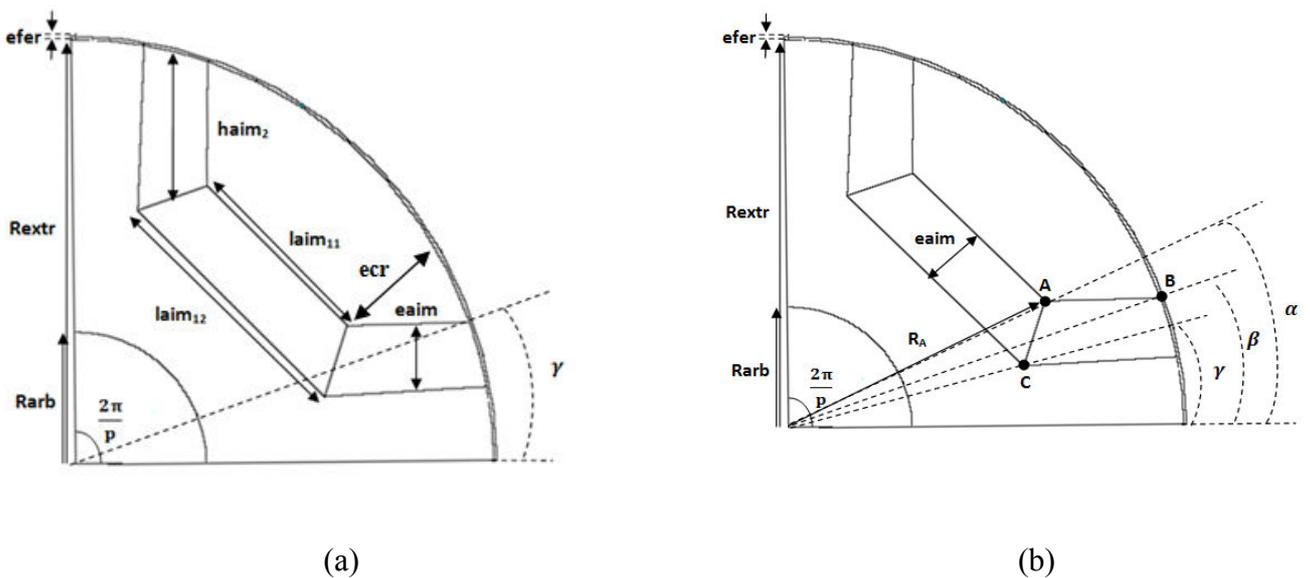


Fig. 2: Dimensions géométriques du rotor de la machine étudiée

Tab. 2: Désignation des grandeurs rotoriques

Symbole	Désignation	Valeur
R_{arb}	Rayon d'arbre	10(mm)
R_{extr}	Rayon extérieur rotorique	32(mm)
e_{fer}	Entrefer	0,5(mm)
E_{aim}	Epaisseur de l'aimant	5(mm)
h_{aim2}	Hauteur de l'aimant latéral	20(mm)
l_{aim11}	Largeur supérieure de l'aimant central	15(mm)
l_{aim12}	Largeur inférieure de l'aimant central	20(mm)
γ	Angle inf limitant l'aimant central	14,54°
α	Angle sup limitant l'aimant central	26,18°
β	Angle sup limitant l'aimant latéral	29°
R_A	Rayon caractérisant l'aimant central	23,24 (mm)
E_{cr}	Epaisseur de la culasse rotorique	10(mm)
La	Longueur active	110 (mm)

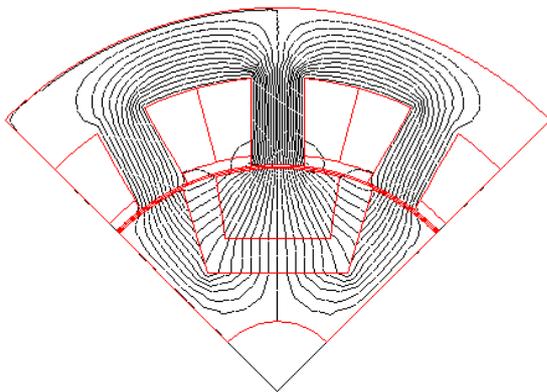
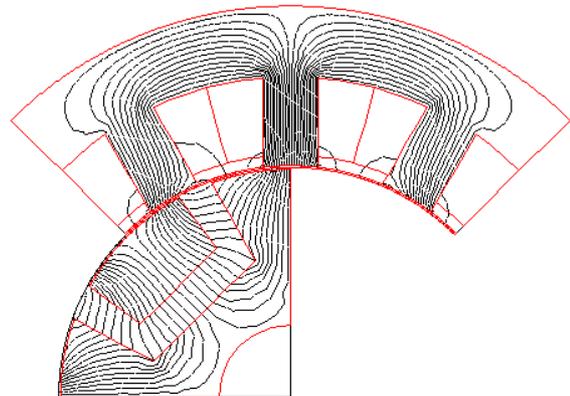
Flux à vide à $\theta=0^\circ$ Flux à vide à $\theta=45^\circ$

Fig. 3: Lignes de flux à vide

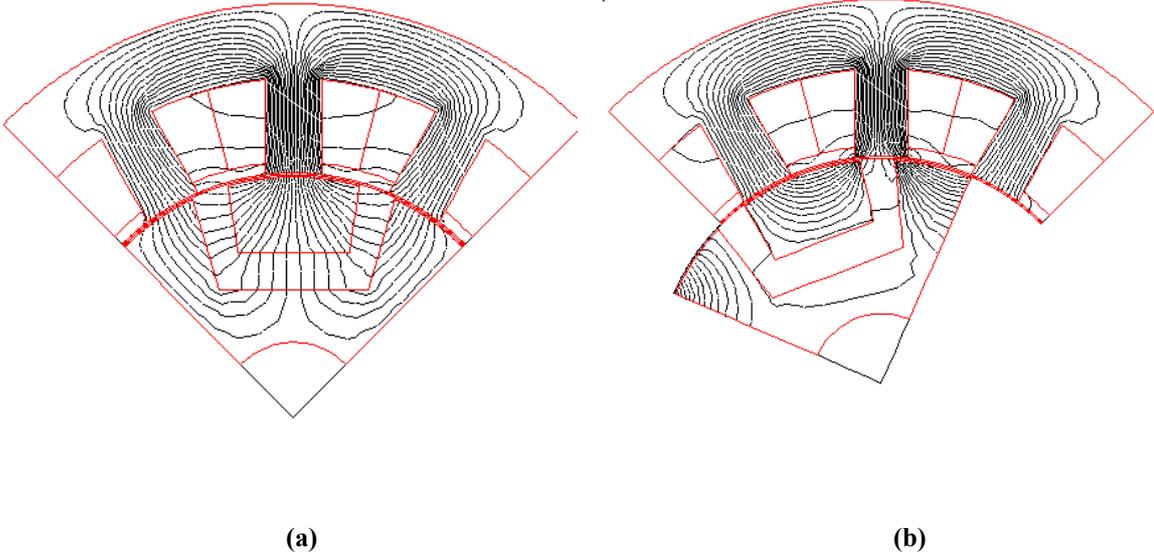


Fig. 4: Flux dans l'axe d (a) et dans l'axe q (b)

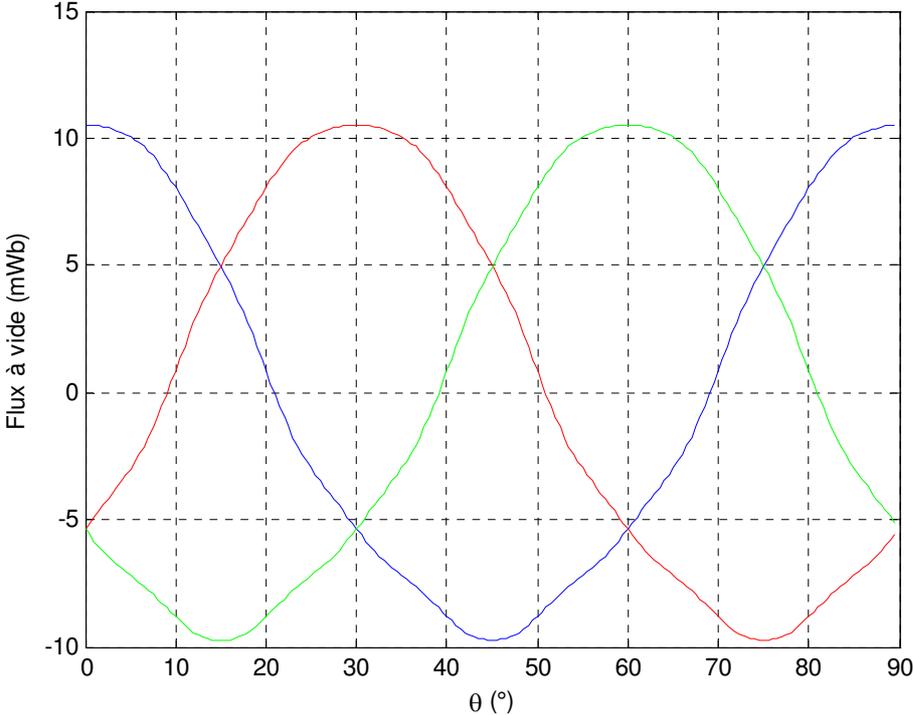


Fig. 5: Variation du flux dans les 3 phases

B : Caractéristiques de la machine à aimants en haut à épingles

MSYS=U
SMN = -.259E-04
SMX =2.00216

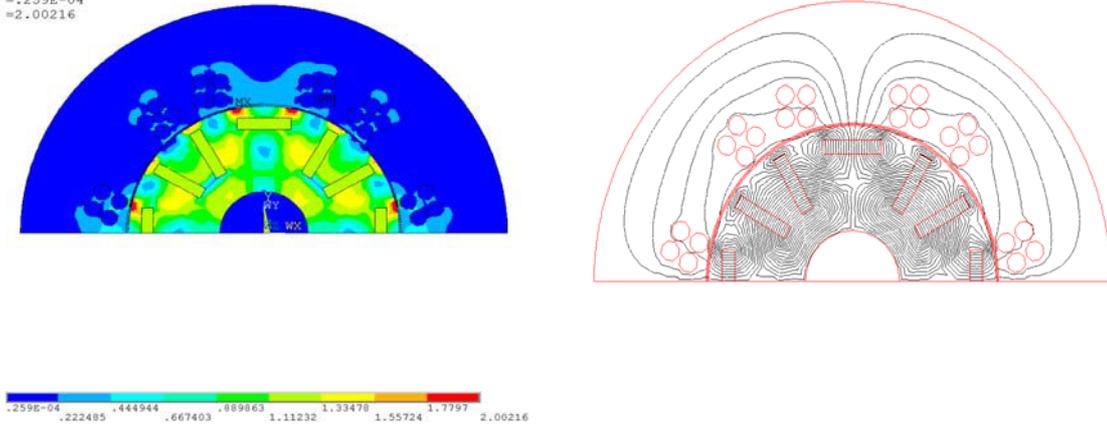


Fig. 6: caractéristiques à vide

SMX =2.60172

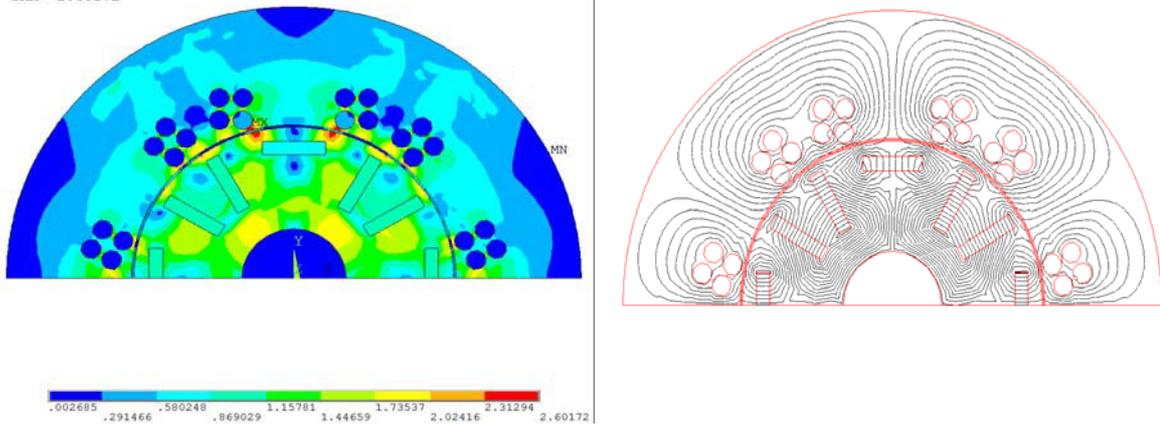


Fig. 7: caractéristiques d'axe d

Nous remarquons que cette structure engendre beaucoup de fuites ce qui nuit les performances magnétiques. Des calculs éléments finis ont été faits pour une telle machine avec un changement de dimensions et notamment une diminution de l'isme, dans ce cas $R_{exts} = 43.26\text{mm}$, $R_{extr}=25.26\text{mm}$ et isme = 2mm.

Les résultats de calcul sont présentés dans les figures suivantes.

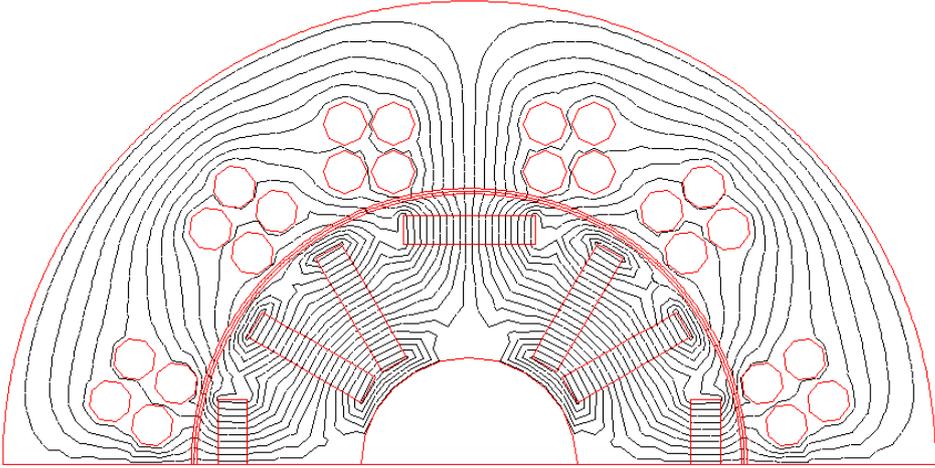


Fig. 8: Flux à vide

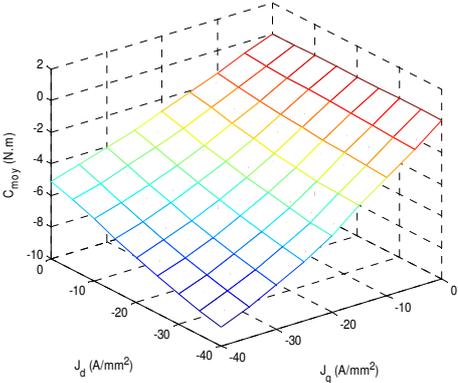


Fig. 9: couple moyen en fct de J_d et J_q

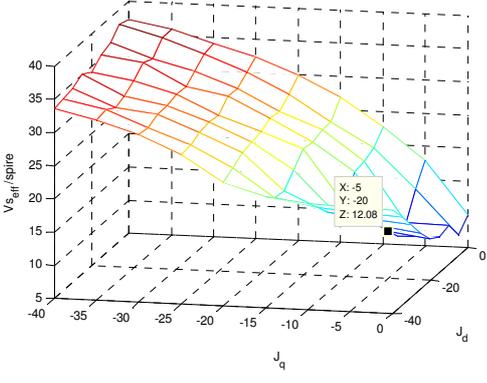


Fig. 10: tension simple efficace en fct de J_d et J_q

C : Caractéristiques de la machine dimensionnée à 60kr/min

Géométrie de la machine retenue

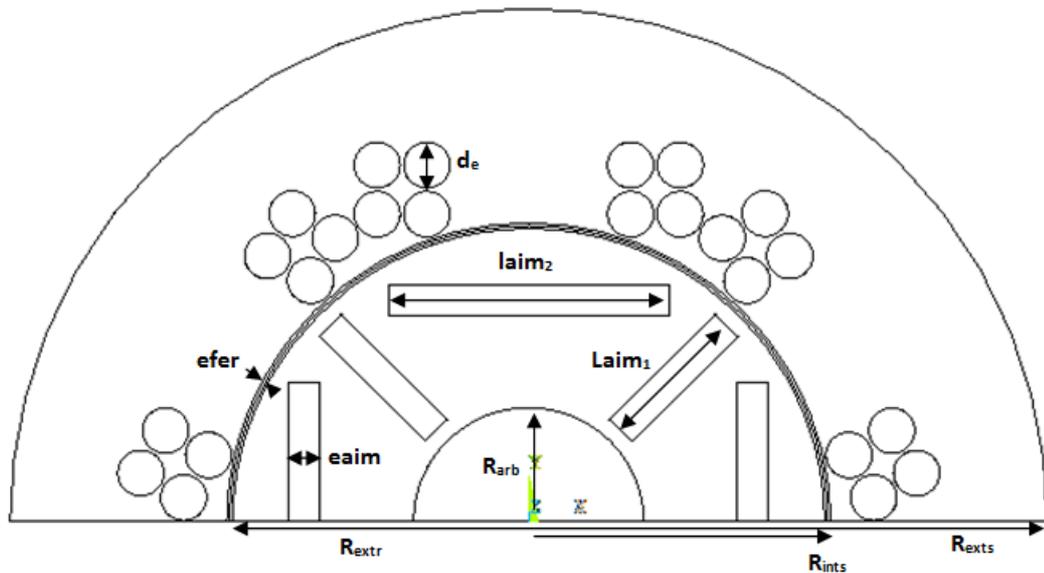


Fig. 11: Dessin de la machine

Tableau 7-1. Dimensions du stator

Dimension [unité]	Signification	Valeur
R_{exts} [mm]	Rayon extérieur statorique	45
R_{ints} [mm]	Rayon intérieur statorique	26,2
h_{es} [mm]	Hauteur de la série d'encoches statoriques	8,3
N_e	Nombre d'encoches	6
P	Nombre de paires de pôles	2
d_e [mm]	Diamètre de l'encoche	4
d_s	Distance de séparation	0,5
e [mm]	Entrefer	0,5
a_M [mm]	Longueur active maximale	90
N_s	Nbre de spires	1 par demi phase, mise en parallèle de deux conducteurs

Tab. 3: Dimensions du rotor à aimants en V

Dimension [unité]	Signification	Valeur
l_{aim1} [mm]	Longueur de l'aimant latéral	13
l_{aim2} [mm]	Longueur de l'aimant central	24
e_{aim} [mm]	Epaisseur de l'aimant	2,7
R_{extr} [mm]	Rayon extérieur rotorique	25,7
R_{arb} [mm]	Le rayon de l'arbre	10

Densité du courant max imposée	50A/mm ²
Type aimant et induction rémanente	NFeBr – 1.2 T
Température de fonctionnement	160°C
Courbe B(H)	
Tension DC	48V
Type de commande	Commande en courant sinus
Puissance massique	3 kW/kg (masse de la machine =4 kg)
Puissance volumique	20 MW/m ³

Performances de la machine

Dans la suite, nous montrerons les caractéristiques instantanées des 3 points spécifiques (A : point de vitesse maximale, B : point de 4 fois la vitesse de base, C : point de vitesse de base).

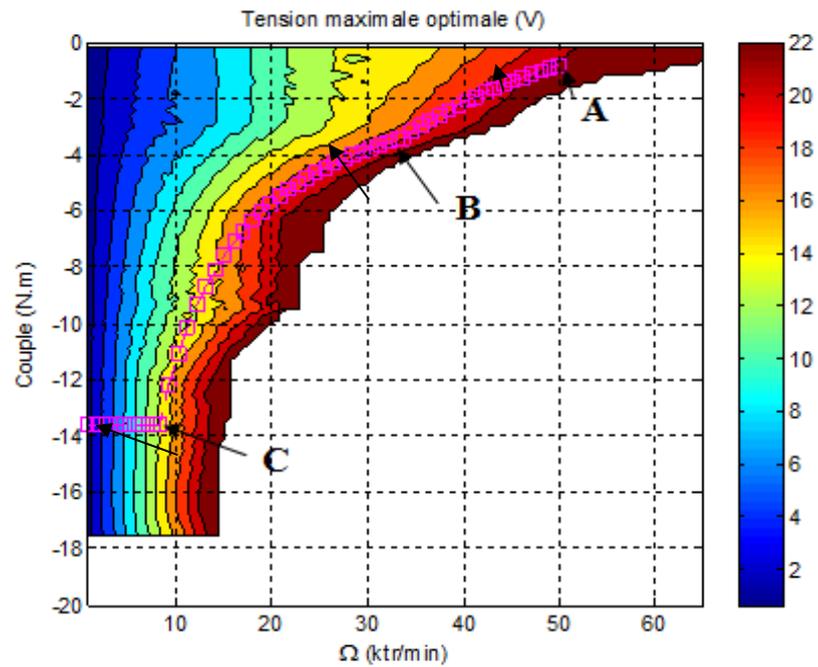


Fig. 12: Iso-tension maximale dans le plan couple-vitesse, (en magenta : caractéristiques couple électromagnétique-vitesse)

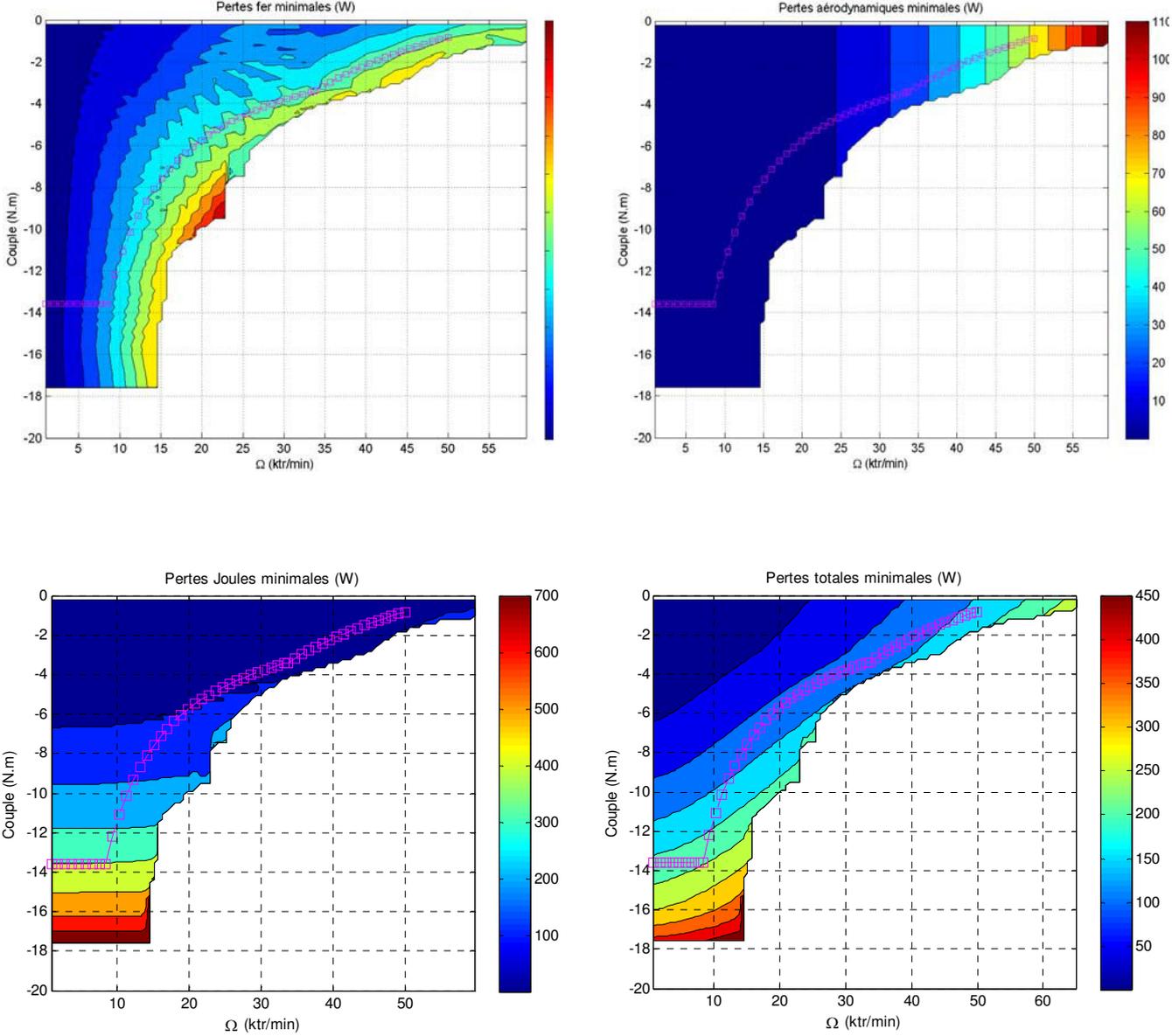


Fig. 13: Iso-Pertes dans le plan couple-vitesse

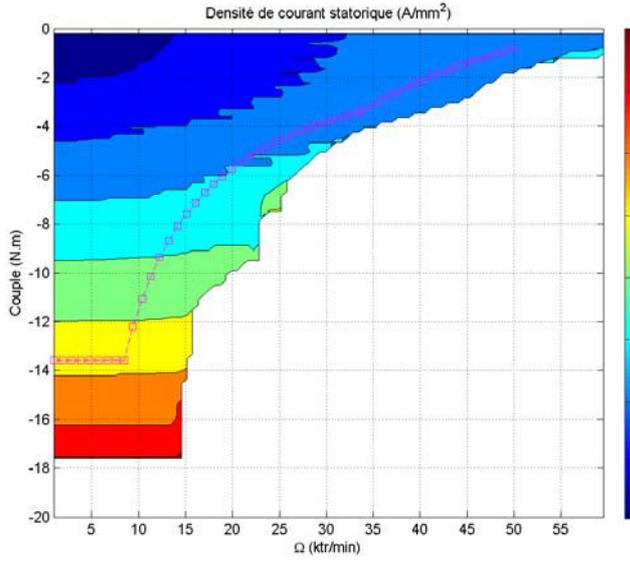


Fig. 14: Iso-densité du courant

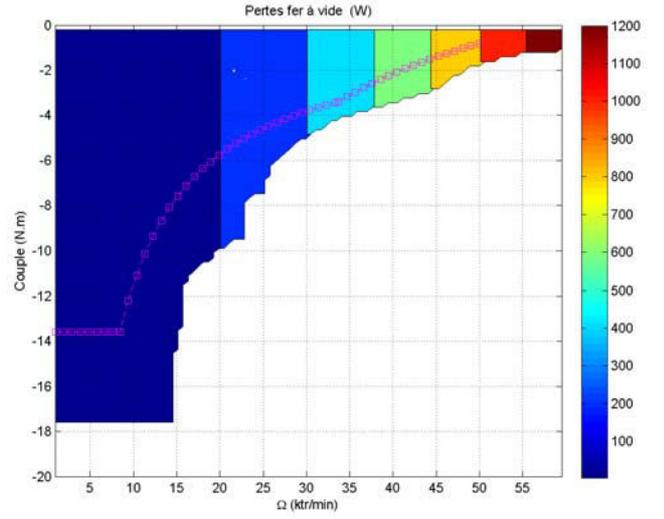


Fig. 15: Iso-Pertes fer à vide

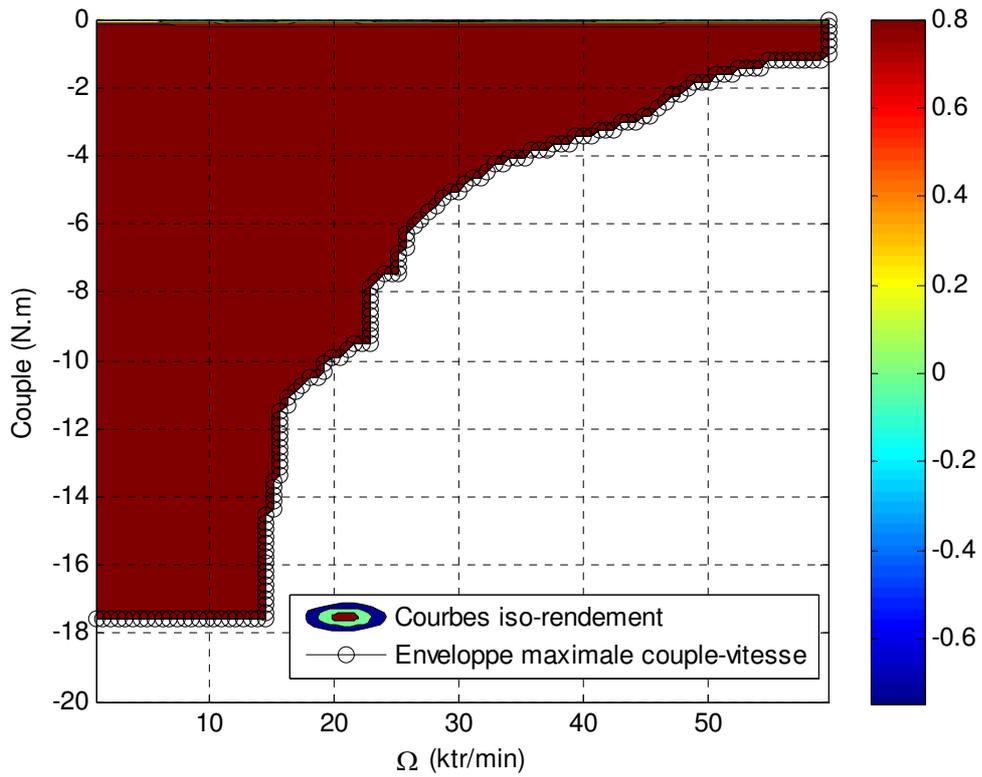


Fig. 16: Rendement de la machine

Point A (50ktr/min,-0.7 N.m) => $J_{\text{dopt}}=-20 \text{ A/mm}^2$; $J_{\text{qopt}}=-2.5 \text{ A/mm}^2$

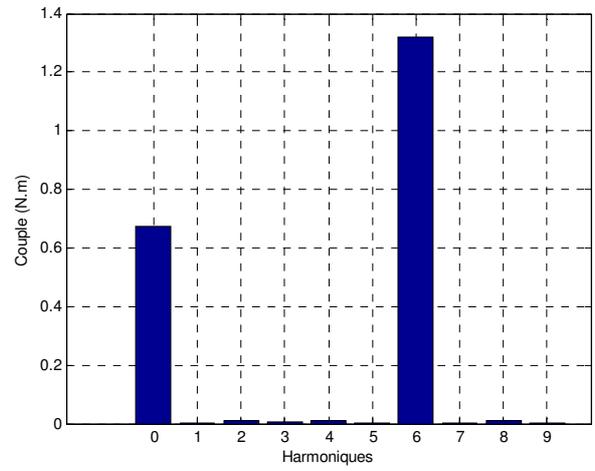
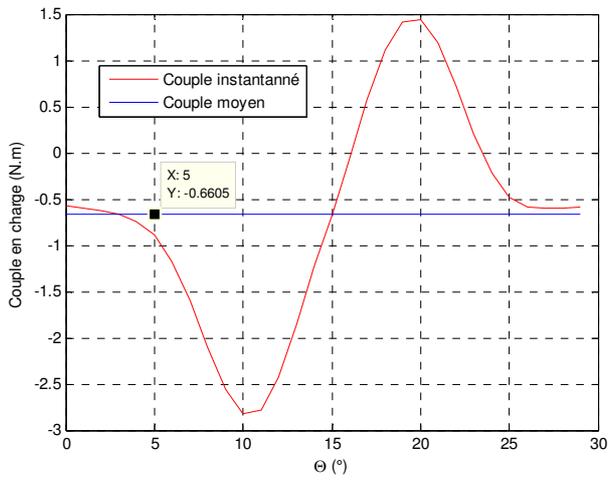


Fig. 17: Couple et son spectre harmonique pour le point A

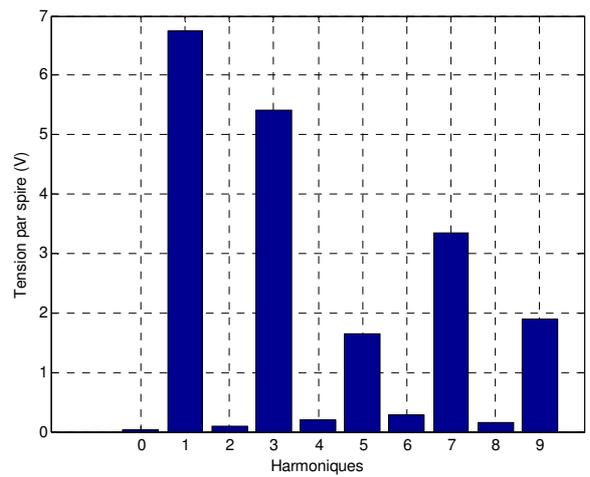
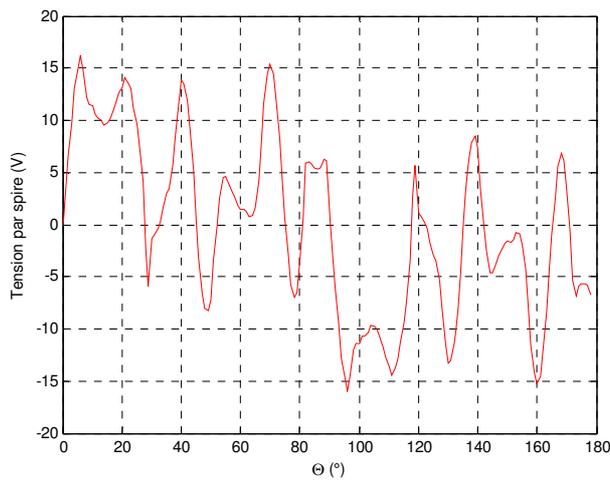


Fig. 18: Tension par phase et son spectre harmonique pour le point A

Point B (33ktr/min,-3.2N.m) => $J_{dopt} = -19 \text{ A/mm}^2$; $J_{qopt} = -11 \text{ A/mm}^2$

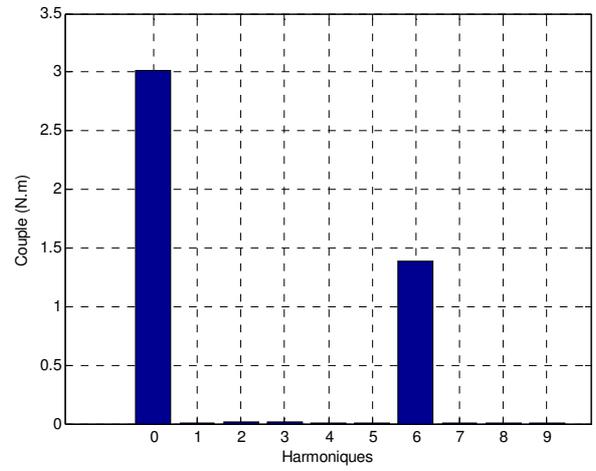
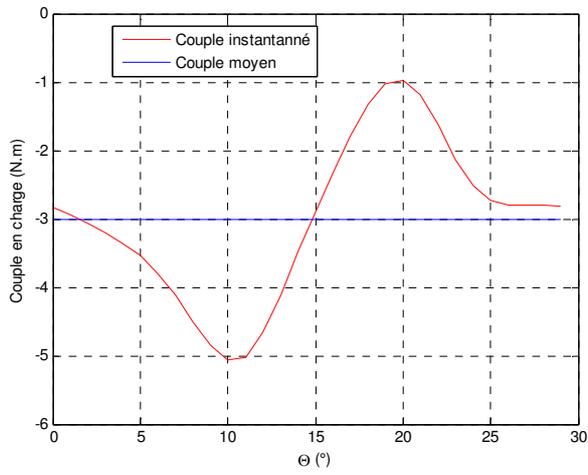


Fig. 19: Couple et son spectre harmonique pour le point B

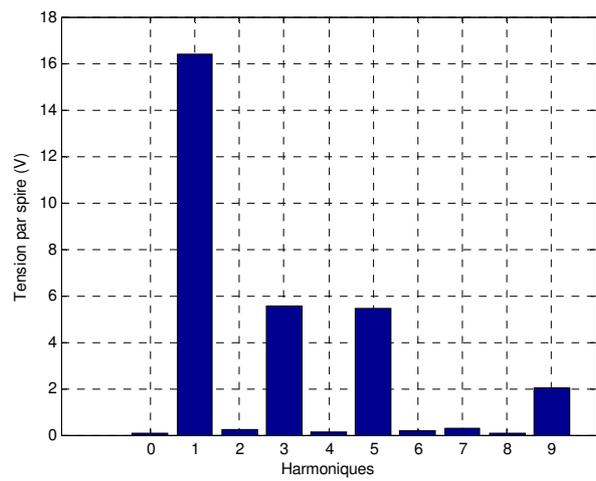
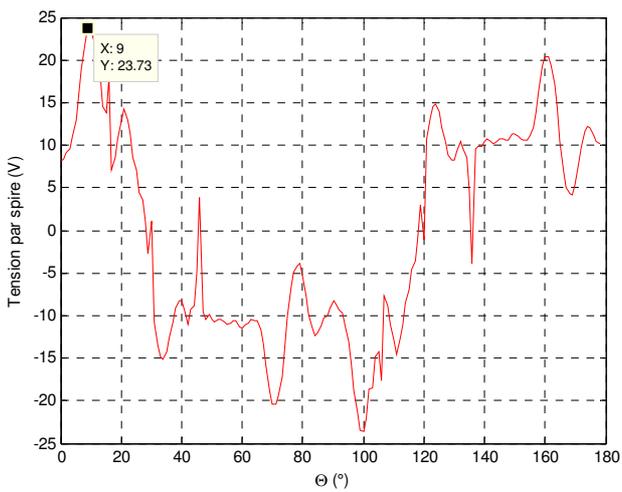


Fig. 20: Tension par phase et son spectre harmonique pour le point B

Point C (8.33ktr/min,-13.67N.m) : Point de base => $J_{\text{dopt}}=-23,5 \text{ A/mm}^2$; $J_{\text{qopt}}=-44,5 \text{ A/mm}^2$

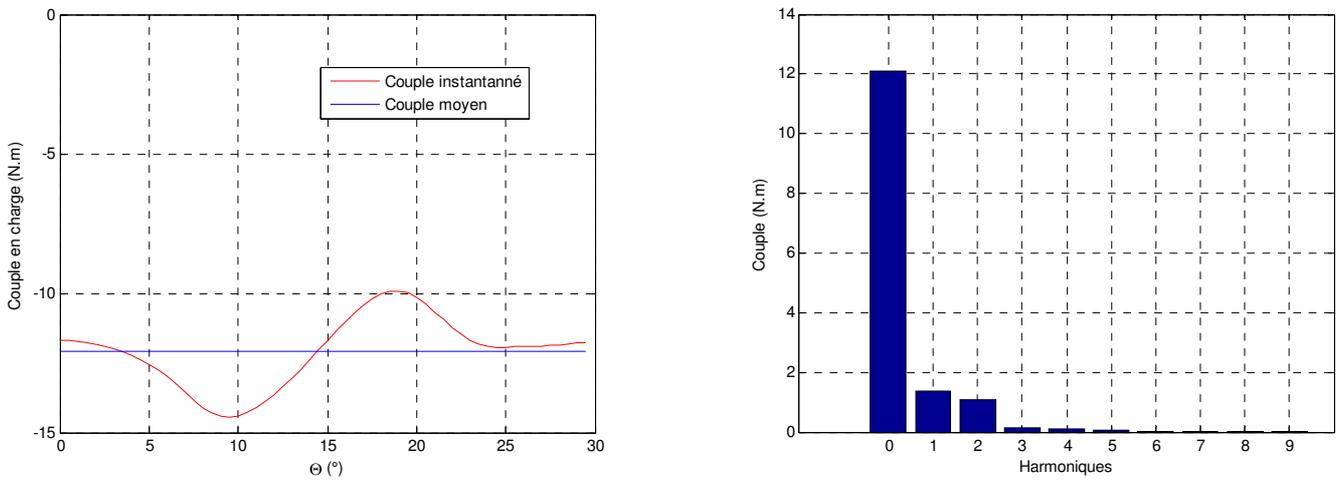


Fig. 21: Couple et son spectre harmonique pour le point C

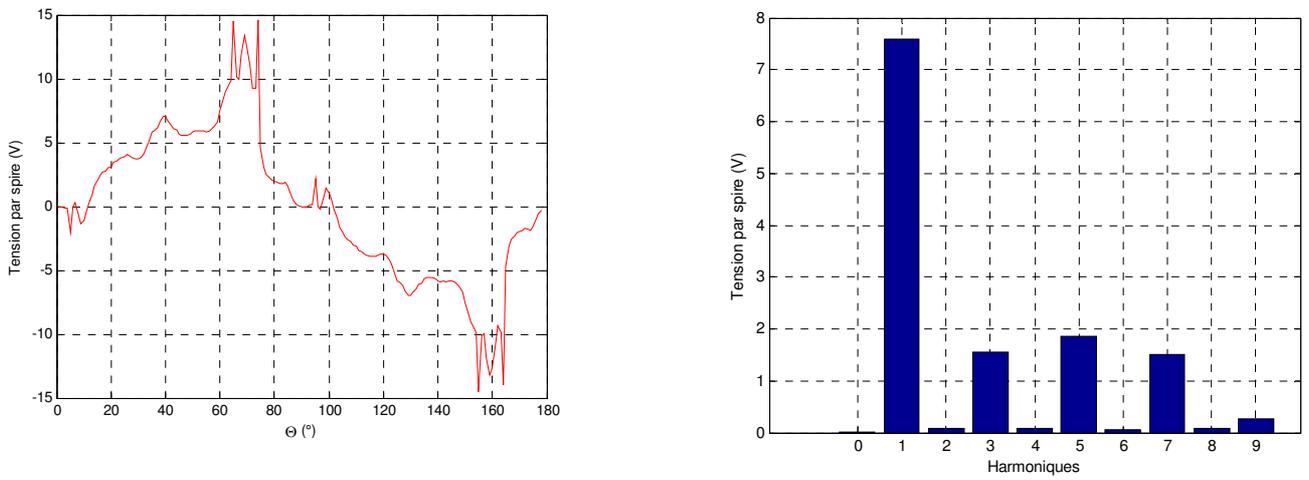


Fig. 22: Tension par phase et son spectre harmonique pour le point C

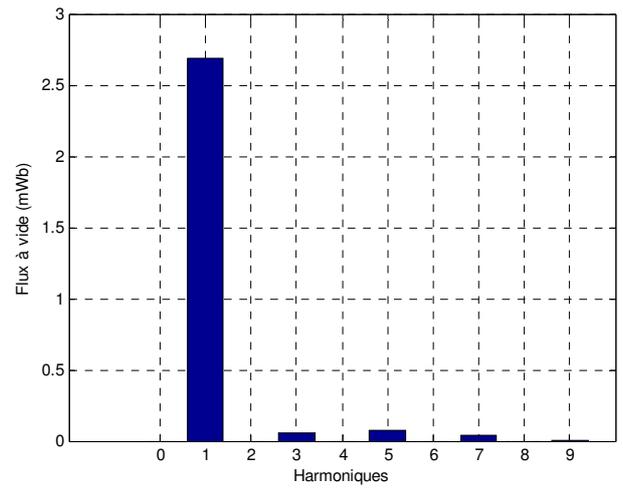
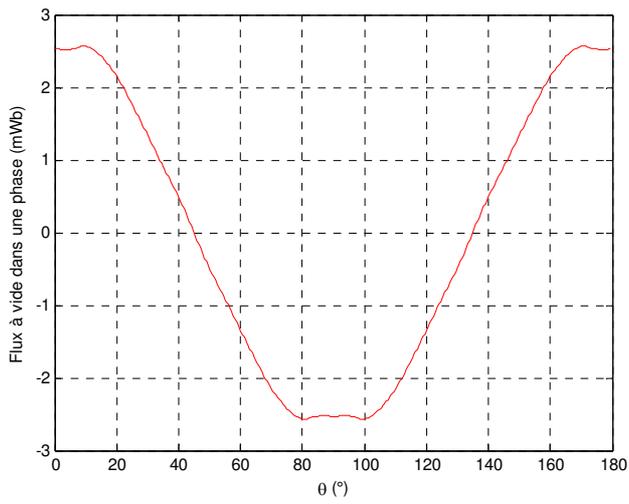


Fig. 23: Flux à vide dans une phase et son spectre harmonique

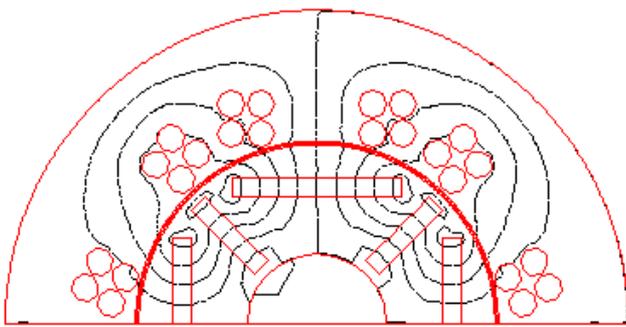


Fig. 24: Lignes de flux à vide

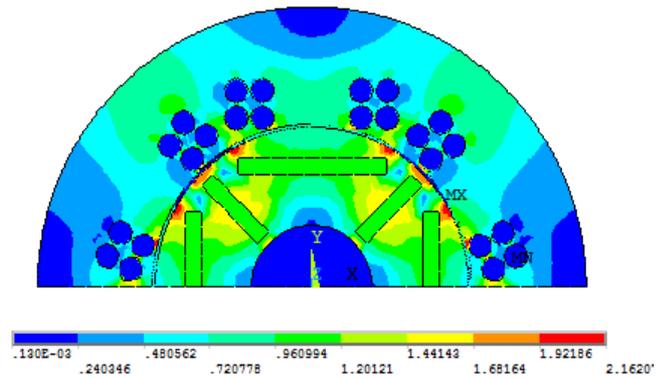


Fig. 25: Carto de l'induction à vide

Pour cette dernière machine retenue :

Flux à vide max (mWb)	2,6
Ld (μH)	2,38
Icc (A)	1092

Titre : Conception et optimisation des actionneurs à haute vitesse pour des applications embarquées.

Mots clés : Machines à aimants permanents, Plateforme d'optimisation, Modélisation multiphysique .

Résumé : Les travaux présentés concernent la modélisation analytique et l'optimisation des machines synchrones à aimants devant fonctionner à haute vitesse dans le cadre de la traction partiellement ou totalement hybrides. Toutefois, une telle application cumule des difficultés d'ordre électromagnétique, thermique et mécanique. D'où l'intérêt de la première partie qui s'intéresse à établir un état de l'art des particularités du fonctionnement à haute vitesse. Ensuite, une modélisation analytique multi-physique simplifiée a été mise en œuvre afin de mener une première comparaison entre quatre types de rotors à aimants. Celle-ci a été basée sur une optimisation multi-objectifs de manière à optimiser la vitesse de base tout en améliorant le rendement sur un cycle. Dans l'optique d'atteindre les performances souhaitées, une modélisation fine des interactions multi-physiques a été réalisée. Les verrous s'opposant à cette amélioration sont bien connus et sont principalement liés à la compacité des structures recherchées.

Le cœur de la modélisation interactive que nous avons proposée réside dans la modélisation électromagnétique qui, à l'aide d'un calcul par des schémas réticents maillés, permet de faire un choix entre deux types de commandes : en courant ou en tension. L'augmentation de la vitesse nécessite de s'intéresser sérieusement aux pertes fer et aux pertes mécaniques. Dans ce travail, nous nous sommes intéressés à développer un modèle mécanique qui estime la vitesse maximale de rotation pouvant s'intégrer aisément dans une procédure d'optimisation. La modélisation est ensuite couplée à un algorithme par essais particuliers selon une méthodologie de conception faisant intervenir l'approche du dimensionnement optimal. Ces travaux s'inscrivent dans le cadre du projet ANR AAP TTD « e-MECA » (électromécanique Embarquée à Compacité Améliorée) dont les partenaires sont : Valeo (porteur), SKF, IFPE, TEMPO, Dynfluid et le SATIE.

Title: Optimal design of high speed permanent magnet motors for embedded applications.

Keywords : PM machines, optimization platform, Multiphysical modeling

Abstract: The work presented concern the analytical modeling and optimization of high speed permanent magnet synchronous machines for Hybrid Electric traction motor. However, such an application accumulates difficulties of electromagnetic, thermal and mechanical order. The first part is interested in establishing a state of the art of the high-speed applications' particularities. Then, a simplified multiphysic and analytic modeling was implemented to conduct a first comparison between four kinds of PM rotors. This was based on a multi-objective optimization in order to optimize the delivery speed while improving the cycle efficiency. In order to achieve the desired performance, precise multiphysics interactions' modeling was performed. Bolts opposing this improvement are well known and are mainly related to the compactness of the desired structures.

The core of the proposed interactive modeling is the electromagnetic modeling which, using a reluctance network, allows to choose between two kinds of control: current control or voltage control. The high speed constraint requires serious interest to iron and mechanical losses. In this work, we are interested in developing a mechanical model which estimates the maximum speed which can be integrated easily into an optimization procedure. The model is then coupled with a particle swarm algorithm in order to involve the optimal sizing approach. These works join within the framework of the project ANR AAP TTD "e-MECA" (électromécanique Embarquée à Compacité Améliorée) where the partners are: Valeo (project leader), SKF, IFPE, TEMPO, Dynfluid and SATIE.