

Thèse de Doctorat

Nassim BEKKA

*Mémoire présenté en vue de l'obtention du
grade de Docteur de l'Université de Nantes
sous le label de L'Université Nantes Angers Le Mans*

École doctorale : ED503 STIM

Discipline : Electronique et Génie Electrique

Spécialité : Génie Electrique

Unité de recherche : Institut de Recherche en Energie Electrique de Nantes Atlantique (IREENA)

Soutenue le 03 Décembre 2015

Modélisation et optimisation d'actionneurs rotatifs fort couple pour systèmes embarqués

JURY

Président du Jury : **M. Christophe ESPANET**
Rapporteurs : **M. Daniel MATT**
M. Yacine AMARA
Examinateur : **M. Jacques SAINT-MICHEL**
Directeur de Thèse : **M. Mohammed El Hadi ZAÏM**
Encadrants : **M. Didier TRICHET**
M. Nicolas BERNARD

Professeur, FEMTO-ST, Université de Franche-Comté
Professeur, IES, Université de Montpellier
Maître de conférences HDR, GREAH, Université du Havre
Directeur Scientifique, LEROY SOMER (Angoulême)
Professeur, IREENA, Ecole Polytechnique de l'Université de Nantes
Professeur, IREENA, Ecole Polytechnique de l'Université de Nantes
Maître de conférences, IREENA, IUT de Saint-Nazaire, Université de Nantes

Remerciements

Ce travail de thèse a été réalisé au sein de l'équipe Modélisation des Dispositifs Electromagnétiques (MDE) de l'Institut de Recherche en Energie Electrique de Nantes Atlantique (IREENA) dans le cadre d'une Allocation de Recherche du Ministère.

Avant d'aborder le contenu de ce mémoire, j'adresse mes sincères remerciements à:

- Monsieur Christophe Espanet pour m'avoir fait l'honneur de présider le jury;
- Monsieur Jacques Saint Michel pour avoir accepté d'examiner ce travail et pour l'intérêt porté à nos travaux;
- Monsieur Daniel Matt, rapporteur de mon mémoire, pour avoir lu et jugé mon travail mais aussi pour les connaissances qu'il m'a permis d'acquérir au cours de mon Master.
- Monsieur Yacine Amara pour avoir accepté de rapporter sur ce travail et pour ses remarques et critiques qui ont enrichi mes réflexions.

Je remercie également mon directeur de thèse, M. Mohammed El-Hadi Zaïm, pour ses conseils, ses encouragements et aussi pour ses qualités humaines qui m'ont permis de mener à bien ce travail de recherche. J'ai beaucoup appris à ses côtés et je lui adresse toute ma gratitude.

Je tiens aussi à remercier mes deux encadrants : M. Nicolas Bernard et M. Didier Trichet pour leurs conseils et remarques pertinentes et pour tout ce que j'ai pu apprendre avec vous. Ce fut un réel plaisir de travailler avec vous.

Mes remerciements s'adressent aussi à tous les permanents de l'IREENA et plus particulièrement à M. Luc Moreau qui m'a beaucoup aidé dans la prise en main des algorithmes d'optimisation, M. Azzedine Houari pour son aide et sa générosité, M. Mourad et Mme Nadia Ait Ahmed ainsi que M. Mouloud Feliachi pour leur gentillesse et sympathie.

Le personnel technique et administratif du laboratoire Franck Judic et Christine Brohan sont aussi remerciés pour leur aide, gentillesse et leur sourire quotidien.

Evidemment, je remercie tous mes amis et collègues du laboratoire avec qui j'ai eu des discussions intéressantes et partagé des moments très sympathiques. Je remercie particulièrement les deux Mohammed khebab et naidjate, Ahmed, Ouahid, Seddik, Nacereddine qui m'ont permis de décompresser pendant les weekends et aussi pour leur

soutien moral. Je remercie aussi Jian avec qui j'ai partagé le bureau pendant trois ans, Sadok, Fiacre, Nicolas, Abderaouf, Alexis, Abdellah, Quan, Lindh, Brahim, Hao, Issam, Hakim.... pour votre sympathie, vos encouragements et votre bonne humeur. Je vous souhaite à tous une bonne continuation et pleins de succès dans vos travaux.

Je ne saurais terminer sans remercier très profondément mes chers parents, ma sœur Sonia, mon frère Réda ainsi que ma grande mère et mes tantes qui m'ont soutenu et encouragé durant toutes mes années d'études. Ce mémoire leur est dédié.

Table des matières

Introduction générale.....	9
1 Actionneurs électromécaniques fort couple dédiés aux systèmes embarqués	11
1.1 Introduction.	12
1.1.1 Besoin en machines fort couple dans les systèmes embarqués.....	12
1.1.2 Problématique des machines à fort couple	14
1.2 Différents moyens d'accroissement des performances massiques dans les machines électriques.....	16
1.2.1 Action sur la pression tangentielle	16
1.2.2 Machines à aimants avec réducteur magnétique intégré	19
1.2.3 Accroissement de la fréquence de conversion électromécanique	20
1.3 Machines synchrones à bobinage fractionnaire dentaire, état de l'art	29
1.3.1 Terminologie	29
1.3.2 Etat de l'art.....	30
1.3.3 Problématique.....	36
1.4 Objectif de la thèse.	37
1.5 Conclusion	38
1.6 Références	38
2 Méthodologies d'optimisation de la FMM des machines à bobinage dentaire	45
2.1 Introduction	46
2.2 Minimisation des harmoniques d'espace et maximisation du coefficient de bobinage, état de l'art.....	46
2.2.1 Techniques de minimisation des harmoniques d'espace	47
2.2.2 Techniques de maximisation du coefficient de bobinage	52
2.2.3 Bilan	53

2.3	Nouvelles Méthodologies pour l'optimisation de la FMM des bobinages dentaires.	54
2.3.1	Méthode passive [28], [29].....	54
2.3.2	Méthode active	62
2.4	Application des deux méthodologies pour l'optimisation du bobinage d'une machine synchrone avec une combinaison de 12 encoches/10 pôles.	65
2.4.1	Application de la méthode passive.....	67
2.4.2	Application de la méthode active	73
2.5	Bilan et conclusion	79
2.6	Références	80
3	Modélisation et optimisation du couple massique des machines synchrones à bobinage fractionnaire	85
3.1	Introduction	86
3.2	Modélisation électromagnétique.....	86
3.2.1	Hypothèses simplificatrices.....	86
3.2.2	Le calcul analytique du champ.....	87
3.2.3	Calcul des grandeurs électromagnétiques	90
3.2.4	Validation des modèles proposés	91
3.3	Modélisation des pertes	94
3.3.1	Pertes Joule.....	94
3.3.2	Pertes fer.....	96
3.3.3	Pertes dans les aimants	105
3.4	Modélisation thermique.....	116
3.4.1	Méthodes et approches de modélisation thermique des machines électriques.	116
3.4.2	Modèle thermique nodal de la machine synchrone en régime permanent	119
3.5	Dimensionnement et optimisation de la machine.....	126
3.5.1	Démarches d'optimisation	126

3.5.2	Cahier des charges.....	128
3.5.3	Formulation du problème d'optimisation	128
3.5.4	Résultats d'optimisation.....	135
3.5.5	Analyse de la robustesse de l'optimisation.....	139
3.5.6	Validation des performances de la machines optimisée.....	145
3.6	Conclusion	146
3.7	Références	147
4	Analyse des performances des bobinages optimisés.....	154
4.1	Introduction	155
4.2	Analyse et comparaison des performances de la machine équipée d'un bobinage combinant deux enroulements raccordés en étoile-triangle avec la machine de référence	155
4.2.1	Validation du concept de suppression des sous harmoniques.....	156
4.2.2	Comparaison des FEM et du couple	156
4.2.3	Comparaison des pertes.....	158
4.2.4	Comparaison du facteur de puissance des deux machines.....	162
4.2.5	Comparaison de l'échauffement	163
4.3	Analyse et comparaison des performances de la machine à distribution irrégulière des encoches avec la machine référence.....	163
4.3.1	Validation du concept.....	165
4.3.2	Comparaison des performances de la machine avec celle de la machine de référence.....	169
4.3.3	Minimisation des ondulations de couple	172
4.3.4	Analyse des performances de la machine optimisée	176
4.4	Bilan.....	180
4.5	Références	181
5	Conclusion générale et perspectives	184

6	Annexes.....	188
6.1	Annexe 1 : Calcul et détermination du bobinage statorique.....	188
6.1.1	Conditions d'établissement d'un bobinage triphasé.....	188
6.1.2	Méthodes de détermination du schéma de bobinage.....	188
6.1.3	Calcul et détermination des coefficients de bobinage.....	191
6.1.4	Références.....	194
6.2	Annexe 2: Dimensionnement de la machine synchrone à aimants avec un bobinage à pas entier à 1 encoche/pôle/phase.....	195
6.2.1	Dimensionnement de la machine synchrone à aimants avec un bobinage à pas entier	195
6.2.2	Minimisation des ondulations de couple.....	200
6.2.3	Evaluation du rendement de la machine.....	202
6.2.4	Références.....	203

Introduction générale

Face aux enjeux environnementaux et énergétiques auxquels les systèmes de transports doivent faire face, le recours à l'énergie électrique est de plus en plus envisagé. Ceci peut s'expliquer par les nombreux avantages offerts par l'utilisation des systèmes électriques: excellent rendement en conversion, bonne fiabilité, simplicité de mise en œuvre, etc... Néanmoins, pour réussir cette transition, de nombreux défis en matière de stockage et de conversion de l'énergie électrique doivent être résolus. Dans cette thèse, nous ne nous intéresserons qu'aux dispositifs de conversion électromécanique et plus particulièrement à machines lentes fort couple à entraînement direct.

Ces machines sont actuellement envisagées pour la propulsion électrique des véhicules, des navires, pour le roulage électrique des avions, etc... Néanmoins, pour que ces machines deviennent plus compétitives que les solutions existantes, il convient qu'elles puissent développer un fort couple tout en présentant une grande compacité, un rendement élevé, une bonne tolérance aux défauts ainsi qu'un coût de réalisation raisonnable. C'est sur cet enjeu que s'inscrivent nos activités de recherche.

Pour parvenir à ces objectifs, l'approche envisagée dans cette thèse concerne principalement l'optimisation du bobinage statorique. Ce bobinage est en effet un élément clé dans la génération du champ tournant et présente une influence significative sur le rendement de la machine. Nous avons organisé ce travail en quatre chapitres décrits ci-dessous.

Le premier chapitre traite des différentes solutions présentées dans la littérature pour la maximisation des performances massiques des actionneurs électromagnétiques. L'intérêt de l'accroissement de la fréquence de conversion combiné à l'utilisation des bobinages fractionnaires concentrés autour des dents est souligné. Un état de l'art des machines synchrones à aimants à bobinage dentaire est ensuite présenté et les problématiques et axes de recherche pour l'accroissement des performances des bobinages dentaires sont exposés à la fin de ce chapitre.

Dans le deuxième chapitre, nous présenterons deux nouvelles méthodologies pour l'optimisation de la force magnétomotrice (FMM) du bobinage statorique. L'objectif de la première méthodologie est de trouver, pour une machine ayant un nombre de pôles donné, la

répartition optimale du bobinage statorique permettant la maximisation du coefficient de bobinage et la minimisation du contenu harmonique de la FMM. La deuxième méthodologie utilise le principe mis en œuvre dans les machines double-étoile à bobinage réparti pour réduire les harmoniques d'espace. Nous appliquerons ensuite ces méthodologies pour l'optimisation de la FMM d'une machine synchrone caractérisée par une combinaison de $12 \times n_{\text{base}}$ -encoches/ $10 \times n_{\text{base}}$ -pôles (n_{base} est le nombre de motifs de répétitions). Deux nouvelles configurations de bobinage sont alors ressorties.

Le troisième chapitre développe des outils pour la modélisation et le dimensionnement optimal de machines synchrones à bobinage dentaire. Des modèles analytiques pour le calcul du couple, des pertes fer et des pertes harmoniques dans les aimants seront présentés. Par ailleurs, nous développerons un modèle thermique basé sur l'utilisation du réseau des résistances thermiques pour éviter de dépasser les limites thermiques des différents matériaux constituant la machine. Ces modèles seront ensuite comparés à des simulations par éléments finis et à des résultats expérimentaux issus de la littérature pour les valider. Enfin, nous couplerons ces modèles à un algorithme génétique dans l'objectif de dimensionner des machines de 10kW-50 tr/min possédant les bobinages optimisés déterminés dans le chapitre 2.

Dans le quatrième et dernier chapitre de cette thèse, nous présenterons une comparaison des performances des machines portant les différents bobinages optimisés. Nous comparerons le couple massique, le rendement, le facteur de puissance ainsi que l'échauffement de ces différentes machines. Nous conclurons enfin par un bilan présentant les avantages et inconvénients des différents bobinages étudiés dans cette thèse.

Actionneurs électromécaniques fort couple dédiés aux systèmes embarqués

Sommaire

1.1 Introduction.

1.1.1 Besoin en machines fort couple dans les systèmes embarqués

1.1.2 Problématique des machines à fort couple

1.2 Différents moyens d'accroissement des performances massiques dans les machines électriques

1.2.1 Action sur la pression tangentielle

1.2.2 Machines à aimants avec réducteur magnétique intégré

1.2.3 Accroissement de la fréquence de conversion électromécanique

1.3 Machines synchrones à bobinage fractionnaire dentaire, état de l'art

1.4 Objectif de la thèse

1.5 Conclusion

1.1 Introduction.

Les nouvelles applications telles que le roulage électrique des avions ou encore la propulsion des navires à l'aide de nacelles, imposent de fortes contraintes sur les machines électriques utilisées, tant en termes de couple que de compacité. Cela a donné lieu à de nombreux travaux de recherche pour le développement d'actionneurs électromécaniques répondant au mieux aux exigences de ces applications. Dans la première partie de ce chapitre, nous présenterons les différentes solutions proposées dans la littérature pour accroître les performances massiques des machines électriques. Nous nous intéresserons ensuite aux machines synchrones à aimants permanents avec bobinage fractionnaire concentré autour des dents. Nous détaillerons leurs avantages et inconvénients. Enfin, nous dégagerons les axes de recherche sur lesquels nous nous focaliserons dans la suite de cette thèse.

1.1.1 Besoin en machines fort couple dans les systèmes embarqués.

1.1.1.1 Avion plus électrique.

L'avion plus électrique repose sur l'ambition de remplacer progressivement les circuits hydrauliques et pneumatiques à bord par des circuits électriques. L'objectif étant la réduction de la maintenance, l'amélioration de la fiabilité et l'accroissement de l'efficacité énergétique. Le système de roulage électrique EGTS constitue une avancée concrète, il permet de faire rouler un avion sur la piste sans utiliser ses réacteurs grâce à des moteurs électriques intégrés dans le train d'atterrissage principal de l'avion (voir Figure 1 [1]).

Les avantages de ce système sont une réduction de consommation de carburant pour les manœuvres au sol, une réduction des émissions au sol de 50 à 75% (carbone et monoxyde d'azote) ainsi qu'une suppression des tracteurs et des équipements de remorquage.



(a) Avion équipé du système EGTS



(b) Roue motrice du train d'atterrissage fabriqué par Messier-Bugatti-Dowty

Figure 1: Illustrations du système de roulage électrique des avions

Pour permettre le déplacement de la masse totale de l'avion au sol, les moteurs électriques utilisés doivent développer un couple élevé ($> 5000\text{Nm}$) à faible vitesse de rotation (de l'ordre de 150 à 200 tr/min). Par ailleurs, les machines doivent entrer dans un volume réduit et avoir la masse la plus faible possible[2], [3].

1.1.1.2 Propulsion navale.

La propulsion navale a elle aussi connu une forte mutation vers l'utilisation de l'énergie électrique et ceci pour les nombreux avantages offerts. A titre d'exemple, l'utilisation d'une propulsion en nacelle Figure 2, appelée POD, permet de loger le moteur électrique de propulsion, jusque-là intégré dans la coque du navire. Cela permet d'incorporer dans une seule unité le gouvernail, l'appareil à gouverner, l'hélice, le moteur de propulsion, la ligne d'arbre, etc.

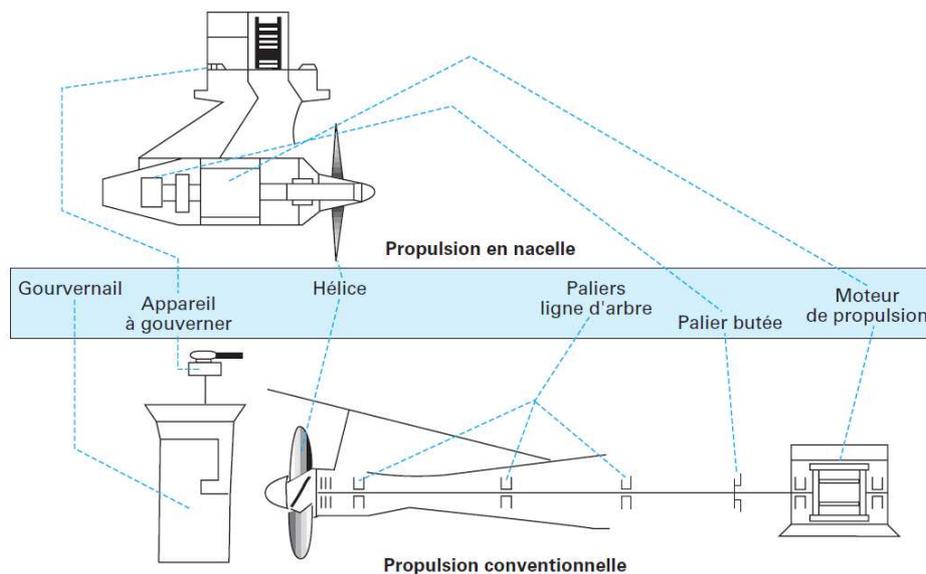


Figure 2: propulsion électrique conventionnelle et propulsion en nacelle [4]

Les avantages d'une propulsion par POD sont : un gain d'espace à bord du navire, une réduction de la consommation en carburant et une meilleure manœuvrabilité [4]. De plus, le niveau acoustique et vibratoire est amélioré par la suppression des perturbations de l'arbre mais aussi grâce à un positionnement optimal de l'hélice face au flux d'eau. Finalement, les temps de montage sur le navire sont aussi réduits. Mais pour que cela soit possible, une grande compacité est nécessaire et des moteurs basse vitesse et très grande puissance massique doivent être conçus. Par exemple, pour des gros paquebots ou des frégates, les puissances nécessaires dépassent les 10 MW par moteur à des vitesses inférieures à 200 tr/min [5].

1.1.1.3 Véhicules routiers

Pour répondre aux enjeux environnementaux, de nombreux travaux ont été réalisés pour développer des véhicules plus propres et économes. Parmi les différentes architectures possibles pour la propulsion électrique des véhicules, les solutions utilisant des moteurs intégrés dans les roues présentent un fort potentiel [6]. Cette solution permet, en effet, une intégration complète de la chaîne de transmission mécanique et une augmentation de la compacité de la fonction motrice [6]. La Figure 3 donne un exemple de moteur roue développé par la société Protean [7].



Figure 3: Constitution du moteur-roue électrique développé par la société Protean [7]

Néanmoins, cette technologie est actuellement encore au stade des prototypes et un des obstacles rencontrés pour son expansion est lié aux faibles performances massiques des machines électriques. En effet, comme il est difficile d'intégrer un réducteur dans la roue, le moteur doit fournir un fort couple et a donc tendance à être lourd et encombrant ce qui peut compromettre la stabilité du véhicule [6].

1.1.2 Problématique des machines à fort couple

Une machine électrique est principalement dimensionnée par son couple et non par sa puissance. Dans une machine tournante formée d'un stator et d'un rotor (voir Figure 4), le couple électromagnétique qui s'exerce sur le rotor peut s'exprimer comme suit:

$$\Gamma = \sigma_T \cdot 2\pi R^2 L \quad (1-1)$$

Avec :

- σ_T : la pression magnétique tangentielle dans l'entrefer,
- R : le rayon statorique interne de la machine,
- L : la longueur axiale de la machine.

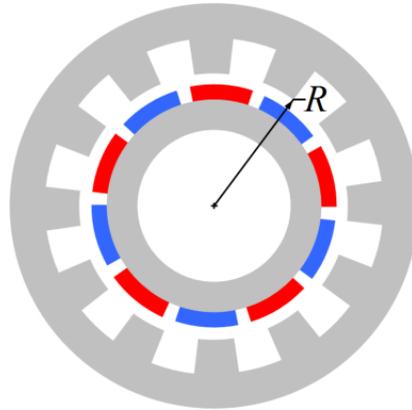


Figure 4: Coupe d'une machine tournante

La pression magnétique tangentielle d'entrefer σ_T est limitée par l'induction normale d'entrefer et par l'intensité maximale du champ de l'induit. L'induction d'entrefer est limitée par la saturation des matériaux magnétiques et l'intensité du champ est limitée par les échauffements et/ou la désaimantation des aimants. Ainsi, les pressions tangentielles maximales que l'on peut atteindre dépassent difficilement les 10 N/cm² [8]. Par conséquent, si la machine doit développer un fort couple, le volume du rotor augmente significativement et la machine devient alors lourde, encombrante et coûteuse.

La solution traditionnelle pour obtenir un entraînement lent, sans accroître pour autant la masse de la machine, consiste à utiliser un réducteur mécanique (voir Figure 5). Il permet de réduire le couple demandé au moteur donc son encombrement et sa masse. Cette solution est très répandue dans le domaine industriel puisqu'elle permet d'utiliser une machine standard avec un investissement initial réduit.

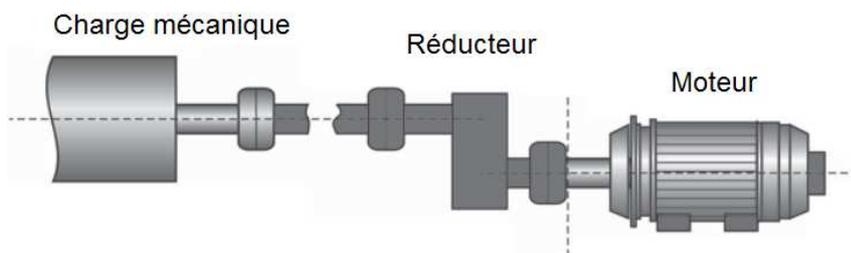


Figure 5: Schéma d'un entraînement indirect [9]

Néanmoins, une telle solution comporte de nombreux inconvénients. Le premier est la présence de pertes par frottement au sein du réducteur mécanique dues à la transmission par contact. De plus, le rendement du réducteur se détériore d'autant plus que le rapport de réduction est important[10]. Les autres inconvénients sont: une réduction de la fiabilité, une augmentation du bruit et des vibrations et un besoin accru de maintenance. Pour ces différentes raisons, il convient d'utiliser une machine à attaque directe à fortes performances massiques. Dans le paragraphe suivant, nous présenterons les différentes techniques d'accroissement des performances massiques des machines électriques.

1.2 Différents moyens d'accroissement des performances massiques dans les machines électriques

Pour accroître les performances massiques des machines tournantes, il convient d'agir sur la pression magnétique tangentielle ou sur la fréquence de conversion mais il est aussi possible de recourir à de nouvelles topologies telles que les machines à réducteur magnétique intégré [11]–[13].

1.2.1 Action sur la pression tangentielle

Pour accroître la pression magnétique tangentielle au-delà des $10\text{N}/\text{cm}^2$, il convient d'utiliser des matériaux permettant l'obtention d'induction magnétiques plus élevées dans l'entrefer ainsi que des systèmes de refroidissements plus performants pour accroître la densité linéique de courant.

1.2.1.1 Utilisation des matériaux supraconducteurs

Les matériaux supraconducteurs sont caractérisés par une absence de résistance électrique sous certaines conditions de température, de champ magnétique et de densité de courant. Ces propriétés permettent alors à ces matériaux de transporter de forts courants, sans aucune dissipation énergétique; ce qui laisse entrevoir des bonds en avant dans les performances massiques et volumiques associées à des rendements exceptionnels [14]. Les travaux de recherche sur les machines tournantes à élément supraconducteurs sont essentiellement concentrés sur les machines synchrones dans lesquelles la supraconduction est utilisée pour l'enroulement inducteur Figure 6. Il est, en effet, encore très difficile de concevoir un induit supraconducteur (enroulement polyphasé parcouru par des courants alternatifs) du fait des pertes en courant alternatif importantes.

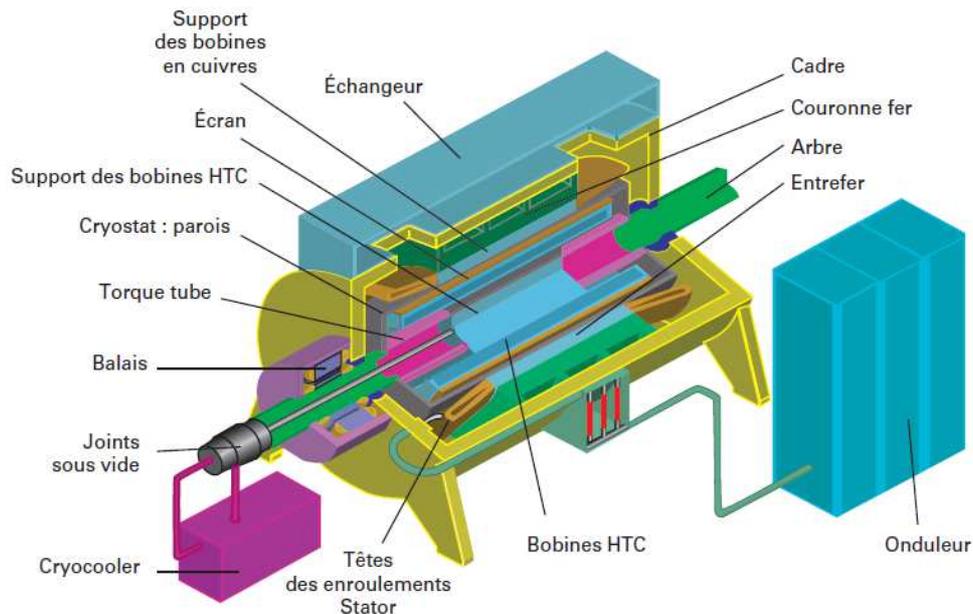


Figure 6: Machine synchrone à élément supraconducteur HTC (Haute température critique) [15]

Il est rapporté qu'avec l'utilisation d'un inducteur supraconducteur, il est possible d'atteindre des inductions dans l'entrefer de l'ordre de 1.6T à 2T et ainsi une augmentation du couple massique d'un facteur au moins égal à 2 [11]. Par ailleurs, ces moteurs présentent un faible taux d'harmoniques et des faibles ondulations de couple, dû aux entrefers importants imposé par le système cryogénique [11], [15], [16]. Un exemple de réalisation est le moteur synchrone de propulsion marine 36.5 MW – 120 tr/min construit par American Superconductor et Northrop Gruman [16]. Par rapport aux moteurs classiques, ce moteur présente un bon rendement et le gain en termes de compacité (poids et volume) est de plus de 50%.

Cependant, le coût élevé des fils supraconducteurs et l'absence d'une offre industrielle significative joints à certaines difficultés lors de l'exploitation (cryogénie, temps de mise en froid) et à une fiabilité qui reste à démontrer entravent encore le développement industriel de ces machines [15].

1.2.1.2 Utilisation de matériaux magnétiques performants

Les alliages en Fer-Cobalt présentent l'aimantation à saturation la plus élevée de tous les alliages ferromagnétiques ($B_{sat} = 2.4T$); ce qui permet d'atteindre des performances massiques inégalées. Dans la thèse [17], il a été rapporté que l'utilisation d'un alliage en Fer-Cobalt par rapport à un alliage classique en Fer-Silicium a permis de réduire d'environ 11% la masse et le

volume d'une machine électrique destinée à une application de roulage d'avion (Green Taxiing). Ces matériaux bénéficient aussi d'une perméabilité relative élevée et présentent des pertes fer massiques réduites (45W/kg à 400 Hz sous 2T). Par ailleurs, leur forte résistance à la chaleur ($T=950^{\circ}\text{C}$) en fait d'eux les produits phare des applications à contraintes sévères (aéronautique, spatial, etc.). Néanmoins, l'inconvénient principal de ces tôles est leurs coûts élevés qui peuvent atteindre 30 fois le prix de tôles en Fer-Silicium [12].

1.2.1.3 Amélioration du refroidissement de la machine

Il est aussi possible d'obtenir des pressions magnétiques tangentielles plus élevées, en utilisant des systèmes de refroidissement plus performants. Par exemple, l'utilisation d'un système de refroidissement direct par liquide, où les conducteurs électriques de l'armature statorique sont refroidis par un liquide circulant à l'intérieur de ces derniers, permet d'accroître le produit d'échauffement de $10 \times 10^{10} \text{ A}^2/\text{m}^3$ (cas d'une machine refroidie par air) à environ 100×10^{10} - $200 \times 10^{10} \text{ A}^2/\text{m}^3$ [18]. Ce mode de refroidissement est néanmoins réservé aux machines de très fortes puissances de l'ordre de 100 MW à 1000 MW. Récemment, des travaux [18], [19] portant sur l'application de ce moyen de refroidissement sur des machines de puissance réduite 8MW ont commencé à voir le jour. Dans la thèse [18], il est montré qu'en utilisant des bobinages concentriques formés de conducteurs creux dans lesquels circule un liquide de refroidissement (voir Figure 7), il est possible de réduire d'environ 60% la masse et le volume de la machine par rapport à une machine refroidie par air.



Figure 7: Bobinages refroidies par liquide[18]

L'inconvénient principal de cette solution réside dans le système de refroidissement très complexe et très coûteux.

1.2.2 Machines à aimants avec réducteur magnétique intégré

Certains auteurs proposent, en vue de réaliser des machines lentes de très grande compacité, l'intégration d'une machine synchrone à aimants permanents et d'un réducteur électromagnétique. De telles machines, même avec un refroidissement en convection naturelle présentent des performances spécifiques supérieures à celles des machines à flux transverse refroidies par un liquide, tout en ayant un facteur de puissance similaire aux machines synchrones à aimants conventionnelles [15].

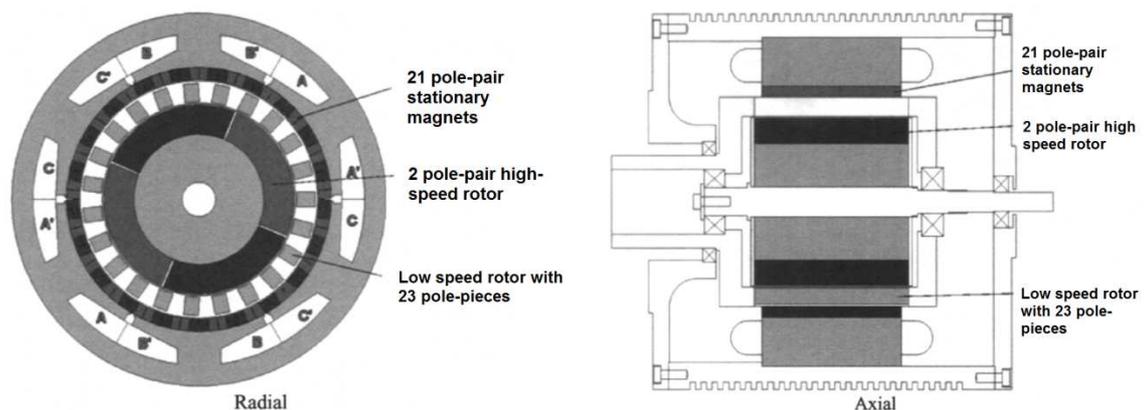


Figure 8: Machine à réducteur magnétique [13]

Cette structure montrée en Figure 8 comporte trois éléments principaux :

- Un rotor interne à aimants permanents à vitesse élevée et n'entraînant aucune charge mécanique.
- Un second rotor externe équipé de pièces ferromagnétiques tournant à vitesse réduite et entraînant la charge utile.
- Un stator supportant le bobinage triphasé et un nombre approprié d'aimants permanents côté alésage.

Dans cette machine, l'interaction du champ tournant du stator triphasé et du champ magnétique du rotor haute vitesse produit le couple comme dans une machine conventionnelle tandis que l'interaction du champ magnétique du rotor interne modulé par la structure ferromagnétique tournante et du champ magnétique créé par les aimants fixes du stator réalise la fonction de réduction électromagnétique [15]. Ce principe très prometteur, a reçu des débuts de validation par maquette à échelle réduite. Dans l'article [13] une machine à réducteur magnétique en convection naturelle avec une densité de courant de $2A/mm^2$ présente un couple volumique supérieur à $60 kNm/m^3$ avec un facteur de puissance supérieur

à 0,9. Cependant aucune réalisation industrielle de taille significative n'a encore vu le jour [15].

1.2.3 Accroissement de la fréquence de conversion électromécanique

Une autre technique envisagée pour l'accroissement des performances massiques des machines électriques consiste à augmenter la fréquence de conversion électromécanique [11], [12], [20]. En effet, dans les machines tournantes, l'augmentation de la fréquence, à vitesse de rotation donnée, s'obtient par augmentation du nombre de pôles. Ceci permet de réduire le volume des culasses (voir Figure 9) ainsi que la longueur et la masse des têtes de bobines tout en gardant un couple sensiblement constant. Par conséquent, le couple massique de la machine augmente.

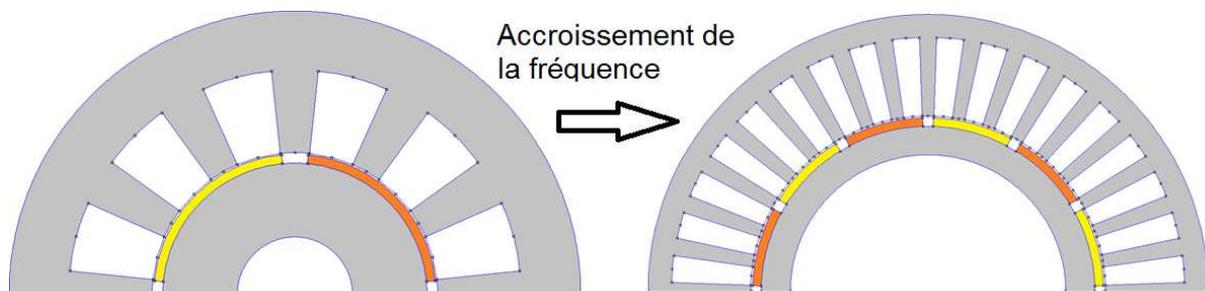


Figure 9: Impact de l'accroissement de la fréquence sur le volume des culasses statorique et rotorique

Cependant, cet accroissement de fréquence dans les machines à aimants conventionnelles avec un bobinage ayant un nombre d'encoches par pôle et par phase q supérieur ou égal à 1, conduit à une augmentation considérable du nombre d'encoches et donc :

- une augmentation du coût et de la complexité de réalisation de la machine,
- une diminution du coefficient de remplissage en cuivre, en effet, la surface d'encoche diminue alors que l'épaisseur des isolants électriques reste constante,
- le rapport entre la hauteur et la largeur d'encoche augmente et conduit à une augmentation de la réactance de fuite et ainsi une dégradation du facteur de puissance.

Afin d'accroître encore la fréquence de conversion, de nouvelles topologies aptes au fonctionnement avec un grand nombre de pôles ont été présentées[11], [20]. Dans la suite de ce document, nous ne nous intéresserons qu'aux solutions à aimants permanents du fait de leurs fortes performances par rapport aux machines à induction et à réluctance variable pure.

1.2.3.1 Machines synchrones à aimants à couplage dentaire:

Le couplage dentaire est le couplage pour lequel l'interaction fondamentale des sources s'effectue à l'échelle du pas dentaire τ_s . Le pas mécanique τ_r est proche du pas dentaire et est complètement indépendant du pas polaire τ_p . La Figure 10 illustre la différence entre une machine à couplage dentaire et une machine à couplage polaire (conventionnelle).

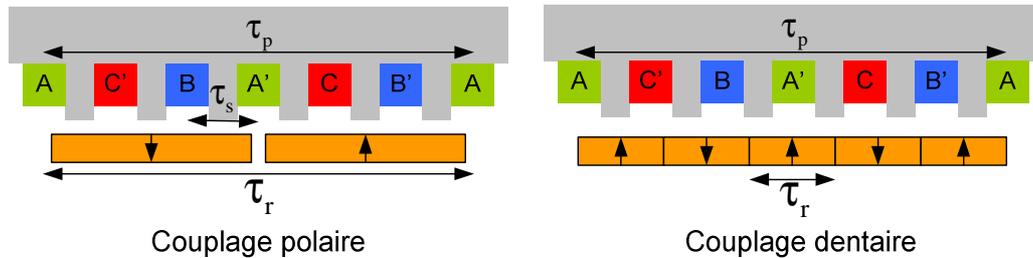


Figure 10: Illustration du couplage polaire et dentaire [20]

Parmi les différentes machines qui utilisent le principe du couplage dentaire, on peut citer les machines suivantes :

1.2.3.2 La machine à flux transverse

La Figure 11 donne une représentation schématique de la structure de base d'une phase d'une machine à flux transverse. Elle est formée d'un stator composé d'un bobinage global en forme d'anneau dans lequel circule un courant parallèle à la direction de rotation de la machine et de plusieurs circuits magnétiques, des étriers, d'orientation ortho-radiales chevauchant la bobine. Le rotor quant à lui est formé d'une culasse rotorique et de deux rangées d'aimants avec une polarité radiale alternée. Une machine triphasée comportera alors trois structures mises en parallèle.

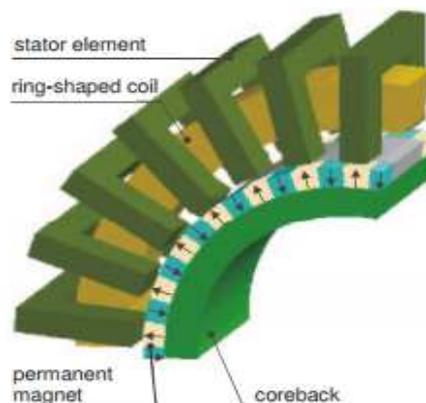


Figure 11: Module d'une machine à flux transverse [21]

Cette topologie de machines s'adapte bien aux entrainements lents à fort couple spécifique puisqu'elle permet de réaliser des pas polaires relativement faibles tout en conservant une force magnétomotrice élevée ce qu'il lui permet ainsi d'atteindre des performances spécifiques très élevées de l'ordre de 40 à 80 kNm/m³. Par ailleurs, le découplage magnétique entre les phases de la machine à flux transverse simplifie le contrôle et améliore la robustesse de la machine en cas de défaillance d'une phase. Néanmoins, cette topologie souffre de nombreux inconvénients tels qu'un faible facteur de puissance (0.35 à 0.55) en raison de la grande réactance et de la faible force électromotrice [22] ce qui conduit à un convertisseur statique avec un prix exorbitant. Leur construction mécanique est d'autre part délicate et coûteuse.

1.2.3.3 La machine à aimants à effet Vernier

Les machines Vernier à aimants font usage des motifs dérivés des machines à réluctance variable à double denture. Elles sont, d'un point de vue construction, identiques aux machines synchrones classiques. Elles sont formées d'un stator muni d'un bobinage polyphasé à champ tournant et d'un rotor à aimants déposés en surface. La différence est que, pour cette configuration, les dimensions des aimants sont complètement découplées des dimensions du bobinage (voir [Figure 12](#)) et c'est l'interaction des aimants avec la denture statorique qui produit le couple électromagnétique. En effet, la denture statorique formée de N_s dents module l'induction développée par les N_r paires d'aimants rotoriques, et l'interaction entre l'harmonique de denture de rang $(N_r - N_s)$ avec le champ tournant produit par l'armature du bobinage statorique formé de p_s pôles qui génère le couple électromagnétique. Pour assurer le couplage de ces deux champs, la relation suivante doit être vérifiée.

$$|N_r - N_s| = p_s \quad (1-2)$$

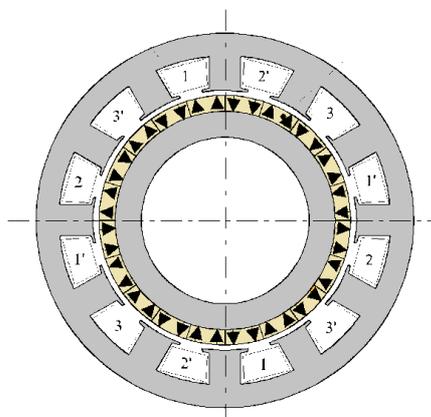


Figure 12: Machine à aimants à effet Vernier [23]

L'effet vernier offre donc la possibilité d'une augmentation du nombre de pôles au rotor sans une augmentation concomitante de la polarité des enroulements statoriques. Des couples massiques crête/permanent de 22,7 Nm/kg et 6 Nm/kg ont été obtenus dans un prototype pour véhicule léger. Néanmoins, le principal inconvénient de cette topologie de machines est leurs faible facteur de puissance qui nécessite un surdimensionnement du convertisseur de puissance [11].

1.2.3.4 La machine polyentrefer à aimants à bobinages globaux

Une machine tournante est dite de type polyentrefer lorsqu'elle dispose d'au moins deux entrefers. Puisque, l'augmentation de la fréquence permet de réduire les dimensions des parties actives, le gain en volume peut être utilisé pour insérer d'autres zones actives. On augmente de cette façon la surface d'entrefer dans un volume donné. En considérant que la pression électromagnétique tangentielle peut être sensiblement maintenue, les performances en couple de la machine augmentent. Parmi les différents types de machines mettant en œuvre ce principe on peut citer les structures discoïdes.

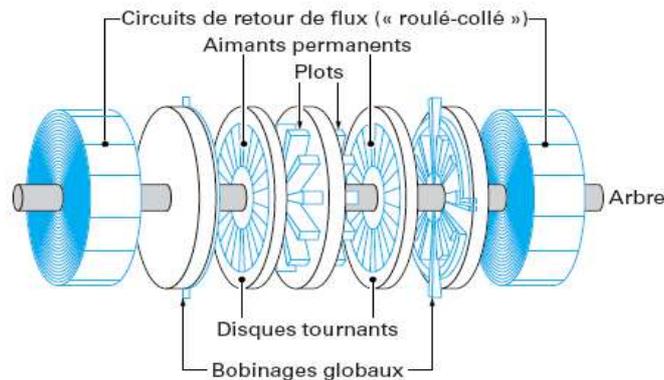


Figure 13: Machine poly discoïde [24]

La machine présentée sur la Figure 13 a été réalisée dans l'objectif de l'entraînement direct d'un bras de robot. L'utilisation de ce principe a permis d'atteindre un couple massique crête de 10 N.m/kg. Il existe d'autres structures telles que polycylindriques, etc. mais que nous ne détaillerons pas ici. L'inconvénient principal de telles machines réside dans leur construction mécanique : elles nécessitent en effet un faible jeu mécanique et un centrage parfait des rotors pour éviter les efforts radiaux.

1.2.3.5 La machine à réluctance variable à plots dentés excitées à double saillance

Les machines à réluctances variables à plots dentés excitées sont dotées d'un stator saillant muni de plots dentés et d'un rotor constitué d'un empilage de tôles dentées ne comportant ni conducteur ni aimant. Ces machines sont de bonnes candidates pour les entraînements lents à fort couple spécifique. En effet, leur stator à plots dentés permet l'utilisation d'un rotor à grand nombre de dents tout en gardant un nombre d'encoches restreint. Par ailleurs, elles présentent une structure simple, robuste et peu coûteuse [25].

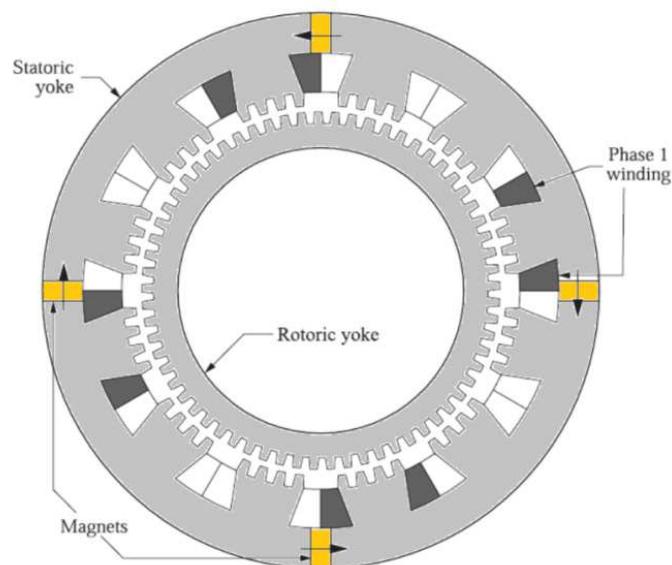


Figure 14: Machine à aimants permanents à double saillance [11]

Une génératrice triphasée de 10 kW fonctionnant à 50 tr/min a été conçue et optimisée dans [26]. En fonctionnement permanent, à 5A/mm^2 de densité de courant au stator, le couple massique est de 12 Nm/kg et le couple volumique est de 45.5 kNm/m^3 . Néanmoins, l'inconvénient principal de cette machine est son faible facteur de puissance qui est inférieur à 0,6.

1.2.3.6 Machines synchrones à aimants et à bobinages fractionnaires concentrés autour des dents

Une autre technique explorée pour augmenter la fréquence de conversion consiste à utiliser un bobinage fractionnaire concentré autour des dents. Ces bobinages, caractérisés par un nombre d'encoches par pôle et par phase $q = Z/(2mp)$ inférieur ou égal à $1/2$, permettent d'augmenter le nombre de pôles tout en gardant un nombre d'encoches restreint. En effet, en comparaison avec les bobinages traditionnels où un minimum de trois encoches par pôle est nécessaire, ces

bobinages nécessitent un nombre d'encoches par pôle qui est quasiment trois fois moindre (dans le cas d'une machine triphasée). Par ailleurs, comme le bobinage est concentré autour des dents statoriques, les têtes de bobines sont réduites au minimum (voir Figure 15). En conséquence, l'encombrement axial de la machine et les pertes Joule diminuent.

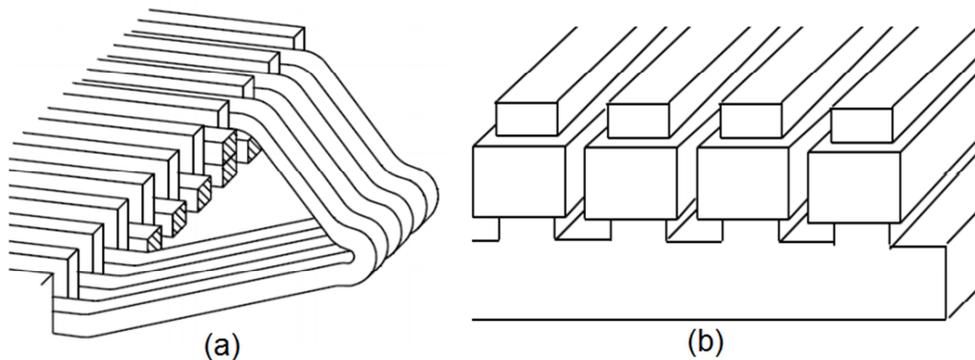


Figure 15: (a) Bobinage distribué, (b) bobinage fractionnaire concentré autour des dents [27]

Ces bobinages permettent aussi d'atteindre des coefficients de remplissage en cuivre très élevés (entre 50-78% au lieu de 35-45% [28]) et ainsi des performances massiques supérieures. En effet, pour la même surface d'encoche, l'accroissement du coefficient de remplissage en cuivre permet de faire passer plus de courant par encoche sans augmenter la densité surfacique de courant. Par conséquent, une densité linéique de courant plus importante peut être injectée afin de renforcer le couple sans produire des pertes supplémentaires [29]. Enfin, ces bobinages présentent une bonne tolérance aux défaillances grâce à la séparation physique et magnétique entre les bobines [28], [30] et se prêtent bien à l'automatisation et à la production de masse et donc à la réduction des coûts de fabrication.

Dans une pré-étude réalisée dans la référence [31] sur une génératrice éolienne de 2.2MW à 17 tr/min en attaque directe, il a été montré qu'il est possible d'accroître d'environ 50% le couple massique en utilisant le bobinage dentaire au lieu du bobinage réparti conventionnel. En outre, il a été montré dans [32], [33], que l'utilisation du bobinage dentaire permet d'accroître le rendement mais aussi de réduire d'une manière significative le couple de détente ainsi que les ondulations de couple.

Actuellement, ces machines sont utilisées dans de nombreuses applications industrielles et l'exemple le plus significatif est celui du secteur automobile. La Figure 16 donne quelques exemples de réalisation.

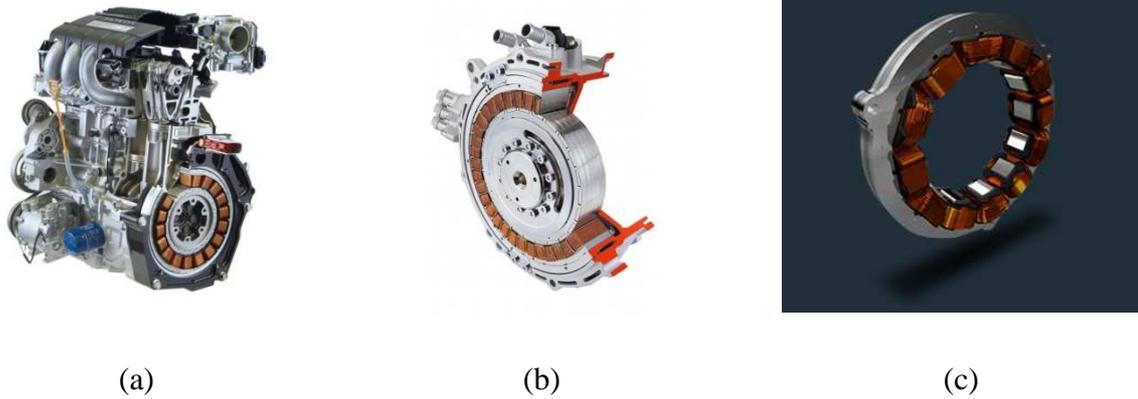


Figure 16: (a) Moteur électrique d'assistance Honda, (b) Moteur-Générateur intégré de Bosch, (c) Générateur à aimants de la Toyota Prius 2010

Une des particularités des machines à bobinage fractionnaire dentaire par rapport aux bobinages à pas entier est que le couple électromagnétique est produit par l'interaction d'un harmonique du champ statorique avec le fondamental du champ rotorique (excepté pour le bobinage avec $q=1/2$ où le couple est produit par l'interaction des fondamentales). Ces machines sont aussi parfois désignées par *machines à couplage harmonique* [11].

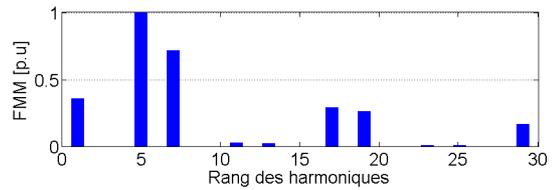
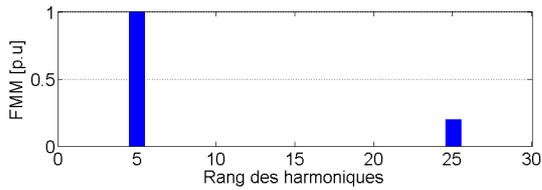
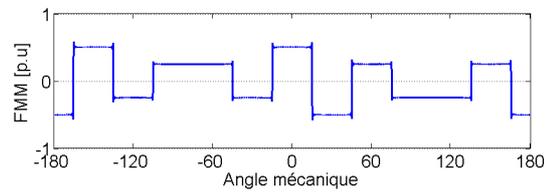
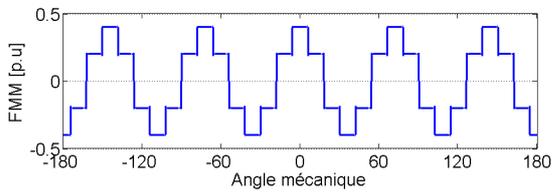
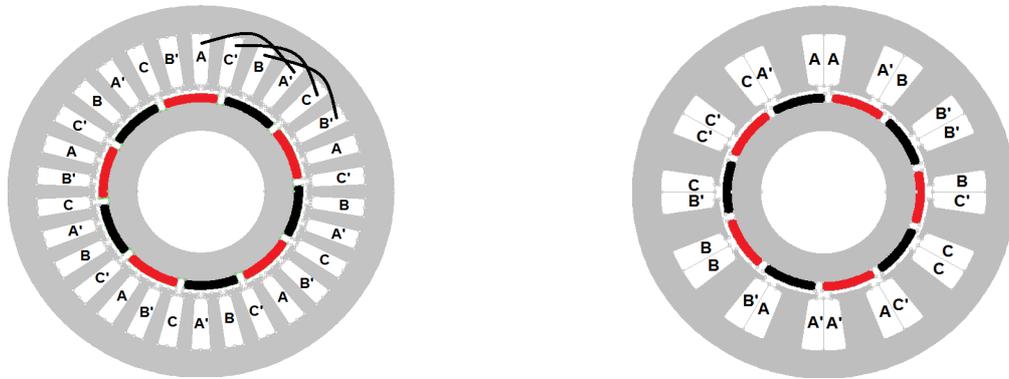
Pour illustrer le principe du couplage harmonique, nous avons tracé sur la Figure 17 la FMM produite par le bobinage de deux machines synchrones constituées chacune d'elles d'un rotor à 10 pôles et d'un stator avec un bobinage à pas diamétral dans le cas de la première machine et d'un stator avec un bobinage à pas fractionnaire dans le cas de la seconde machine. A partir de l'analyse des spectres harmoniques, nous pouvons constater que la conversion d'énergie dans la machine à bobinage à pas entier s'effectue à partir de l'interaction du fondamental des champs statorique et rotorique. Alors que dans la machine à bobinage à pas fractionnaire, le couple est produit à partir de l'interaction de l'harmonique 5 de la FMM avec le fondamental du champ rotorique. En effet, c'est cet harmonique qui présente une fréquence spatiale identique à celle du fondamental des aimants permanents. Dans la littérature, on désigne cet harmonique par *l'harmonique de travail ou l'harmonique principale* [30], [34].

Par ailleurs, nous pouvons remarquer que, dans le cas du bobinage à pas entier, tous les harmoniques de la FMM présentent une fréquence spatiale égale à $(2k+1) \times p$ (p étant le nombre de paires de pôles), alors que dans le cas du bobinage à pas dentaire, il existe des harmoniques dont le rang est inférieur à l'harmonique de travail, c'est ce qu'on appelle les "sous-harmoniques" mais aussi des harmoniques proches de l'harmonique de travail avec des amplitudes très élevées.

Machine à bobinage à pas entier $q=1$

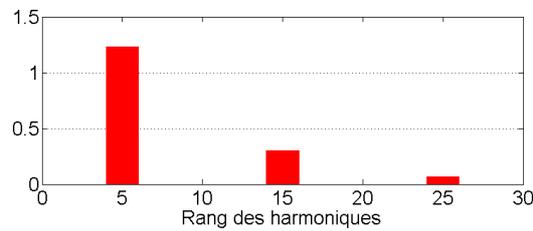
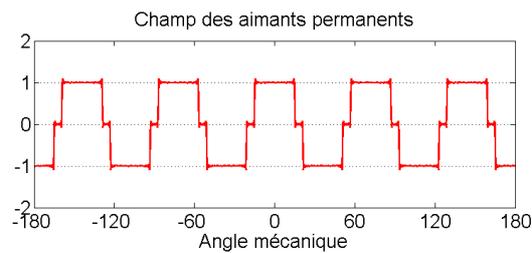
Machine à bobinage fractionnaire dentaire

$q=0.4$



FMM produite par le bobinage à 1encoche/pôle/phase

FMM produite par le bobinage dentaire



Champ magnétique produit par les aimants permanents

Figure 17: Comparaison entre le bobinage à pas entier et le bobinage fractionnaire

Ces harmoniques parasites tournent à des vitesses asynchrones à celle du rotor et induisent des courants de Foucault dans toutes les parties conductrices du rotor, ce qui peut provoquer une augmentation considérable des pertes rotoriques ainsi qu'une élévation de la température des aimants et donc un risque de désaimantation irréversible. Ces harmoniques ont aussi pour effet d'accroître le niveau de bruit et de vibrations de la machine. Ce sont les principaux inconvénients des bobinages fractionnaires concentrés autour des dents.

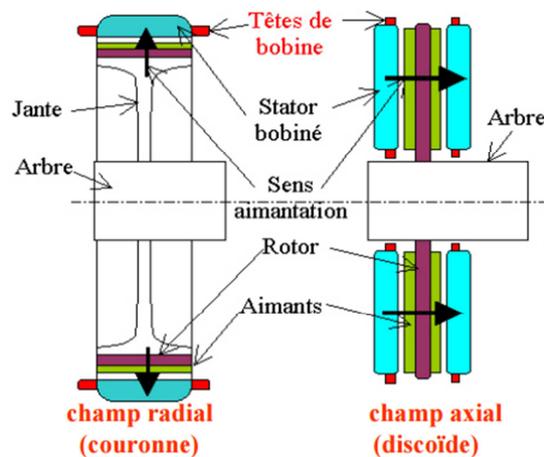


Figure 18: Machine à flux radial (à gauche) et à flux axial double stator (à droite) [35]

Enfin, notons que ce type de bobinage peut être utilisé sur différentes topologies de machines telles que les machines à flux axial, à flux radial, avec un rotor interne ou externe, à aimants déposés en surface ou enterrés, etc. Néanmoins, pour les applications de type forts couples où les machines sont caractérisées par des diamètres importants, la structure à flux radial avec un rotor interne et à aimants déposés en surface est actuellement la solution la plus répandue. En effet, par rapport à la machine à flux axial (Figure 18), les efforts mis en jeu au niveau de l'entrefer sont moins contraignants et la structure mécanique est moins sensible aux déformations. Aussi, l'utilisation d'un rotor interne avec des aimants déposés en surface est plus simple à réaliser et plus robuste par rapport aux autres solutions à rotor externe ou à aimants enterrés [36].

1.2.3.7 Bilan

En conclusion, parmi les différentes topologies de machines aptes au fonctionnement à basse vitesse et à fort couple massique, les machines synchrones à aimants à flux radial avec un bobinage fractionnaire concentré autour des dents offrent un bon compromis entre performances, fiabilité et simplicité de réalisation. En effet, même si elles sont moins bonnes

d'un point de vue couple massique que les structures à flux transverse, polyentrefers, etc. elles restent tout de même supérieures aux machines à bobinage réparti classique. Par ailleurs, elles présentent une structure mécanique d'une très grande maturité industrielle et leur facteur de puissance très proche de celui des architectures conventionnelles permet l'utilisation d'un convertisseur statique de puissance apparente et de coût réduit. Au vu de ces conclusions, il semble donc intéressant d'étudier plus en détails cette topologie de machine afin de cerner les défis à relever et de proposer ainsi des solutions qui permettront de tirer encore plus profit de cette topologie de machines.

1.3 Machines synchrones à bobinage fractionnaire dentaire, état de l'art

1.3.1 Terminologie

Dans la littérature anglo-saxonne, le bobinage fractionnaire concentré autour des dents est désigné par différentes appellations telles que : "*Fractional Slot*", "*Concentrated winding*", "*Fractional slot with concentrated winding*", "*Non overlapping winding*", "*Tooth coil winding*", "*Modular machines*", etc. [33]. Néanmoins, les noms les moins appropriés pour décrire cette topologie de bobinage sont "*Fractional slot*" ou "*Concentrated winding*" car ils peuvent prêter à confusion avec les bobinages conventionnels avec un nombre d'encoches par pôle et par phase $q \geq 1$. Ainsi, dans la suite de ce manuscrit, nous désignerons cette topologie de machines soit par "*Machines à bobinage dentaire*", "*Machines à bobinage fractionnaire concentré autour des dents*" qui sont toutes les deux équivalentes.

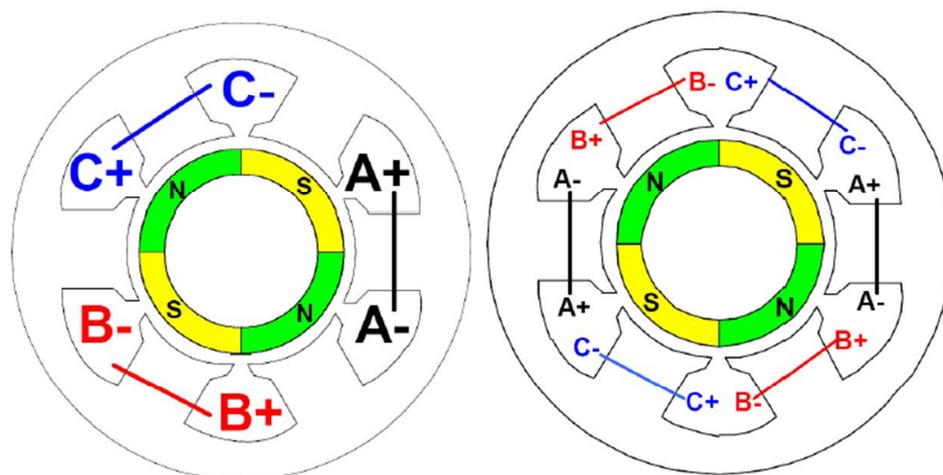


Figure 19: Bobinage en simple couche (à gauche) et en double couche (à droite)[37]

Les bobinages dentaires se présentent généralement sous deux formes, simple couche et double couche comme montré sur la Figure 19. Il existe néanmoins des bobinages avec un

plus grand nombre de couches, jusqu'à 4 généralement mais ceux-ci ne seront décrits que dans le chapitre suivant. Les bobinages simple couche font référence aux bobinages présentant un seul faisceau de conducteurs par encoche et les bobinages en double couche désignent ceux présentant dans la même encoche deux faisceaux de conducteurs appartenant à deux bobines distinctes.

1.3.2 Etat de l'art

Le bobinage dentaire a été mentionné pour la première fois dans un brevet datant de 1895 [36]. Il fut ensuite utilisé dans les années 90 dans les machines électriques présentes dans les périphériques d'ordinateurs tels que : ventilateurs, disque dur, etc. Ces machines présentent une puissance inférieure à 50 W et ont souvent un nombre de phase réduit pour respecter les contraintes de coût [38]. En revanche, ce n'est qu'à partir des années 2000 que ce bobinage a commencé à voir le jour dans les machines triphasées de forte puissance [36]. En effet, à cette époque, la sélection des combinaisons encoches/pôles ainsi que la détermination du bobinage n'étaient pas encore très bien connues [28]. Car, contrairement aux bobinages à pas entier où il n'existait qu'un nombre limité de combinaisons encoches/pôles, les bobinages fractionnaires permettaient un choix plus large. Cela a posé des difficultés concernant le choix de la combinaison encoche/pôles et aussi la détermination de la répartition du bobinage qui assure un coefficient de bobinage élevé.

Les travaux de Cros et Viarouge [38] ont permis d'apporter une vision éclairante concernant le choix des combinaisons encoches/pôles et ont permis aussi d'attirer l'attention de nombreux chercheurs et industriels sur cette topologie de bobinage. En effet, ils montrèrent le potentiel des bobinages dentaires dans l'amélioration des performances des machines électriques (réduction du volume du cuivre et des pertes Joule, réduction du couple de détente, etc.). Ils définirent aussi des règles concernant le choix des combinaisons encoches/pôles permettant l'obtention de bobinages équilibrés et développèrent une méthode systématique permettant de trouver la répartition optimale du bobinage statorique. Une brève description de cette méthode est présentée en *annexe 1*.

De nombreux travaux ont été réalisés par la suite pour analyser l'impact des combinaisons encoches/pôles sur le coefficient de bobinage, les harmoniques d'espace, les pertes rotoriques, le couple de détente, les forces radiales, etc.

- *Impact de la combinaison $Z/2p$ sur le coefficient de bobinage*

Ce coefficient que nous noterons dans la suite de ce document k_w est à l'image du flux magnétique capté par le bobinage. Plus sa valeur est élevée, plus le bobinage a tendance à capter du flux. Il est défini comme étant le produit du coefficient de distribution (k_d) avec, le coefficient de raccourcissement (k_p), le coefficient de vrillage (k_s) et le coefficient de filtrage d'encoche (k_{fe}) [39]. Le calcul et le sens de ces coefficients est présenté en **annexe** pour ne pas alourdir ce manuscrit.

$$k_w = k_d \cdot k_p \cdot k_s \cdot k_{fe} \quad (1-3)$$

Dans [36], [40], [41], Libert et Soulard ainsi que Dahaman et Zhu ont montré que le coefficient de bobinage est d'autant plus élevé que le nombre d'encoches est proche du nombre de pôles. En effet, dans ce cas, le pas dentaire et le pas du bobinage deviennent proches du pas polaire ce qui permet de maximiser le coefficient de raccourcissement et donc le coefficient de bobinage. L'idéal est ainsi d'avoir une machine dont le nombre d'encoches Z est égal au nombre de pôles $2p$. Cependant, ceci n'est pas possible car le bobinage devient dans ce cas déséquilibré. Pour cela, on prend souvent une combinaison $Z/2p$ avec :

$$|Z - 2p| = 1 \text{ ou } |Z - 2p| = 2 \quad (1-4)$$

En termes de nombre d'encoches par pôle et par phase q , le maximum du coefficient de bobinage s'obtient lorsque q est égal à $1/3$ comme l'indique la Figure 20.

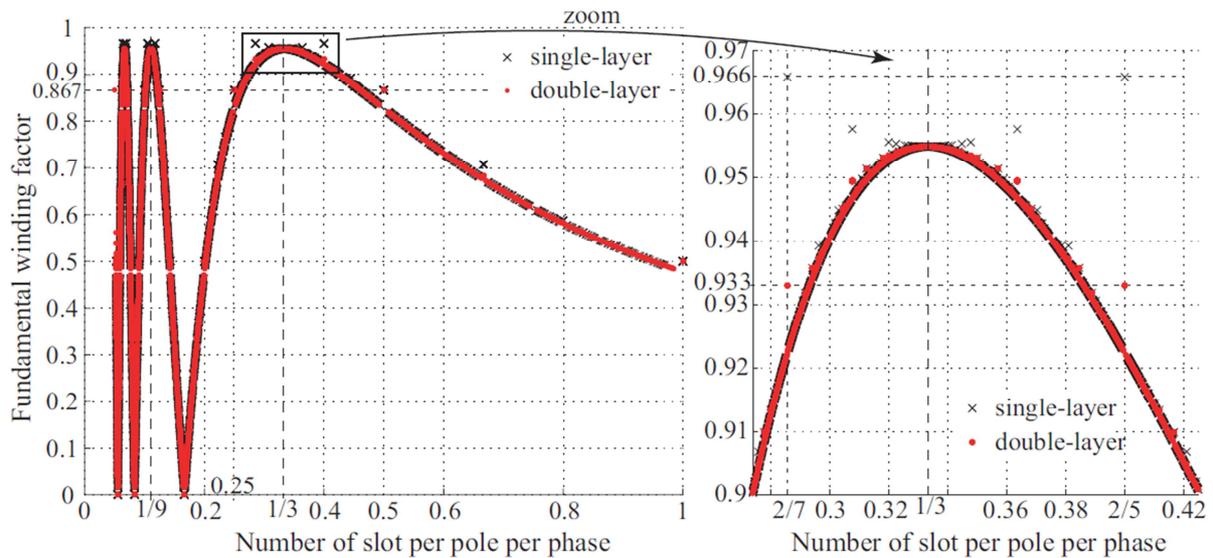


Figure 20: Evolution du coefficient de bobinage en fonction du nombre d'encoches par pôle et par phase [33]

Magnussen et Sadarangani ont montré dans [42] que les pertes joules sont d'autant plus élevées que le coefficient de bobinage est faible. De plus, ils ont montré dans [32] dans le cadre d'une comparaison des performances de trois machines à aimants déposés en surface ayant les mêmes dimensions géométriques et le même rotor à 14 pôles mais avec un nombre d'encoches statoriques différent (42 , 21 et 15 encoches), que c'est la machine avec une combinaison de 15-encoches/14-pôles qui présente la puissance massique la plus élevée du fait de son coefficient de bobinage élevé.

Cependant, il faut noter que dans le cas des machines à bobinage dentaire, le coefficient de bobinage est toujours inférieur à 1 avec un maximum pouvant être atteint de l'ordre de 0.96 dans le cas des machines triphasées. En effet, en comparaison avec les bobinages à pas diamétral où le pas du bobinage est égal au pas polaire, les machines à bobinage dentaire avec une distribution régulière des encoches présentent un pas du bobinage différent du pas polaire. Nous avons vu que cela nécessiterait l'utilisation d'un nombre d'encoches statoriques égal au nombre de pôles rotoriques et conduirait à une machine déséquilibrée. Des techniques ont été présentées pour accroître le coefficient de bobinage des machines à bobinage dentaire et qui vont être décrites dans le chapitre 2.

- *Impact de la combinaison $Z/2p$ sur les harmoniques d'espace et les pertes rotoriques*

Bianchi et Dai ont présenté dans [30], une méthode systématique qui permet de quantifier le contenu harmonique de la FMM de chaque combinaison encoches/pôles. Pour cela, ils ont défini dans un premier temps le paramètre t qui représente le nombre de répétitions du motif élémentaire du bobinage lorsqu'on parcourt toute la circonférence de la machine. t est donné comme suit :

$$t = PGCD(Z, p) \quad (1-5)$$

Ensuite, pour déterminer les différents rangs harmoniques de la FMM, ils proposent d'analyser le rapport Z/t dans le cas du bobinage en double couche ainsi que Z/t et $Z/2t$ dans le cas du bobinage en simple couche. Le contenu harmonique de la FMM correspondant est donné dans le Tableau 1. Notons aussi que lorsque la périodicité du bobinage t est strictement inférieure au nombre de paires de pôles p , la FMM contient des sous harmoniques.

Tableau 1: Harmoniques de la FMM en fonction du nombre de couches du bobinage

Bobinage double couche			
Z/t	Pair		Impair
Harmoniques	(2n-1).t		n.t
Bobinage simple couche			
Z/t	Pair		Impair
Z/2t	Pair	Impair	Pair ou impair
Harmoniques (pour t pair)	(2n-1).t	n.t	n.t/2
Harmoniques (pour t impair)	(2n-1).t	n.t	Configuration impossible

Avec : n nombre entier.

D'après le Tableau 1, nous pouvons remarquer que certaines combinaisons $Z/2p$ conduisent à une augmentation considérable du contenu harmonique de la FMM. Pour analyser l'évolution des pertes rotoriques en fonction de $Z/2p$, Bianchi et Fornasiero ont défini dans [43] un paramètre adimensionnel qui permet de comparer rapidement les pertes de différentes configurations de bobinage dentaires. Il est montré que dans le cas d'un bobinage en double couche Figure 21-(a), le plus faible niveau des pertes est obtenu le long de la ligne $Q/2p = 3$ (cette ligne représente les bobinages conventionnels avec $q=1$), ceci vient du fait que cette configuration présente une FMM avec un très faible contenu harmonique (absence de sous harmoniques et tous les harmoniques sont des multiples impaires du nombre de paires de pôles avec des amplitudes décroissantes). Lorsque le rapport $Q/2p$ augmente ou diminue, les pertes rotoriques augmentent, mais cette croissance n'est pas monotone, il existe des minimums locaux sur les lignes où le rapport $Q/2p$ vaut respectivement 2.5 et 1.5. La ligne pour laquelle le rapport $Q/2p = 1$ ne présente pas un minimum local, au contraire les pertes continuent à augmenter tant que le nombre de pôles augmente par rapport au nombre d'encoches.

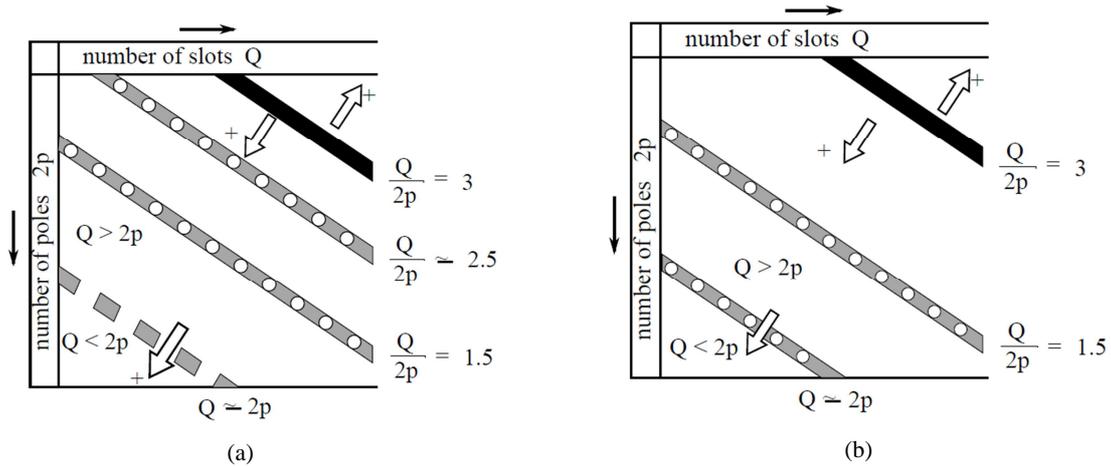


Figure 21: Carte des pertes rotoriques (a) double couche, (b) simple couche [43]

Dans le cas du bobinage en simple couche Figure 21-(b), le plus faible niveau des pertes est aussi obtenu le long de la ligne $Q/2p = 3$. Et comme précédemment lorsqu'on se déplace de cette ligne selon toutes les directions les pertes augmentent et sont généralement plus élevées que celles obtenues avec le bobinage en double couche. Pour ce bobinage, les minimums locaux des pertes sont obtenus sur les lignes où $Q/2p$ a une valeur de 1.5 et 1. Cette analyse a été élargie par Bassel dans [29] pour englober le cas des machines à 5 et à 7 phases.

Comme conclusion, les bobinages dentaires conduisent d'une manière générale à une augmentation importante des pertes rotoriques à cause du fort contenu harmonique de leurs FMM et ce phénomène est davantage amplifié dans le cas de bobinages en simple couche. Notons enfin que, sur les différentes combinaisons encoches/pôles possibles dans les machines à bobinage fractionnaire dentaire, la combinaison avec $Z/2p=1.5$ (c.-à-d. $q=0.5$) présente le plus faible niveau de pertes du fait qu'elle présente une FMM sans sous-harmoniques. En effet, comme indiqué dans [44], [45], les pertes rotoriques sont essentiellement dues aux sous-harmoniques et aux harmoniques dont le rang est proche de l'harmonique de travail.

- *Impact de la combinaison $Z/2p$ sur le couple de détente, les forces radiales et les vibrations*

En ce qui concerne le couple de détente, il est bien connu dans la littérature que l'utilisation du bobinage fractionnaire permet une réduction significative de ce couple parasite du fait que la périodicité des encoches n'est pas un multiple de la périodicité des aimants. Néanmoins, pour la même raison, les forces radiales peuvent devenir très élevées ce qui peut être source d'une augmentation du bruit magnétique et acoustique. Pour caractériser les ondulations de couple

et les forces radiales des machines à bobinage fractionnaire concentré sur dent, les indicateurs PPCM ($Z,2p$) et PGCD($Z,2p$) ont été introduits [36], [42]. Le PPCM traduit la valeur du premier harmonique du couple de détente. Plus la valeur du PPCM est élevée, plus l'amplitude du couple de détente est faible [46]. En revanche, un PPCM élevé entraîne la dégradation du PGCD et une faible valeur du PGCD indique peu de symétrie radiale et un mauvais équilibre des FMMs dans l'entrefer. Il s'ensuit des forces radiales qui peuvent être élevées et qui peuvent aussi être sources de bruit magnétique et de bruit acoustique. Ainsi, pour un bon équilibre des forces radiales, il est nécessaire d'avoir un PGCD pair et le plus élevé possible[46].

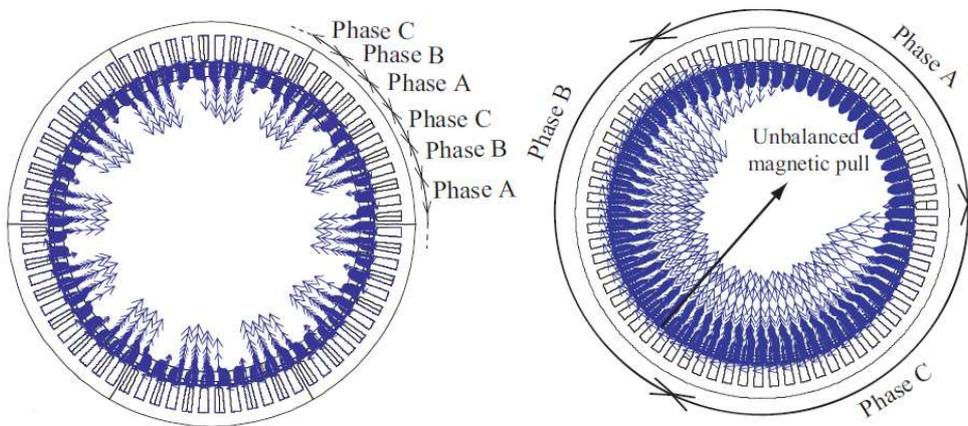


Figure 22: Répartition des forces radiales dans le cas d'un bobinage symétrique et asymétrique [33]

Pour illustrer l'impact du PGCD sur la répartition des forces radiales, nous avons présenté sur la Figure 22 deux cas de figure. Dans, le premier cas (Figure 22- à gauche), la machine présente 69 encoches et 68 pôles, donc un PGCD de 1 et dans le deuxième cas (Figure 22- à droite) la machine dispose de 72 encoches et de 60 pôles donc d'un PGCD égal à 12. Nous pouvons remarquer que, dans le premier cas, comme le PGCD est égal à 1 (c'est-à-dire que le bobinage présente une période de 2π mécanique), la répartition du bobinage le long de l'entrefer est asymétrique et les efforts radiaux résultants sont non nuls. Alors que, dans le deuxième cas, comme le bobinage présente un PGCD de 12 (donc un motif de bobinage qui se répète 12 fois le long de l'entrefer), la répartition du bobinage est symétrique et les efforts radiaux résultants dans ce cas sont nuls.

Wang et al ont montré dans [47] qu' à cause de cette faible symétrie du bobinage et du contenu harmonique élevé de la FMM, le niveau de vibration des machines à bobinage dentaire augmente d'une manière importante en comparaison avec les machines à bobinage

réparti. Des règles sur le choix des combinaisons encoches/pôles pour la minimisation des vibrations sont données dans la thèse de Aslan [29].

- *Impact de la combinaison $Z/2p$ sur le facteur de puissance*

Des études ont été réalisées par Magnussen [32] et Boazzo [48] pour analyser l'influence des bobinages dentaires sur le facteur de puissance. Il a été montré que le facteur de puissance est d'autant plus faible que le nombre d'encoches par pôle et par phase q est réduit (voir Figure 23), ce phénomène est encore plus accentué dans le cas des bobinages en simple couche. Cette diminution du facteur de puissance est expliquée par l'augmentation des inductances de fuites due au contenu harmonique élevé de la FMM.

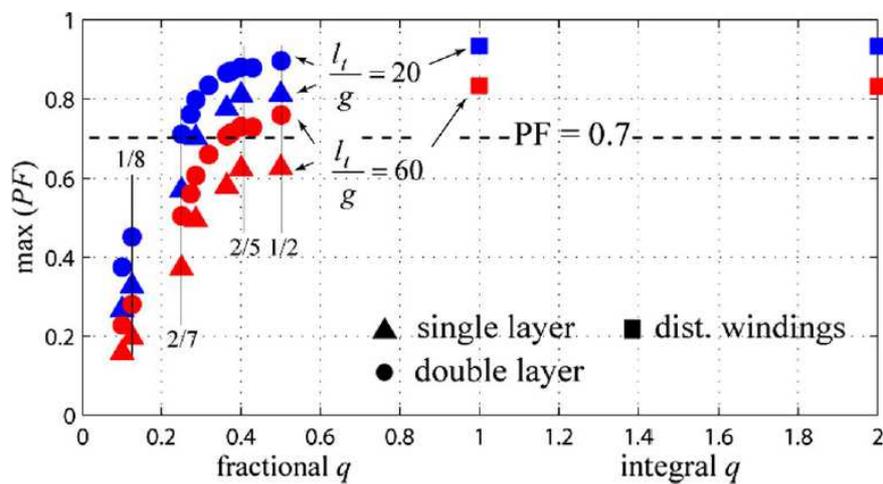


Figure 23: Evolution du facteur de puissance en fonction de q et en fonction du nombre de couches du bobinage (l_1/g ratio entre la hauteur d'encoche et l'épaisseur d'entrefer) [48]

1.3.3 Problématique

Une problématique que l'on peut souligner, à la suite de cette analyse bibliographique, est celle du contenu harmonique élevé de la force magnétomotrice des machines à bobinages dentaires. En effet, il a été montré que ces harmoniques peuvent conduire à une augmentation importante des pertes rotoriques, ce qui peut donc entraîner une surchauffe et une désaimantation des aimants, une augmentation du niveau de bruit et des vibrations, une dégradation du facteur de puissance, etc. Par ailleurs, il a été montré que ce phénomène est accentué encore davantage pour les combinaisons encoches/pôles permettant la maximisation du coefficient de bobinage et donc le couple massique de la machine. Face à cette problématique, différentes solutions peuvent être envisagées :

1. Réduction des effets parasites par action sur la structure de la machine

Pour réduire les pertes dans les aimants et éviter un risque de surchauffe et de démagnétisation, Atallah a montré dans [49] qu'en segmentant radialement les aimants, les pertes par courant de Foucault diminuent d'une manière considérable. Il est montré aussi dans les travaux de Amara [50] et de Ede [51] que la segmentation axiale est une solution très efficace pour la réduction des pertes dans les aimants. Néanmoins, l'inconvénient principal de ces techniques est qu'elles conduisent à un procédé de fabrication coûteux. Une autre solution consiste en l'utilisation d'aimants à grande résistivité électrique (aimants plastiques, ferrites) ou d'aimants moins sensibles à la température tels que les SmCo. Cependant, ces matériaux présentent soit une faible induction rémanente soit un coût très élevé. Aussi, pour minimiser l'effet des forces radiales et réduire le niveau de vibration et de bruit acoustique, il convient de sur-dimensionner les roulements et d'utiliser des matériaux plus rigides pour minimiser les déformations.

2. Réduction des effets parasites par action sur le bobinage

Un point faible des techniques agissant sur la structure de la machine est qu'elles conduisent toutes d'une manière générale à une augmentation de la complexité et du coût de réalisation. Pour lutter d'une manière plus efficace contre les effets parasites des bobinages dentaires, une voie plus prometteuse consiste à agir directement sur leur source, c'est-à-dire le bobinage. L'objectif est ainsi de réaliser des bobinages avec le coefficient de bobinage le plus élevé et le contenu harmonique le plus faible. C'est à ce type d'approche que nous nous intéresserons dans la suite de cette thèse.

1.4 Objectif de la thèse.

Nous proposons dans le cadre de cette thèse de travailler sur l'optimisation des bobinages dentaires dont l'objectif est de réduire le contenu harmonique de la FMM tout en maximisant le coefficient de bobinage de l'harmonique de travail afin d'accroître le potentiel de ces bobinages dans les machines fort couple à attaque directe. Pour réaliser ces objectifs, une série d'objectifs partiels ont été définis :

- *Développement de méthodes d'optimisation de la force magnétomotrice des bobinages dentaire.*

- *Développement de modèles analytiques et numériques pour l'évaluation des performances magnétothermiques.*
- *Développement de procédures de conception et de dimensionnement optimal.*
- *Etude comparative et analyse des performances des bobinages proposés.*

1.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons traité la problématique de maximisation des performances massiques des machines fort couple à attaque directe. Différentes solutions ont été ainsi présentées pour accroître la densité de couple des machines électriques. Parmi, ces solutions, c'est la machine synchrone à aimants à bobinage fractionnaire concentré autour des dents qui a retenu notre attention. Cette machine permet en fait d'augmenter le nombre de pôles de la machine et donc de réduire la masse active tout en gardant un nombre d'encoches restreint. De plus, son bobinage de type dentaire permet de réduire au minimum la longueur des têtes de bobines et donc les pertes joules, de maximiser le coefficient de remplissage en cuivre, de réduire les coûts de fabrications, d'améliorer la tolérance aux défaillances, etc. Néanmoins, comparativement au bobinage réparti classique, ce bobinage est caractérisé par une FMM riche en harmoniques d'espace ce qui peut conduire à une augmentation importante des pertes rotoriques et donc à un risque de surchauffe et de désaimantation des aimants ainsi qu'à une augmentation du niveau de bruit et de vibrations. Pour accroître le potentiel de ces bobinages, nous avons fixé comme objectif de recherche, le développement de bobinages avec un faible contenu en harmoniques d'espace et de coefficients de bobinages élevés.

1.6 Références

- [1] *Safran*. [En ligne]. Disponible sur: <http://www.safran-group.com/fr/innovation>.
- [2] M. Galea, Z. Xu, C. Tighe, T. Hamiti, C. Gerada, et S. Pickering, « Development of an aircraft wheel actuator for green taxiing », in *2014 International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, 2014, p. 2492-2498.
- [3] T. Raminosa, T. Hamiti, M. Galea, et C. Gerada, « Feasibility and electromagnetic design of direct drive wheel actuator for green taxiing », in *2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2011, p. 2798-2804.

- [4] FILLIAU Gérard, BONDU Alain, et MAZODIER Laurent, « Le navire tout électrique Propulsion et production d'énergie », *Techniques de l'ingénieur Hydrodynamique, navires et bateaux*, vol. base documentaire : TIB599, n^o ref. article : d5610, nov. 2000.
- [5] B. Multon et J. Bonal, « Les entraînements électromécaniques directs : diversité, contraintes et solutions. », in *Colloque Conversion Electromécanique Directe (CEMD) 1999*, CACHAN, France, 1999, p. pp.95-100.
- [6] C. Espanet, « Modélisation et conception optimale de moteurs sans balais à structure inversée - Application au moteur-roue », Thèse de doctorat, Université de Franche-Comté, 1999.
- [7] « Technical art | Protean Electric ». [En ligne]. Disponible sur: <http://www.proteanelectric.com>. [Consulté le: 16-sept-2015].
- [8] P.-E. Cavarec, H. Ben Ahmed, B. Multon, et M. Antunes, « Actionneur linéaire synchrone à aimants permanents multi-tiges », in *Electrotechnique du Futur*, GIF SUR YVETTE, France, 2003, p. 10p.
- [9] « ABB Direct Drive - Drives ». [En ligne]. Disponible sur: <http://www.abb.com>. [Consulté le: 16-oct-2015].
- [10] C. Rod, « Contributions au domaine de la commande des entraînements synchrones haute vitesse », Thèse de doctorat, Ecole Polytechnique fédérale de Lausanne, Suisse, 2012.
- [11] A. Rezzoug et M. E.-H. Zaïm, *Machines électriques non conventionnelles*. Paris: Lavoisier, 2011.
- [12] N. Ziegler, « Actionneur électromagnétique linéaire polyentrefer à aimants à hautes performances : applicaton aux entraînements directs pour le domaine aéronautique », Thèse de doctorat, Université Montpellier 2, 2008.
- [13] K. Atallah, S. Calverley, R. Clark, J. Rens, et D. Howe, « A new PM machine topology for low-speed, high-torque drives », in *Electrical Machines, 2008. ICEM 2008. 18th International Conference on*, 2008, p. 1-4.

- [14] Y. BRUNET et P. TIXADOR, « Supraconducteurs Applications de puissance à haute température critique », *Techniques de l'ingénieur Matériaux conducteurs et plasmas*, vol. base documentaire : TIB251DUO., n° ref. article : d2705, 2015.
- [15] BONDU Alain et LETELLIER Paul, « Navire tout électrique Évolutions et systèmes de conduite », *Techniques de l'ingénieur Applications électromécaniques et électrothermie industrielle*, vol. base documentaire : TIB268DUO, n° ref. article : d5620, mai 2012.
- [16] S. Bendali, « Dimensionnement d'un moteur supraconducteur HTc », Thèse de doctorat, Université de Lorraine, 2012.
- [17] M. Galea, « High performance, direct drive machines for aerospace applications », PhD thesis, University of Nottingham, 2013.
- [18] Y. Alexandrova, *Wind Turbine Direct-Drive Permanent-Magnet Generator with Direct Liquid Cooling for Mass Reduction*. Lappeenranta University of Technology, 2014.
- [19] M. Polikarpova, « Liquid cooling solutions for rotating permanent magnet synchronous machines », Thèse de doctorat, Lappeenranta University of Technology, Finland, 2014.
- [20] F. Dumas, « Contribution à l'étude des machines polyentrefers à aimants permanents et à entrefer réduit. Applications aux machines à flux axial à hautes performances sous contrainte d'encombrement. », Thèse de doctorat, Université Montpellier II, 2011.
- [21] G. Kastinger, « Design of a novel transverse flux machine », in *proc. ICEM*, 2002.
- [22] M. Khanchoul, « Contribution au développement de la partie électromécanique d'un compresseur pour climatisation de véhicule électrique », Université Paris Sud-Paris XI, 2012.
- [23] D. Matt, F. Dumas, J. Jac, et P. Enrici, *Optimisation of the Association of Electric Generator and Static Converter for a Medium Power Wind Turbine*. INTECH Open Access Publisher, 2011.
- [24] MULTON Bernard, CAVAREC Pierre-Emmanuel, et BEN AHMED Hamid, « Actionneurs électromagnétiques Classification topologique », *Techniques de l'ingénieur Généralités sur les machines électriques tournantes*, vol. base documentaire : TIB250DUO, n° ref. article : d3412, févr. 2004.

- [25] L. Moreau et M. E. H. ZAÏM, « Optimisation de la structure électromagnétique d'une machine spéciale fort couple. », in *Symposium de Génie Électrique 2014*, Cachan, France, 2014.
- [26] R. Saou, M. E. Zaïm, et K. Alitouche, « Optimal Designs and Comparison of the Doubly Salient Permanent Magnet Machine and Flux-reversal Machine in Low-speed Applications », *Electric Power Components and Systems*, vol. 36, n° 9, p. 914-931, août 2008.
- [27] A. Jassal, « Eddy current loss modeling for design of PM generators for wind turbines. », PhD thesis, Delft University of Technology, Netherlands, 2014.
- [28] A. M. EL-Refaie, « Fractional-slot concentrated-windings synchronous permanent magnet machines: Opportunities and challenges », *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 57, n° 1, p. 107–121, 2010.
- [29] B. Aslan, « Conception de Machines Polyphasées à Aimants et Bobinage Concentré à Pas Fractionnaire avec Large Plage de Vitesse », Thèse de doctorat, Ecole nationale supérieure d'arts et métiers - ENSAM, 2013.
- [30] N. Bianchi et M. Dai Prè, « Use of the star of slots in designing fractional-slot single-layer synchronous motors », in *Electric Power Applications, IEE Proceedings-*, 2006, vol. 153, p. 459–466.
- [31] S. Mouty, « Conception de machines à aimants permanents à haute densité de couple pour les éoliennes de forte puissance », Thèse de doctorat, Université de Franche-Comté, 2013.
- [32] F. Magnussen, P. Thelin, et C. Sadarangani, « Performance evaluation of permanent magnet synchronous machines with concentrated and distributed windings including the effect of field-weakening », in *Power Electronics, Machines and Drives, 2004. (PEMD 2004). Second International Conference on (Conf. Publ. No. 498)*, 2004, vol. 2, p. 679-685 Vol.2.
- [33] F. Meier, « Permanent-Magnet Synchronous Machines with Non-Overlapping Concentrated Windings for Low-Speed Direct-Drive Applications », PhD thesis, KTH,

School of Electrical Engineering (EES), Electrical Machines and Power Electronics, Sweden, 2008.

- [34] G. Dajaku, W. Xie, et D. Gerling, « Reduction of Low Space Harmonics for the Fractional Slot Concentrated Windings Using a Novel Stator Design », *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 50, n° 5, p. 1-12, mai 2014.
- [35] B. MULTON, « Aérogénérateurs électriques, cours Master Recherche STS IST-SPEE Paris 11 – ENS Cachan 2010 ».
- [36] F. Libert, « Design, optimization and comparison of permanent magnet motors for a low-speed direct-driven mixer », *Licentiate Thesis, Royal Institute of Technology, TRITA-ETS-2004-12, ISSN-1650-674x, Stockholm, 2004.*
- [37] A. El-Refaie et T. M. Jahns, « Impact of Winding Layer Number and Magnet Type on Synchronous Surface PM Machines Designed for Wide Constant-Power Speed Range Operation », in *Conference Record of the 2006 IEEE Industry Applications Conference, 2006. 41st IAS Annual Meeting, 2006*, vol. 3, p. 1486-1493.
- [38] J. Cros et P. Viarouge, « Synthesis of high performance PM motors with concentrated windings », *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 17, n° 2, p. 248–253, 2002.
- [39] M. E. Zaïm, « Conception de Machines Electriques- Cours de cinquième année ingénieur génie électrique », école polytechnique de Nantes, 2010.
- [40] F. Libert et J. Soulard, « Investigation on pole-slot combinations for permanent-magnet machines with concentrated windings », in *International Conference on Electrical Machines (ICEM 04)*, 2004, p. 5–8.
- [41] D. Ishak, Z. Q. Zhu, et D. Howe, « Permanent-magnet brushless machines with unequal tooth widths and similar slot and pole numbers », *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, n° 2, p. 584-590, mars 2005.
- [42] F. Magnussen et C. Sadarangani, « Winding factors and Joule losses of permanent magnet machines with concentrated windings », in *Electric Machines and Drives Conference, 2003. IEMDC'03. IEEE International, 2003*, vol. 1, p. 333-339 vol.1.

- [43] E. Fornasiero, « Advanced design of direct drive PM machines », Thèse de doctorat, University of Padova, Italie, 2010.
- [44] N. Bianchi, S. Bolognani, et E. Fornasiero, « An Overview of Rotor Losses Determination in Three-Phase Fractional-Slot PM Machines », *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 46, n° 6, p. 2338-2345, nov. 2010.
- [45] E. Fornasiero, N. Bianchi, et S. Bolognani, « Slot Harmonic Impact on Rotor Losses in Fractional-Slot Permanent-Magnet Machines », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, n° 6, p. 2557-2564, juin 2012.
- [46] H. Dogan, « Méthodologie de conception des machines synchrones à aimants. Application au véhicule électrique avec chargeur rapide embarqué », Thèse de doctorat, Université de Grenoble, France, 2013.
- [47] J. Wang, Z. P. Xia, D. Howe, et S. A. Long, « Vibration Characteristics of Modular Permanent Magnet Brushless AC Machines », in *Conference Record of the 2006 IEEE Industry Applications Conference, 2006. 41st IAS Annual Meeting, 2006*, vol. 3, p. 1501-1506.
- [48] B. Boazzo, G. Pellegrino, et A. Vagati, « Multipolar SPM Machines for Direct-Drive Application: A General Design Approach », *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 50, n° 1, p. 327-337, janv. 2014.
- [49] K. Atallah, D. Howe, P. H. Mellor, et D. A. Stone, « Rotor loss in permanent-magnet brushless AC machines », *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 36, n° 6, p. 1612-1618, 2000.
- [50] Y. Amara, J. Wang, et D. Howe, « Analytical prediction of eddy-current loss in modular tubular permanent-magnet machines », *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 20, n° 4, p. 761-770, déc. 2005.
- [51] J. D. Ede, K. Atallah, G. W. Jewell, J. B. Wang, et D. Howe, « Effect of axial segmentation of permanent magnets on rotor loss in modular permanent-magnet brushless machines », *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 43, n° 5, p. 1207-1213, 2007.

Méthodologies d'optimisation de la FMM des machines à bobinage dentaire

Sommaire

2.1 Introduction

2.2 Minimisation des harmoniques d'espace et maximisation du coefficient de bobinage

2.2.1 Techniques de minimisation des harmoniques d'espace

2.2.2 Techniques de maximisation du coefficient de bobinage

2.3 Nouvelles Méthodologies pour l'optimisation de la FMM des bobinages dentaires

2.3.1 Méthode passive

2.3.2 Méthode active

2.4 Application des deux méthodologies pour l'optimisation du bobinage d'une machine synchrone avec une combinaison de 12 encoches/10 pôles.

2.5 Bilan et conclusion

2.6 Références

2.1 Introduction

Dans le chapitre précédent, nous avons vu que l'utilisation des bobinages dentaires permet l'obtention de machines électriques plus compactes, plus fiables, plus simples à réaliser et à entretenir. Néanmoins, l'inconvénient majeur de ces bobinages est le riche contenu en harmoniques d'espace de leurs forces magnétomotrices qui peut causer une augmentation significative des pertes dans les aimants. Par ailleurs, leurs coefficients de bobinage relativement plus faibles que ceux des bobinages conventionnels, conduisent à une dégradation du couple développé. Pour réduire ces effets parasites, différentes méthodes et techniques ont été proposées dans la littérature. Dans la première partie de ce chapitre, nous présenterons les avantages et les inconvénients de ces différentes méthodes. Nous proposerons ensuite deux nouvelles méthodologies pour l'optimisation de la FMM des bobinages dentaires. La première, basée sur l'utilisation d'un algorithme d'optimisation, permet à partir de la définition du rang d'harmonique à maximiser, de trouver la disposition optimale du bobinage statorique. La deuxième méthodologie quant à elle, utilise un système de deux bobinages déphasés spatialement et temporellement dans l'objectif d'éliminer certains rangs harmoniques de la FMM tout en augmentant le coefficient de bobinage. Ces méthodologies, seront ensuite appliquées pour améliorer les performances d'une machine synchrone à aimants à bobinage fractionnaire caractérisée par une combinaison de $12 \times n_{\text{motif}}$ encoches / $10 \times n_{\text{motif}}$ pôles (n_{motif} étant le nombre de motifs de répétition du bobinage). Deux nouvelles configurations de bobinages seront déduites et comparées en termes de contenu harmonique et de coefficient de bobinage à ceux du bobinage initial.

2.2 Minimisation des harmoniques d'espace et maximisation du coefficient de bobinage, état de l'art.

Ces dernières années, un grand nombre de travaux a été réalisé sur le thème de la minimisation du contenu harmonique et de la maximisation du coefficient de bobinage des machines à bobinage dentaire. Parmi, les contributions majeures nous pouvons citer les travaux suivants.

2.2.1 Techniques de minimisation des harmoniques d'espace

2.2.1.1 Bobinages multicouches

Ces bobinages sont caractérisés par un nombre de couches supérieur à 2. Dans la littérature [1]–[4], on trouve essentiellement des bobinages de 3 à 4 couches. Au-delà, il n'existe à notre connaissance aucune réalisation, en effet, le bobinage devient très complexe et très couteux. La Figure 24-(b) donne un exemple d'un bobinage en quatre couches. Il est obtenu en fractionnant le bobinage double couche (Figure 24-(a)) en deux parties identiques puis en décalant la première partie de la deuxième d'un certain nombre d'encoches afin d'atténuer certains rangs harmoniques de la FMM. La référence [1] définit les règles générales de réalisation de ces bobinages pour différentes combinaisons de nombres d'encoches et de nombre de pôles ainsi que pour différents nombres de phases.

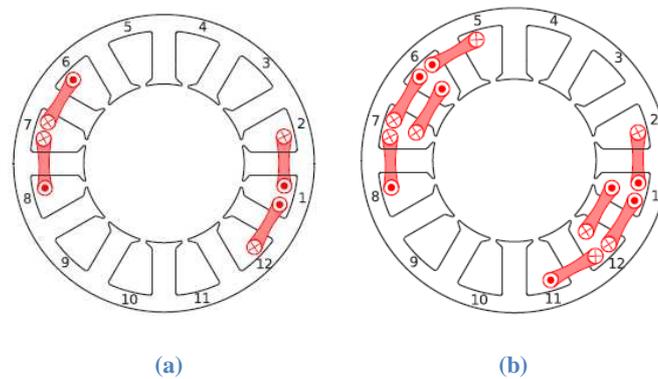


Figure 24: Bobinage d'une phase d'une machine à 12 encoches-10 pôles. (a) en double couche. (b) en quatre couches [1]

Les travaux menés dans [1]–[3] ont montré que l'utilisation d'un bobinage en quatre couches permet d'atténuer les sous harmoniques, voir même de les annuler lorsque le nombre de spires des différentes bobines est judicieusement choisi [2], [3]. Il est rapporté aussi que cette réduction du contenu harmonique permet de réduire les ondulations de couple, les pertes rotoriques ainsi que le niveau de bruit et de vibrations de la machine. Néanmoins, il est indiqué que cette technique est plus intéressante pour les machines à aimants enterrés que pour les machines à aimants en surface. En effet, dans le cas des machines à aimants enterrés, l'utilisation d'un bobinage multicouche permet outre la réduction des pertes, l'accroissement du couple électromagnétique grâce à l'augmentation du couple de saillance. Or, comme ce dernier est nul dans les machines à aimants déposés en surface, le couple électromagnétique décroît légèrement à cause de la diminution du coefficient de bobinage et du coefficient de

remplissage en cuivre. Notons aussi qu'un autre inconvénient des bobinages multicouches est qu'ils sont plus complexes à réaliser et donc plus coûteux.

2.2.1.2 Utilisation d'un bobinage de compensation

Cette technique a été introduite par [5], [6] dans l'objectif d'atténuer les sous harmoniques de la FMM sans dégrader le coefficient de bobinage de l'harmonique de travail. Le principe de cette méthode consiste à rajouter au bobinage principal un bobinage de compensation dont le fondamental présente la même période spatiale et la même amplitude que celle du sous harmonique à annuler mais avec un déphasage de 180° (Figure 25).

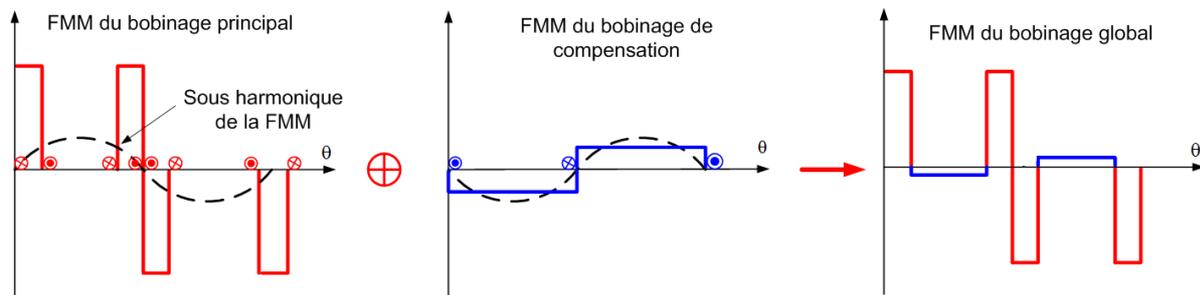


Figure 25: Principe de suppression des sous harmoniques

Pour rajouter le bobinage de compensation, tout en gardant un bobinage sur dents, l'auteur de cette méthode a présenté une technique originale qui consiste à utiliser des bobines avec un nombre de spires (n_2) dans le faisceau aller est différent de celui du faisceau retour (n_1), comme montré sur la Figure 26. Les nombres de spires n_1 et n_2 étant reliés par la relation suivante:

$$n_2 = n_1 + 1 \text{ et } 50\% \leq n_1/n_2 < 100\% \quad (2-1)$$

Avec cette disposition, le bobinage se comporte comme celui formé du bobinage principal et du bobinage de compensation tout en gardant les avantages du bobinage dentaire.

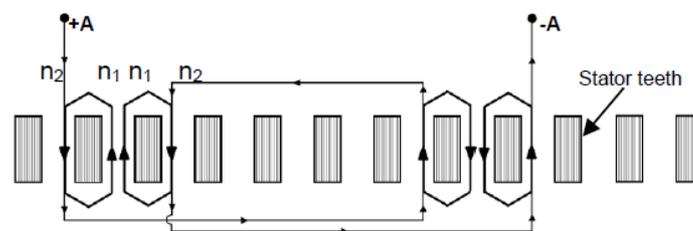


Figure 26 : Schéma du bobinage de la phase A [6]

Dans les références [7]–[9], il est montré que l'utilisation de ce bobinage permet une réduction significative des pertes dans les aimants (-50% par rapport au bobinage en double couche) et des efforts radiaux.

2.2.1.3 Utilisation de barrières de flux

La méthode précédente présente l'inconvénient de ne pas être applicable quel que soit le nombre de couches. En effet, elle ne peut être appliquée que sur des bobinages double couche. Pour atténuer les sous harmoniques des bobinages double couche comme ceux des bobinages simple couche, une nouvelle méthode basée sur l'utilisation de barrières de flux est proposée dans [6], [10]–[12]. Cette méthode consiste à introduire des barrières amagnétiques (Figure 27) dans certaines parties de la culasse statorique afin d'augmenter la réluctance vue par les sous harmoniques pour réduire leurs amplitudes.

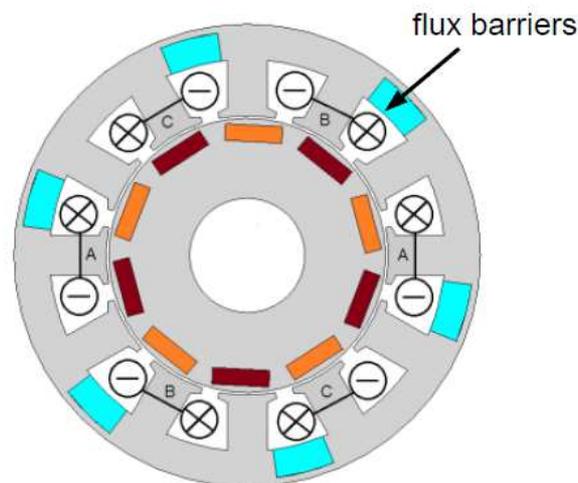


Figure 27 : Machine synchrone avec barrières de flux dans la culasse statorique[6]

En effet, comme les lignes de champs de l'harmonique de travail ne se referment que sur une petite portion de la culasse statorique alors que celles des sous harmoniques parcourent une portion plus importante, en insérant des matériaux amagnétiques dans certaines parties judicieusement choisies dans la culasse statorique, il est possible de réduire le flux magnétique créé par les sous harmoniques tout en affectant peu le flux de l'harmonique de travail. La Figure 28 permet de mieux cerner le principe de cette méthode. Nous pouvons constater que l'insertion des barrières de flux force les lignes de champs à se refermer autour des dents statoriques et ainsi de réduire les sous harmoniques. Cette technique a été appliquée par [6], [9] sur deux machines à 12 encoches et 10 pôles avec un bobinage en simple et double

couche respectivement. Les résultats de simulation montrent que l'utilisation des barrières de flux réduisent de plus de 60% les sous harmoniques sans affecter l'harmonique de travail, ainsi qu'une diminution de 40.6% des pertes fer statoriques, de 66.2% des pertes dans la culasse rotorique et de 75.6% des pertes dans les aimants. En outre, cette technique permet de faciliter le refroidissement de la machine grâce aux barrières de flux dans lesquelles on peut faire passer un liquide de refroidissement.

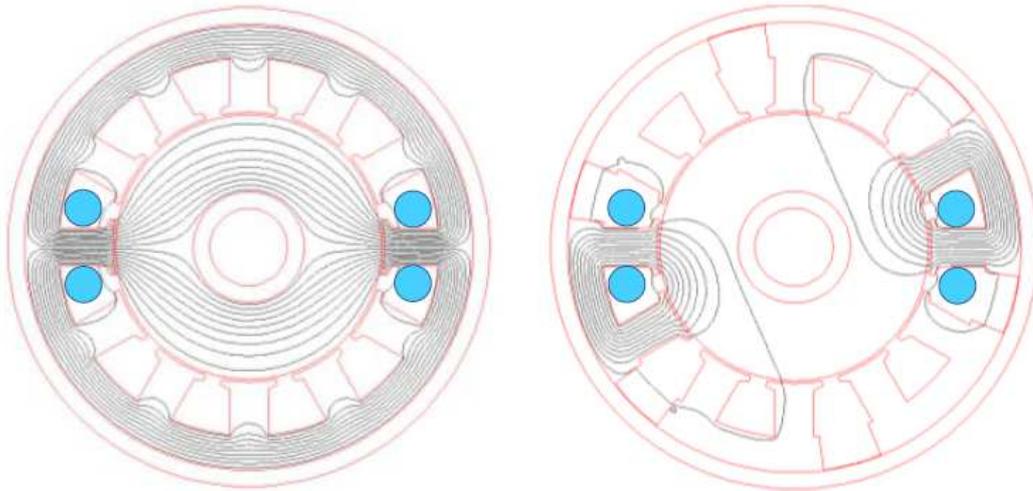


Figure 28: Lignes de champs créées par une phase du bobinage statorique dans les cas d'un stator sans barrières (à gauche) et avec barrières (à droite) [6]

2.2.1.4 Utilisation de la technique du "stator shifting"

Les techniques que nous avons présentées jusqu'à maintenant ne permettent que la minimisation des sous harmoniques de la FMM. Or il est montré dans les références [13]–[16] que les harmoniques de rangs supérieurs à l'harmonique de travail sont à l'origine d'une grande partie des pertes rotoriques. Ainsi, pour minimiser à la fois les sous harmoniques et les harmoniques de rangs supérieurs à l'harmonique principal, une nouvelle technique a été présentée dans [17], [18]. Cette technique est basée sur le même concept que celui des bobinages multicouches. Le bobinage initial est divisé en deux parties (Figure 29), la première est décalée par rapport à la seconde d'un certain angle mécanique pour minimiser les harmoniques d'espace. La différence est que le nombre d'encoches est gardé constant dans le cas des bobinages multicouches alors qu'il est doublé dans ce cas ce qui permet d'élargir les valeurs possibles du décalage spatial α_w (voir Figure 29) et d'avoir ainsi plus de degrés de liberté pour atténuer les harmoniques d'espace de la FMM.

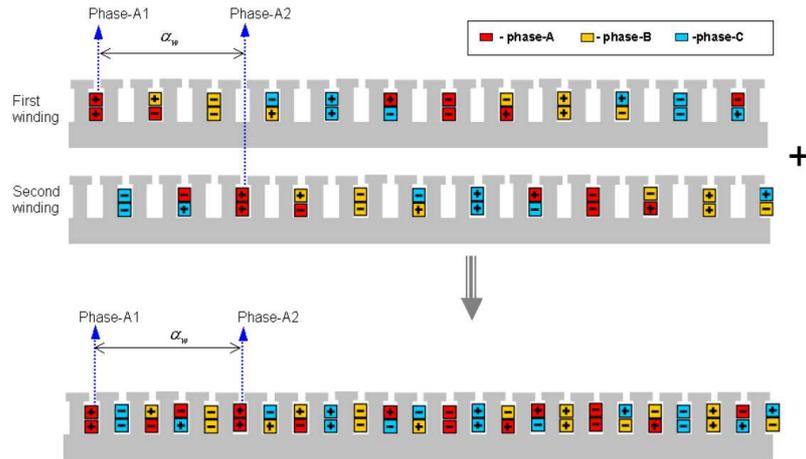


Figure 29: Principe de la technique du "stator shifting" [17]

Dans [17], [19], il est montré que cette technique ("stator shifting") peut conduire à une réduction plus importante du contenu harmonique de la FMM lorsqu'une distribution irrégulière des encoches ainsi qu'une répartition non uniforme des conducteurs sont utilisées. Néanmoins, les inconvénients principaux de cette technique sont une multiplication par 2 du nombre d'encoches et aussi le chevauchement des têtes de bobines. La réalisation du bobinage devient alors plus complexe particulièrement dans le cas des machines à grand nombre de pôles.

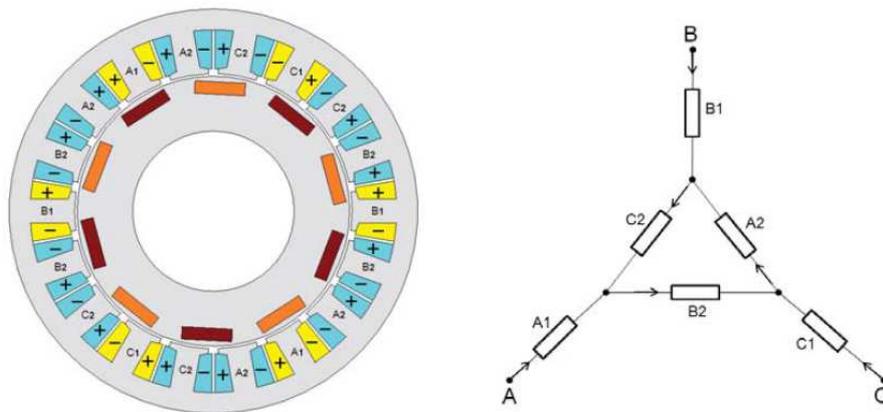


Figure 30: Machine synchrone avec deux enroulements combinés en étoile-triangle [20]

Une autre technique [20] proposée pour la réduction des harmoniques de la FMM, tout en gardant un bobinage sur dents et un nombre d'encoches réduits, consiste à utiliser un système de deux bobinages triphasés décalés spatialement d'un certain angle mécanique et alimentés par des courants déphasés dans le temps. La Figure 30 présente le stator résultant de l'application de cette technique à une machine avec 12 encoches et 10 pôles. Le nouveau stator présente alors 18 encoches ainsi qu'un bobinage étoile-triangle combiné pour créer le

déphasage temporel entre les enroulements $A_1B_1C_1$ et $A_2B_2C_2$. Il est rapporté dans [20] que l'utilisation de cette technique permet une réduction significative des harmoniques, des pertes et aussi du niveau des efforts radiaux. Néanmoins, l'inconvénient principal de cette technique est la réduction importante du coefficient de bobinage de l'harmonique de travail.

2.2.1.5 Optimisation du bobinage de l'armature statorique

D'autres références [21], [22] ont proposé d'utiliser des algorithmes d'optimisation dans l'objectif de trouver les paramètres optimaux du bobinage qui permettent de maximiser l'harmonique de travail tout en minimisant les autres rangs harmoniques de la FMM. Dans [21], en partant d'une machine avec un nombre d'encoches et un nombre de pôles donné, l'ensemble des positions d'encoches (x_1-x_p) et des amplitudes ($x_{p+1}-x_q$) de mise en forme de la FMM (Figure 31) sont optimisées au moyen d'un algorithme génétique dont l'objectif est à la fois la maximisation de l'harmonique de travail et la minimisation du contenu harmonique de la FMM. Il est montré qu'en utilisant les techniques d'optimisation, il est possible de faire émerger de nouvelles solutions qu'on ne pouvait pas ressortir avec les techniques de réalisation de bobinages connues jusqu'à maintenant.

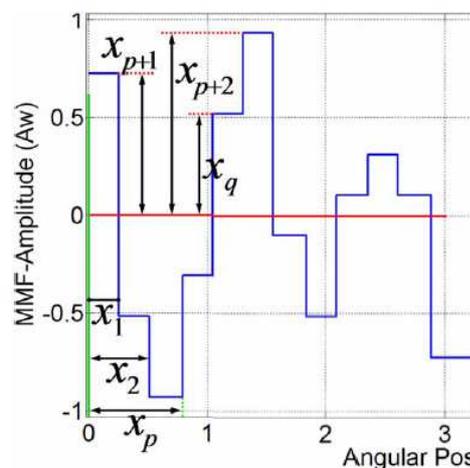


Figure 31: Paramètres de mise en forme de la force magnétomotrice [21]

2.2.2 Techniques de maximisation du coefficient de bobinage

Le coefficient de bobinage, comme nous l'avons déjà précisé a une influence significative sur les performances de la machine. En effet, le couple électromagnétique est directement proportionnel à la valeur de ce dernier et les pertes Joule sont inversement proportionnelles à son carré. D'où l'intérêt d'avoir des machines avec un coefficient de bobinage élevé.

2.2.2.1 Utilisation d'une distribution irrégulière des encoches

Dans les machines avec un bobinage en simple couche, il est possible d'accroître le coefficient de raccourcissement de bobinage en utilisant un stator avec une distribution irrégulière des encoches [23]–[25]. Dans un tel stator, les isthmes d'encoches des dents bobinées sont élargies d'une manière est ce qu'elles s'étendent sur une ouverture proche de celle du pas polaire (voir Figure 32) lorsque le nombre d'encoches est supérieur au nombre de pôles et rétréci dans le cas contraire.

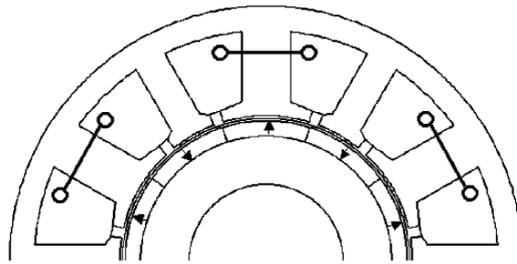


Figure 32: Machine à distribution irrégulière des encoches [24]

En utilisant cette configuration, la FEM devient pratiquement trapézoïdale ce qui permet, dans le cas d'une alimentation en créneaux de courants (machine DC Brushless), d'accroître le couple moyen développé par la machine et aussi de réduire le taux d'ondulation du couple.

2.2.2.2 Utilisation de machines polyphasées

Une autre technique proposée pour l'amélioration du coefficient de bobinage consiste en l'augmentation du nombre de phases de la machine. Ceci permet en effet de réduire l'angle magnétique entre les différentes phases et ainsi d'accroître le coefficient de distribution de bobinage [26], [27]. Par ailleurs, l'utilisation des bobinages polyphasés permet de réduire le taux d'ondulation de couple et d'améliorer la tolérance aux défaillances de la machine.

2.2.3 Bilan

Les différentes techniques présentées précédemment permettent de réaliser une nette amélioration des performances des machines à bobinage fractionnaire vis-à-vis des pertes rotoriques, du bruit et des vibrations. Néanmoins, ceci s'effectue au détriment d'une réalisation plus complexe où bien d'une dégradation du couple massique à cause de la diminution du coefficient de bobinage. Par conséquent, pour réduire d'une manière plus efficace les effets parasites de ces bobinages, nous proposons, deux nouvelles méthodologies pour l'optimisation de la FMM des bobinages dentaires.

- La première méthodologie a pour objectif de définir, pour une machine avec un nombre de paires de pôles donné, la répartition optimale du bobinage statorique qui permet d'avoir le plus faible contenu harmonique de la FMM tout en maximisant l'harmonique de travail. Cette méthode sera désignée dans la suite de cette étude par l'expression *méthode passive* du fait qu'elle ne fait intervenir que les paramètres du bobinage dans le processus d'optimisation de la FMM.
- La deuxième méthodologie utilise le principe mis en œuvre dans les bobinages double étoile et étoile-triangle combinés pour la minimisation des harmoniques d'espace de la FMM. Cette technique a été essentiellement utilisée dans les machines avec un bobinage réparti classique mais n'a été que très peu étudiée sur des bobinages fractionnaires. Nous analyserons ainsi son potentiel dans la minimisation des harmoniques d'espace de la FMM et aussi sur l'amélioration des performances de la machine. Dans la suite de cette thèse, nous désignerons cette méthode par l'expression *méthode active* du fait qu'elle introduit de nouveaux paramètres tels qu'une alimentation avec deux sources déphasées dans le temps.

2.3 Nouvelles Méthodologies pour l'optimisation de la FMM des bobinages dentaires

2.3.1 Méthode passive [28], [29]

L'idée de cette méthode consiste à trouver, pour une machine ayant un nombre de pôles $2p$ donné et ainsi pour un harmonique de travail d'ordre ($v = p$), les paramètres optimaux du bobinage qui permettent la maximisation du coefficient de bobinage de l'harmonique de travail ainsi que la minimisation du contenu harmonique de la FMM. La Figure 33 donne une représentation générale de la procédure de détermination du bobinage. Notons que dans cette étude, nous ne nous intéressons qu'à des bobinages triphasés bien que cette méthode reste applicable pour des bobinages avec un plus grand nombre de phases.



Figure 33: Procédure de détermination du bobinage par la méthode passive

Dans la suite, nous définirons les paramètres d'optimisation du bobinage puis nous évoquerons les contraintes d'optimisation qui nous permettront de ressortir le schéma du bobinage. Nous présenterons enfin la procédure d'optimisation.

2.3.1.1 Paramètres d'optimisation

Pour déterminer les paramètres d'optimisation du bobinage, un modèle analytique de la FMM sera développé dans cette partie afin d'établir le lien entre le contenu harmonique de la FMM et les paramètres du bobinage. Pour faire cela, nous considérerons le cas général d'une armature triphasée où chaque phase est constitué d'un ensemble de m bobines en séries caractérisées chacune par son ouverture angulaire β_i , son nombre de spires n_i et son décalage spatial δ_i entre son axe magnétique et le faisceau aller de la première bobine (voir Figure 34).

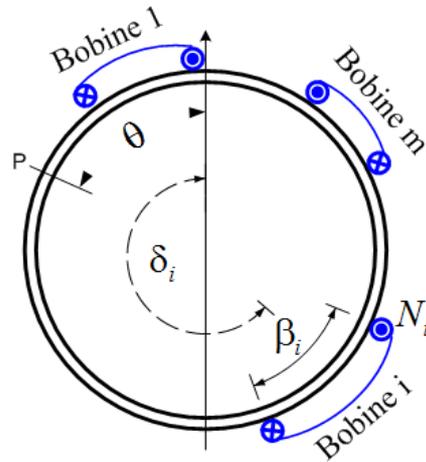


Figure 34: Disposition générale des bobines d'une phase dans l'armature statorique

En faisant l'hypothèse d'un stator lisse (effets d'encoches négligeables) et que les ampères tours consommés dans le fer sont négligeables devant ceux consommés dans l'entrefer, et utilisant les fonctions de bobinage [30], la FMM développée par une phase en un point P dans l'entrefer est donnée par l'expression ci-dessous:

$$FMM_A(\theta, t) = \sum_{v=1}^{+\infty} \frac{2N_T \cdot i_1(t)}{\pi v} \cdot k_{wv} \cdot \cos(v(\theta - \varphi_v)) \quad (2-2)$$

Où: N_T est le nombre de spires par phase, θ la position du point P dans l'entrefer, k_{wv} et φ_v représentent respectivement le coefficient du bobinage et le déphasage spatial du $v^{\text{ème}}$ harmonique de la FMM, $i_1(t)$ est le courant traversant les m bobines. L'expression du coefficient de bobinage et du déphasage spatial vaut:

$$\begin{aligned}
k_{wv} &= \left| \sum_{i=1}^m n_i \cdot \sin\left(\frac{v \cdot \beta_i}{2}\right) \cdot e^{j(v\delta_i)} \right| / N_T \\
\varphi_v &= \text{Arg} \left(\sum_{i=1}^m n_i \cdot \sin\left(\frac{v \cdot \beta_i}{2}\right) \cdot e^{j(v\delta_i)} \right)
\end{aligned} \tag{2-3}$$

Les deux autres phases de l'armature statorique présentent un bobinage identique à celui de la première phase mais sont décalées spatialement de 120° et 240° électrique respectivement par rapport à la première phase. Dans ce cas lorsque le stator est alimenté par des courants triphasés sinusoïdaux et équilibrés, l'expression de la FMM résultante est donnée par l'expression ci-dessous.

$$\begin{aligned}
FMM_T(\theta, t) &= \sum_{v=3k+1} \frac{3N_T \hat{I}}{\pi v} \cdot k_{wv} \cdot \cos(v(\theta - \varphi_v) - \omega t) \\
&+ \sum_{v=3k-1} \frac{3N_T \hat{I}}{\pi v} \cdot k_{wv} \cdot \cos(v(\theta - \varphi_v) + \omega t)
\end{aligned} \tag{2-4}$$

Nous pouvons alors remarquer que le contenu harmonique de la FMM est directement lié aux nombre m de bobines par phase, aux ouvertures angulaires β_i et au nombre de spires n_i de chaque bobine ainsi qu'à la répartition spatiale δ_i du bobinage le long de l'entrefer. C'est sur ces paramètres que l'on doit donc agir pour ressortir le bobinage statorique optimal.

Maintenant, que nous avons déterminé les paramètres d'optimisation de la FMM, il reste à définir le nombre de bobines, le nombre d'encoches à utiliser tout en maintenant un nombre d'encoches par pôle et par phase $q < 1$, la répartition du bobinage, etc. Pour répondre à toutes ces questions, des contraintes sur les paramètres d'optimisation ont été définies.

2.3.1.2 Contraintes d'optimisation

Pour assurer le bon fonctionnement de la machine et pour éviter l'apparition de certains phénomènes néfastes, des contraintes vis-à-vis du placement du bobinage le long de l'entrefer ont été définies.

❖ Bobinage équilibré et symétrique

Pour éliminer les harmoniques pairs de la FMM et aussi pour réduire les efforts radiaux sur le rotor, le bobinage doit présenter une répartition symétrique le long de l'entrefer. C'est-à-dire qu'à chaque bobine doit correspondre une autre bobine disposée d'une manière

diamétralement opposée à la première comme montré sur la Figure 35. De plus, ces deux bobines doivent présenter le même nombre de spires et appartenir au même ordre de phase.

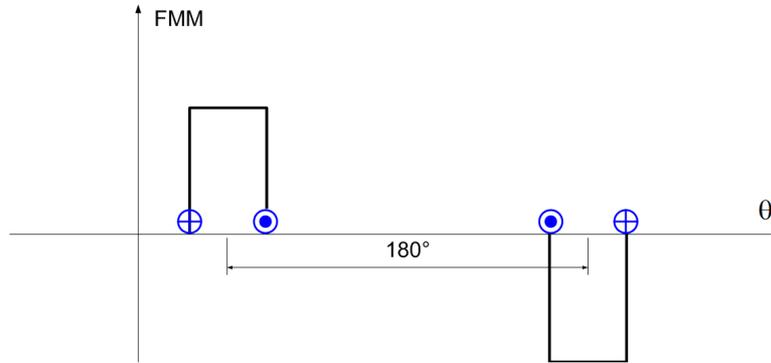


Figure 35: Disposition du bobinage pour l'élimination des harmoniques paires

Par ailleurs, pour produire une FMM tournante, les enroulements des trois phases doivent être identiques et décalés spatialement les uns par rapport aux autres d'un angle de 120° électrique. Pour les machines à bobinage dentaire où l'harmonique principal est un harmonique dont l'ordre est supérieur au fondamental, le déphasage spatial entre chaque phase doit être un multiple de 120° mécanique au lieu de $120^\circ/p$ mécanique. En effet, dans ce dernier cas, l'angle entre les différents axes magnétiques des phases n'est pas de 120° électrique (Figure 36) pour tous les harmoniques comme c'est le cas des machines avec un nombre d'encoches par pôle et par phase entier.

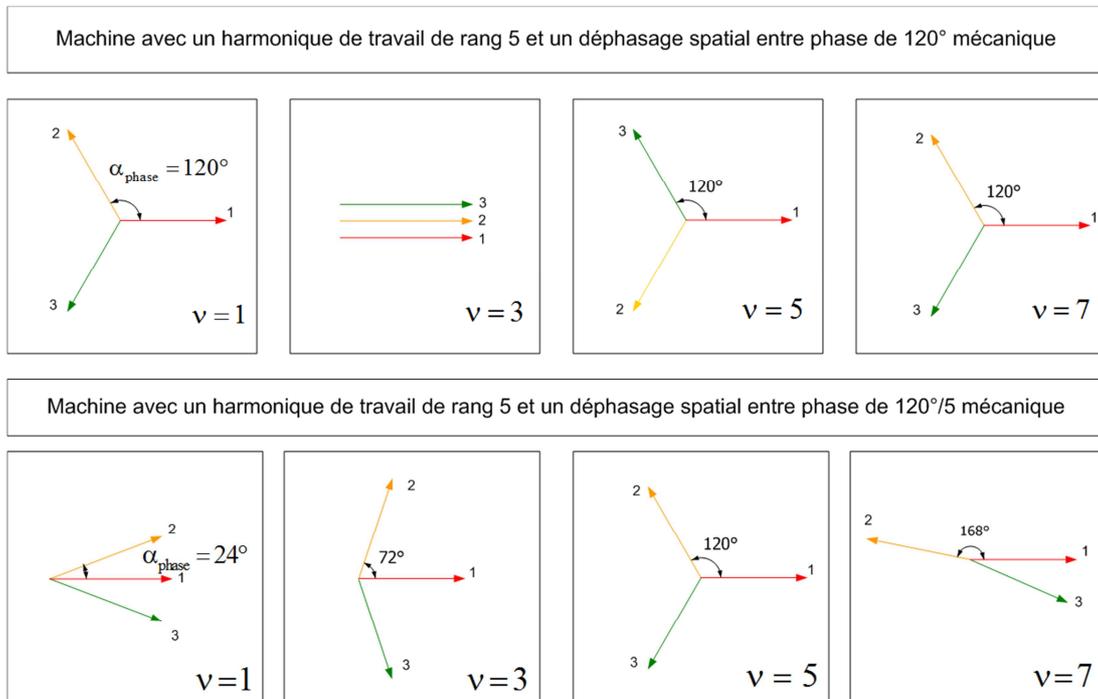


Figure 36: Position relative des axes magnétiques des trois phases en fonction du rang harmonique

De plus, dans ce cas, les harmoniques multiples de 3 ne sont plus nuls et les sous harmoniques et les harmoniques dont l'ordre est supérieur à celui de l'harmonique de travail présenteront des FMM tournantes à la fois dans le sens direct et dans le sens inverse. Pour cela, nous considérerons que toutes les phases seront décalées les unes par rapport aux autres d'un angle de 120° mécaniques. Enfin, la machine doit aussi présenter un nombre d'encoches pair et multiple du nombre de phases afin de réaliser un bobinage équilibré et symétrique. Dans le cas d'une machine triphasée, les nombres d'encoches Z possibles sont donnés comme suit:

$$Z = \{6, 12, 18, \dots, 6k\} \quad (2-5)$$

❖ *Contraintes sur le nombre de couches et sur le nombre d'encoches*

Pour garantir une armature triphasée présentant toujours $q < 1$, le nombre maximum d'encoches Z_{max} est:

$$Z_{max} = 6 \cdot (p - 1) \quad (2-6)$$

Aussi, pour réduire le coût de fabrication du bobinage et avoir un bon coefficient de remplissage en cuivre, seuls les bobinages en simple ou en double couche sont considérés dans cette étude. Ainsi, chaque encoche peut avoir au maximum deux faisceaux appartenant à deux bobines différentes.

❖ *Valeurs possibles pour le rang de l'harmonique de travail*

Avec les contraintes définies précédemment, les harmoniques de rang pairs ainsi que les harmoniques multiples du nombre de phases sont naturellement éliminés. Le spectre harmonique de la FMM ne contient alors que les harmoniques de rang $\nu = 6k \pm 1$. Ainsi, les rangs de l'harmonique de travail possibles et donc le nombre de paires de pôles p sont :

$$p = \{5, 7, 11, 13, \dots, 6k \pm 1\} \quad (2-7)$$

Néanmoins, si nous souhaitons concevoir un bobinage avec un harmonique de travail de rang p^* qui n'est pas contenu dans l'intervalle (2-7), par exemple $p^* = \{20, 28, 30, \dots\}$. Dans ce cas, nous déterminons dans un premier temps les différents diviseurs de ce nombre, puis nous optimiserons le bobinage pour qu'il maximise le plus petit diviseur de p^* qui peut être écrit sous la forme $\nu^* = 6k \pm 1$. Enfin, le bobinage global est obtenu en répétant le motif du bobinage optimisé p^*/ν^* fois.

Pour mieux expliquer cette procédure, prenant l'exemple d'une machine avec un harmonique de travail de rang $\nu = 50$, dans ce cas nous pouvons remarquer que ce nombre ne peut pas se mettre sous la forme $6k \pm 1$. Pour cela, on détermine les différents diviseurs de ce nombre qui sont $\{1, 2, 5, 10, 25, 50\}$, parmi ses diviseurs seuls $\{5, 25\}$ peuvent être écrits directement sous la forme $6k \pm 1$. Ainsi, nous pouvons optimiser le bobinage pour qu'il maximise soit l'harmonique de rang 5 ou de rang 25. Cependant, on choisira de maximiser l'harmonique de rang 5 car dans ce cas il existe moins de sous harmoniques. Enfin, pour obtenir le bobinage global, nous répèterons le bobinage optimisé $50/5=10$ fois pour obtenir le nombre de paires de pôles souhaité.

2.3.1.3 Schéma du bobinage à optimiser

A partir des contraintes définies ci-dessus, la configuration générale du bobinage à optimiser est donnée par la Figure 37.

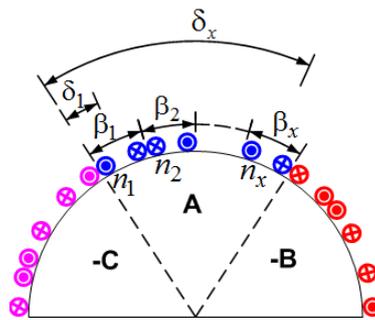


Figure 37: Schéma du bobinage à optimiser

L'armature est étudiée uniquement sur l'intervalle $[0-\pi]$. En effet, les bobines contenues dans l'intervalle $[\pi-2\pi]$ doivent être diamétralement opposées afin d'éliminer les harmoniques de rang pairs de la FMM. L'intervalle $[0-\pi]$ est divisé en trois secteurs appartenant chacun à une phase et présentant une ouverture angulaire de $\pi/3$ mécanique. Chaque secteur comporte un nombre $Z_{\max}/3$ bobines qui sont disposées de manière à éviter le chevauchement entre les têtes de bobines d'une part et d'autre part pour garantir un bobinage avec un nombre d'encoches par pôle et par phase q inférieur à un. Comme le bobinage du stator est équilibré, la connaissance des paramètres d'une phase suffit amplement à décrire l'armature triphasée. Le Tableau 2 illustre les paramètres du bobinage donnés sur la Figure 37 et montre leurs domaines de variation. Le pas de la bobine et le nombre de spires évoluent d'une manière continue alors que le déphasage spatial évolue d'une manière discrète afin de pouvoir permuter la bobine de la zone A vers la zone B ou C.

Tableau 2: Paramètres d'optimisation du bobinage

Variable	Formule	Nature	Bornes
Pas de la bobine	$\beta_j = k_j \cdot \left(\pi/3 - \sum_{i=1}^{j-1} \beta_i \right)$	Continue	$k_j \in [0,1]$
Déphasage spatial	$\delta_j = \left(\beta_j/2 + \sum_{i=1}^{j-1} \beta_i \right) + \alpha_j \cdot \pi/3$	Discrète	$\alpha_j = \{0,1,2\}$
Nombre de spires normalisé	n_j	Continue	$n_j \in [-1,1]$

2.3.1.4 Critères d'optimisation

Le premier critère d'optimisation est la maximisation de l'harmonique de travail de la FMM dont l'ordre est égal au nombre de paires de pôles au rotor ($\nu = p$). D'après l'équation (2-3), on constate que chaque harmonique de la FMM est d'autant plus élevé que son coefficient de bobinage est élevé. Ce dernier peut ainsi être utilisé comme critère pour la maximisation de l'harmonique de travail.

$$F_{obj1} = \max(k_{w(\nu=p)}) \quad (2-8)$$

Le second objectif de cette optimisation consiste en la minimisation de tous les autres rangs harmoniques de la FMM pour réduire les pertes, le bruit et les vibrations de la machine. Comme le taux de distorsion harmonique (THD) mesure le niveau de distorsion d'un signal donné, il peut alors être utilisé comme une fonction objective pour minimiser le contenu harmonique. Pour le calcul du taux de distorsion, seuls les harmoniques dont le rang est inférieur à $Z_{Max}+p$ sont pris en compte. En effet, les harmoniques d'ordre élevé ont peu d'influence sur les performances de la machine.

$$F_{obj2} = \min(\text{THD}) = \min \left(\frac{\sqrt{\sum_{\nu \neq p} (k_{w\nu}/\nu)^2}}{k_{w(\nu=p)}/p} \right) \quad (2-9)$$

2.3.1.5 Approche d'optimisation:

Pour trouver les paramètres optimaux du bobinage, l'utilisation d'une approche analytique directe n'est pas envisageable dû au nombre élevé de paramètres, des non-linéarités, de la nature du problème multiobjectif, etc. Ainsi, pour résoudre ce problème, nous avons eu recours à un algorithme d'optimisation du type génétique. Ce dernier présente l'avantage d'être peu sensible aux discontinuités de la fonction objectif, est moins sensible aux optimums locaux et permet aussi de traiter un grand nombre de variables. Comme le problème est de type multicritères, il n'existe alors pas une seule solution optimale mais un ensemble de solutions optimales (connues sous le nom de solutions Pareto-optimales). L'algorithme génétique multicritère de la boîte à outils Matlab Global Optimization Toolbox est utilisé [31]. Les paramètres de réglage de l'algorithme génétique sont présentés dans le Tableau 3.

Tableau 3: Paramètres de l'algorithme génétique

Paramètre	Valeur
Taille de la population	2000
Nombre de générations	2000
Taux de croisement	0.8

Cet algorithme est ensuite couplé comme montré Figure 38 avec le modèle analytique de la FMM généré par le bobinage de la Figure 37. De manière simplifiée, cet algorithme génétique devra adapter les paramètres du bobinage décrits dans le Tableau 2 pour minimiser le contenu harmonique de la FMM tout en maximisant le coefficient de bobinage de l'harmonique de travail.

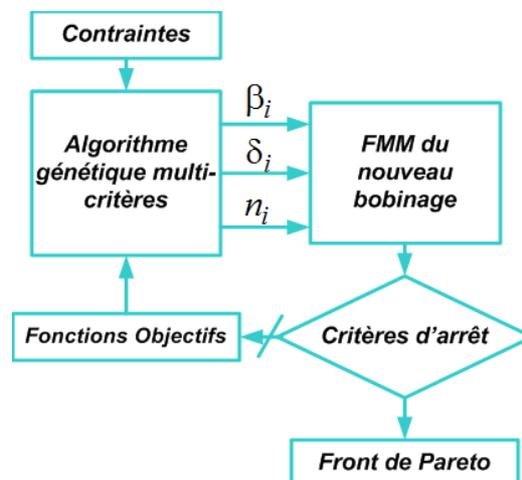


Figure 38: Processus d'optimisation de la FMM

2.3.2 Méthode active

Comme indiqué dans le paragraphe 2.2.3, la deuxième méthode que nous exploiterons pour la minimisation du contenu harmonique de la FMM est fondée sur le principe mis en œuvre dans les machines double étoile ou étoile-triangle combiné [20], [32]–[34]. Dans ces machines, un système de deux bobinages triphasés décalés spatialement et temporellement sont utilisés de manière à ce que les FMMs des deux bobinages soient en phase pour le fondamental et en opposition de phase pour les autres harmoniques à éliminer. Les harmoniques indésirables sont ainsi complètement supprimés sans dégrader le fondamental du champ qui est à l'origine du couple électromagnétique. A titre d'exemple, dans la machine double étoile (voir Figure 39), les deux bobinages $A_1B_1C_1$ et $A_2B_2C_2$ sont décalés spatialement de 30° électrique et sont alimentés par des courants triphasés $I_{a_1}I_{b_1}I_{c_1}$ et $I_{a_2}I_{b_2}I_{c_2}$ décalés entre eux de 30° .

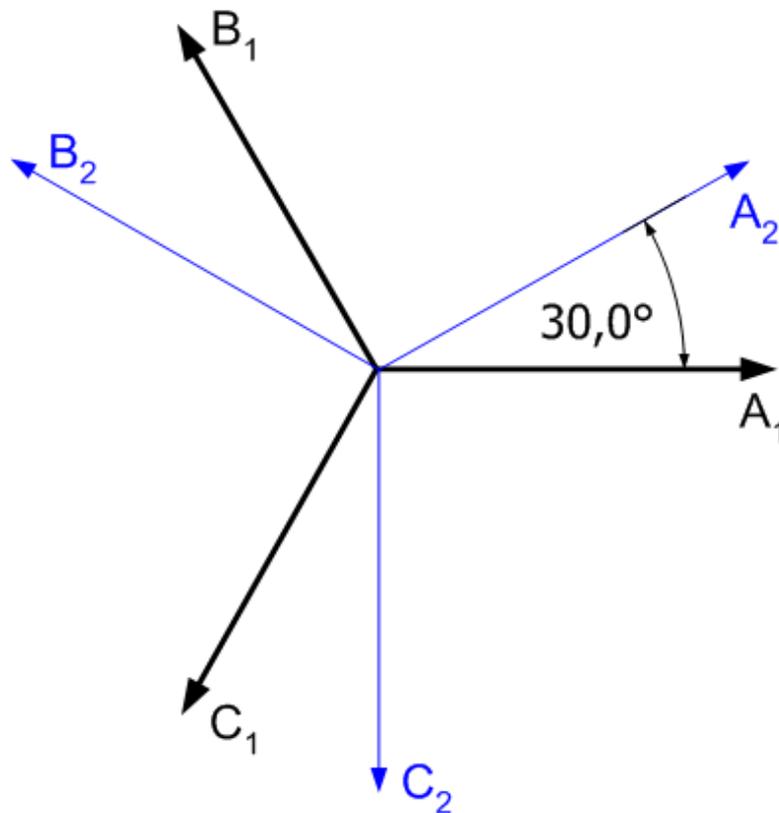


Figure 39: représentation schématique des positions de bobines de la machine double étoile

De cette manière, comme le montre la Figure 40, les champs résultants des deux bobinages sont en phase pour le fondamental et en opposition de phase pour les harmoniques de rang {5, 7, 17, 19, etc.}.

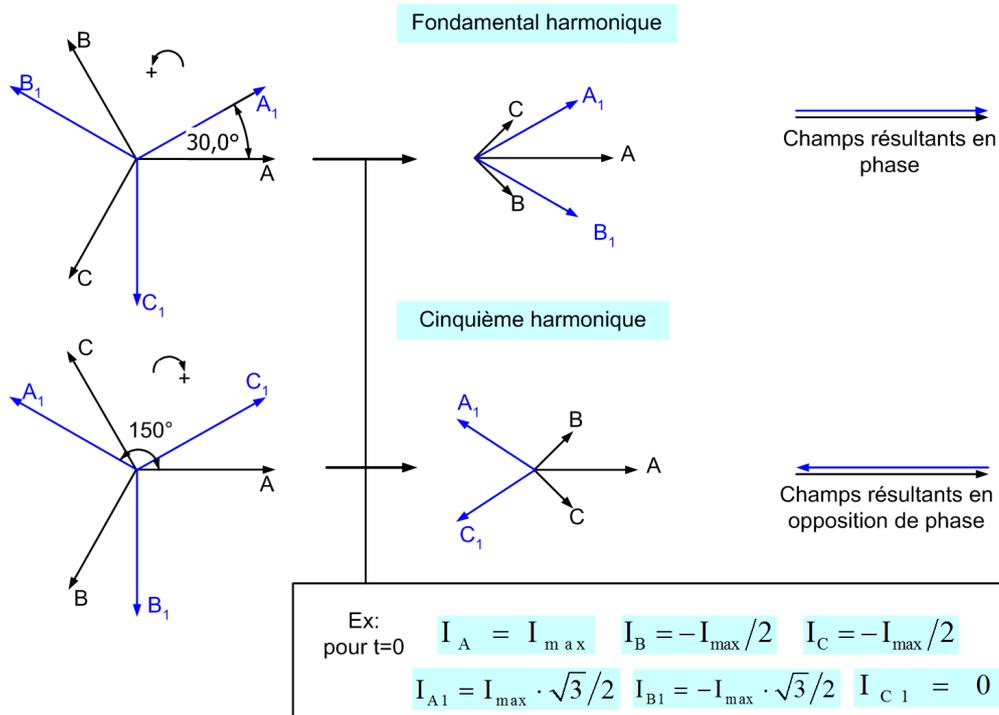


Figure 40: Axes magnétiques des bobines de la machine à double étoile pour le fondamental et l'harmonique de rang 5 à l'instant t=0

Pour appliquer cette méthode aux bobinages fractionnaires, nous présenterons dans un premier temps une formulation mathématique plus générale de cette méthode; ceci pour ressortir le lien entre les paramètres d'optimisation et le contenu harmonique de la FMM. Puis, nous présenterons une procédure de détermination des décalages spatiaux et temporels optimaux.

2.3.2.1 Formulation mathématique générale de la méthode active

Considérons le cas général d'un système constitué de deux bobinages triphasés identiques $A_1B_1C_1$ et $A_2B_2C_2$ dont les enroulements de chaque phase sont décalés les uns des autres d'un angle mécanique δ comme montré sur la Figure 41 et qui sont alimentés par des courants sinusoïdaux d'expression :

$$\begin{cases} i_{A_1}(t) = \hat{I} \cdot \cos(\omega t) \\ i_{B_1}(t) = \hat{I} \cdot \cos(\omega t - 2\pi/3) \\ i_{C_1}(t) = \hat{I} \cdot \cos(\omega t + 2\pi/3) \end{cases} \quad \text{et} \quad \begin{cases} i_{A_2}(t) = \hat{I} \cdot \cos(\omega t - \Phi) \\ i_{B_2}(t) = \hat{I} \cdot \cos(\omega t - 2\pi/3 - \Phi) \\ i_{C_2}(t) = \hat{I} \cdot \cos(\omega t + 2\pi/3 - \Phi) \end{cases} \quad (2-10)$$

Avec :

- ω : la pulsation électrique en rd/s,

- \hat{f} : la valeur crête du courant,
- ϕ : le déphasage temporel entre les courants des enroulements $A_1B_1C_1$ et $A_2B_2C_2$.

Les forces magnétomotrices F_{bob_1} et F_{bob_2} créées respectivement par les deux enroulements $A_1B_1C_1$ et $A_2B_2C_2$ peuvent se mettre sous la forme suivante:

$$F_{bob_1}(\theta, t) = \sum_{v=6k\pm 1} \frac{3N_T \hat{I}}{\pi v} \cdot k_{wv} \cdot \cos(v\theta \pm \omega t)$$

$$F_{bob_2}(\theta, t) = \sum_{v=6k\pm 1} \frac{3N_T \hat{I}}{\pi v} \cdot k_{wv} \cdot \cos(v(\theta - \delta) \pm (\omega t - \phi))$$
(2-11)

On montre alors que la force magnétomotrice résultante F_T peut s'écrire comme suit :

$$F_T(\theta, t) = F_{bob_1}(\theta, t) + F_{bob_2}(\theta, t)$$

$$F_T(\theta, t) = 2 \cdot k_{dv} \cdot \left[\sum_{v=6k\pm 1} \frac{3N_T \hat{I}}{\pi v} \cdot k_{wv} \cdot \cos(v(\theta - \delta/2) \pm (\omega t - \phi/2)) \right]$$
(2-12)

Avec :

- k_{dv} : le coefficient de distribution résultant de l'association des deux enroulements, il est donné comme suit :

$$k_{dv} = \cos\left(\frac{v\delta \pm \Phi}{2}\right)$$
(2-13)

Notons que le signe + est à utiliser pour les harmoniques de rang v tournants dans le sens inverse à celui de la rotation du rotor et le signe - pour les autres rangs d'harmoniques qui tournent dans le même sens que le rotor.

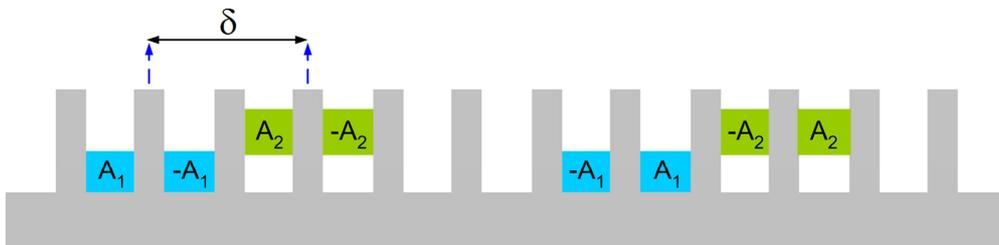


Figure 41: Schéma du bobinage d'une phase des enroulements $A_1B_1C_1$ et $A_2B_2C_2$

Nous pouvons remarquer qu'on dispose de deux degrés de liberté (δ, Φ) pour l'action sur le contenu harmonique de la FMM. Il devient alors possible d'éliminer un certain rang harmonique de la FMM tout en maintenant l'harmonique de travail inchangé.

2.3.2.2 Détermination des paramètres optimaux

Pour trouver les valeurs optimales des paramètres (δ, Φ) permettant la maximisation de l'harmonique de travail d'ordre $\nu = p$ et la suppression d'un harmonique de rang ν^* quelconque, nous considérerons la procédure suivante :

- Dans un premier temps, on fixe le paramètre Φ de manière à maximiser l'harmonique de travail d'ordre $\nu = p$. D'après (2-12) ceci revient à maximiser le coefficient de distribution (2-13).

$$(k_{d(\nu=p)} = 1) \Rightarrow (\Phi = 2k\pi + p\delta), k \text{ nombre entier} \quad (2-14)$$

- Ensuite, en insérant (2-14) dans (2-13), on montre que le coefficient de distribution peut s'écrire comme suit :

$$k_{d\nu} = \cos((\nu \pm p)\delta/2) \quad (2-15)$$

- Enfin, pour éliminer l'harmonique de rang ν^* , le paramètre δ doit être égal à :

$$\delta = \frac{(2k + 1)\pi}{(\nu^* \pm p)}, k \text{ nombre entier} \quad (2-16)$$

En résumé, pour maximiser l'harmonique de travail de rang $\nu = p$ et pour éliminer l'harmonique indésirable de rang ν^* , le déphasage spatial et temporel entre les enroulements $A_1B_1C_1$ et $A_2B_2C_2$ doit satisfaire à (2-17).

$$\begin{aligned} \delta_{optim} &= (2k + 1)\pi/(\nu^* \pm p) \\ \Phi_{optim} &= p\delta_{optim} \end{aligned} \quad (2-17)$$

2.4 Application des deux méthodologies pour l'optimisation du bobinage d'une machine synchrone avec une combinaison de 12 encoches/10 pôles.

Parmi les différentes combinaisons d'encoches/pôles possibles dans les machines à bobinage fractionnaire triphasées. La combinaison 12-encoches/10-pôles avec un bobinage en double

couche est présentée dans la littérature [35]–[37] comme étant une solution particulièrement intéressante pour son coefficient de bobinage élevé, son faible contenu en sous harmoniques, son faible couple de détente, etc.

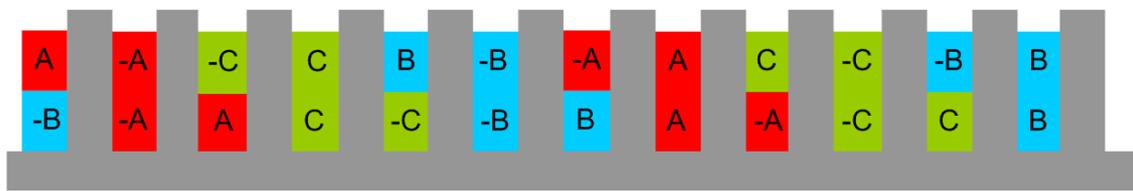


Figure 42: Motif de base du bobinage fractionnaire de la machine avec la combinaison 12encoches/10pôles

Néanmoins, comparé aux machines équipées des bobinages conventionnels avec un nombre d'encoches par pôle et par phase unitaire ($q=1$), le bobinage de la machine avec une combinaison de 12encoches/10pôles (voir Figure 42) présente une FMM avec un fort contenu en harmoniques comme le montre la Figure 43. En effet, dans cette machine, seul l'harmonique de rang 5 (en rouge sur la Figure 43) est à l'origine du couple électromagnétique, les autres rangs harmoniques tels que le $\{1, 7, 17, 19\}$ sont indésirables et ne conduisent qu'à une augmentation des pertes rotoriques et du niveau de bruit et de vibration de la machine.

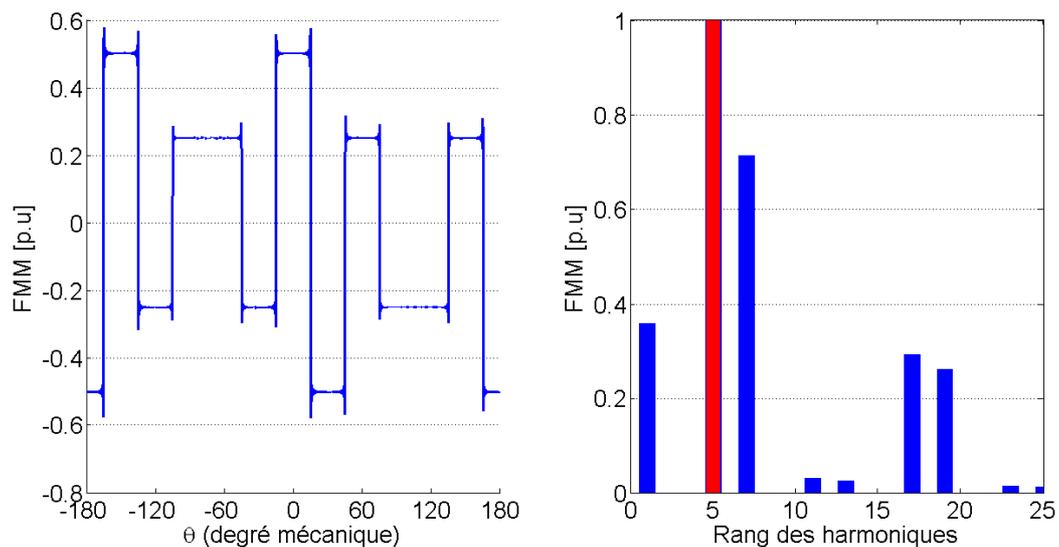


Figure 43: Distribution et spectre harmonique de la FMM du bobinage de référence

Par ailleurs, le coefficient de bobinage de l'harmonique de travail est 7% plus faible à celui du bobinage conventionnel avec $q=1$ (0.933 au lieu de 1). Pour améliorer les performances de cette machine, nous allons appliquer les deux méthodologies d'optimisation du bobinage présentées auparavant, pour ressortir des bobinages plus performants.

2.4.1 Application de la méthode passive

Pour maximiser les performances de la machine présentée ci-dessus, l'idéal est d'avoir un bobinage statorique dont la FMM ne présente qu'un harmonique correspondant à l'harmonique de travail qui est dans ce cas l'harmonique de rang 5 (Figure 44). Par ailleurs, il convient de maximiser le coefficient de bobinage de l'harmonique de travail pour maximiser le couple massique de la machine.

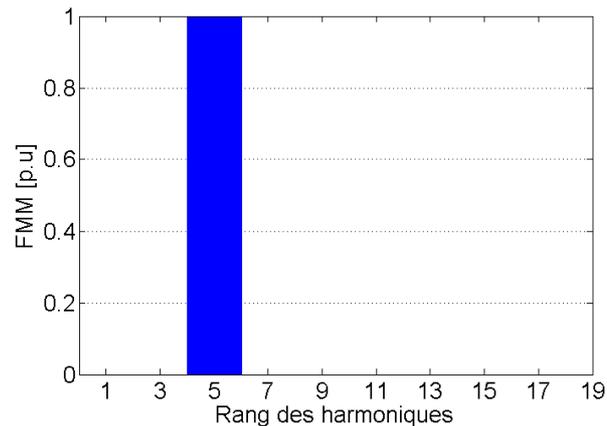


Figure 44: Spectre harmonique idéal de la force magnétomotrice

Pour atteindre ces objectifs, la procédure d'optimisation du bobinage présentée auparavant sera appliquée dans l'objectif de concevoir un bobinage triphasé fractionnaire concentré autour des dents et ayant une FMM avec l'harmonique de rang 5 le plus dominant.

2.4.1.1 Schéma du bobinage à optimiser

Pour assurer le bon fonctionnement de la machine, le bobinage doit respecter les contraintes définies dans 2.3.1.2.

1. La première contrainte concerne le nombre d'encoches par pôle et par phase q qui doit être inférieur à 1 pour réduire le nombre d'encoches statoriques. Dans ce cas, comme la machine présente un rotor avec $p=5$ paires de pôles, le nombre maximum d'encoches Z_{\max} est d'après l'équation (2-6) de 24.
2. La seconde contrainte concerne le nombre de couches du bobinage qui a été limité à 2 pour simplifier la réalisation. Il en découle donc que le nombre maximum de bobines dans la machine est égal au nombre maximum d'encoches. Par conséquent, le nombre maximum de bobines par phase est de $24/3 = 8$ bobines.
3. Ces bobines doivent être réparties d'une manière symétrique le long de l'entrefer pour équilibrer les efforts radiaux sur le rotor. Ainsi, sur les 24 bobines statoriques, 12

bobines seront placées dans l'intervalle $[0-\pi]$ et les 12 restantes seront disposées dans l'intervalle $[\pi-2\pi]$ d'une manière diamétrale et opposée à celles contenues dans le premier intervalle,

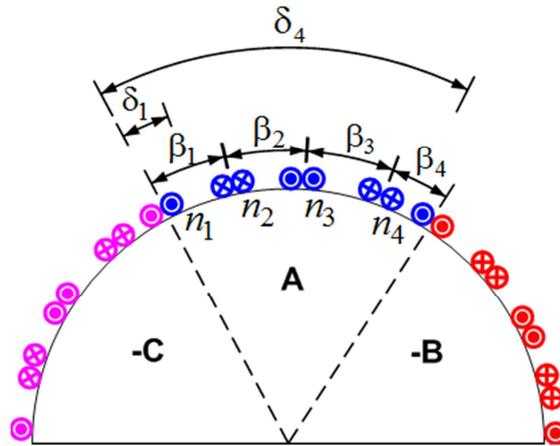


Figure 45: schéma du bobinage à optimiser

- L'intervalle $[0-\pi]$ est ensuite divisé en trois secteurs comme montré sur la Figure 45, appartenant chacun à une phase et présentant une ouverture angulaire de $\pi/3$ mécanique. Chaque secteur comporte un nombre de $12/3=4$ bobines qui sont disposées de manière à éviter le chevauchement entre les têtes de bobines. Ces quatre bobines sont caractérisées par des ouvertures angulaires $(\beta_1, \beta_2, \beta_3, \beta_4)$, des nombres de spires normalisées (n_1, n_2, n_3, n_4) et sont décalées par rapport au faisceau aller de la première bobine par $(\delta_1, \delta_2, \delta_3, \delta_4)$. Les intervalles de variation de ces paramètres sont décrits dans le Tableau 4. Notons que les ouvertures angulaires et le nombre de spires évoluent d'une manière continue. Le nombre de spires négatif indique l'inversion du sens du bobinage. Le décalage spatial évolue d'une manière discrète, en effet, ceci permet de basculer la bobine qui se trouve dans le secteur A vers les secteurs B ou C (voir la Figure 45).

Tableau 4: Paramètres d'optimisation du bobinage

Paramètre	Formule	Nature	Bornes
Ouverture angulaire des bobines	$\beta_1 = k_1 \cdot \pi/3$ $\beta_2 = k_2 \cdot (\pi/3 - \beta_1)$ $\beta_3 = k_3 \cdot (\pi/3 - \beta_1 - \beta_2)$ $\beta_4 = (\pi/3 - \beta_1 - \beta_2 - \beta_3)$	Continue	$k_{1...3} \in [0,1]$

Décalage spatial	$\delta_1 = \beta_1/2 + k_4 \cdot \pi/3$ $\delta_2 = (\beta_1 + \beta_2/2) + k_5 \cdot \pi/3$ $\delta_3 = (\beta_1 + \beta_2 + \beta_3/2) + k_6 \cdot \pi/3$ $\delta_4 = (\beta_1 + \beta_2 + \beta_3 + \beta_4/2) + k_7 \cdot \pi/3$	Discrète	$k_{4...7} \in \{0,1,2\}$
Nombre de spires	n_1, n_2, n_3, n_4	Continue	$n_{1...4} \in [-1,1]$

2.4.1.2 Procédure d'optimisation et résultats obtenus

Pour trouver les paramètres du bobinage (Tableau 4) qui satisfont aux critères d'optimisation présentés au paragraphe 2.3.1.4, un algorithme génétique multiobjectif a été couplé avec le modèle analytique de la FMM développé par le bobinage comme détaillé en 2.3.1.5. Le front de Pareto obtenu avec une population de 2000 individus sur 2000 itérations est représenté sur la Figure 46. Notons que sur cinq exécutions de l'algorithme d'optimisation, nous avons obtenu le même front de Pareto, ce qui nous assure de la convergence de l'algorithme.

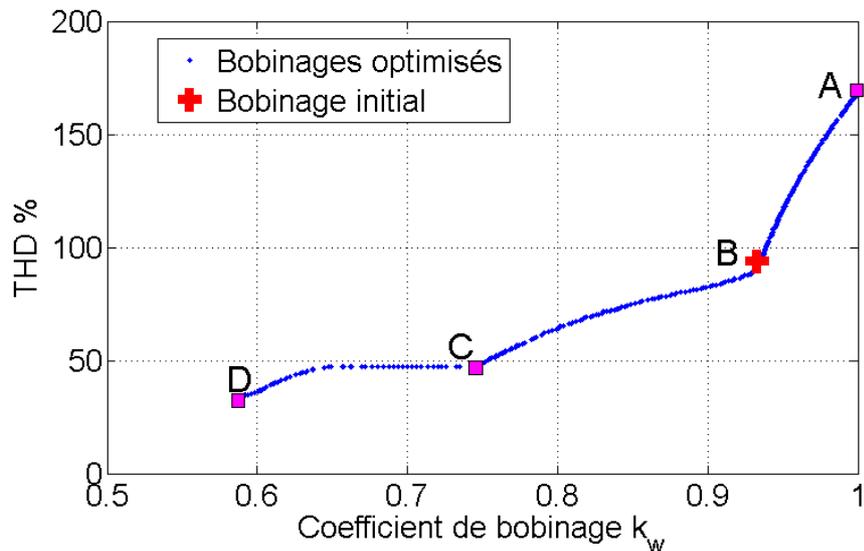


Figure 46: Front de Pareto

Les points en bleu sur la Figure 46 représentent les caractéristiques (k_w -THD) des bobinages optimisés et le point en rouge représente celles du bobinage initial (Figure 42) déterminé via la technique dite de l'étoile des encoches[38]. Nous pouvons constater que la méthodologie proposée permet de ressortir de nouvelles solutions qu'on ne pouvait pas déterminer via les techniques classiques de détermination de bobinage tel qu'un bobinage dentaire avec un

coefficient de bobinage unitaire. Néanmoins, parmi les différentes solutions Pareto-optimales ressorties, nous pouvons remarquer qu'il n'existe aucune solution qui est meilleure à la fois en termes de coefficient de bobinage et de contenu harmonique à la solution initiale. Ceci est dû aux fortes contraintes imposées sur le bobinage telles qu'un bobinage concentrique, limitation du nombre de couches à deux, etc. qui rendent la minimisation du contenu harmonique délicate.

2.4.1.3 Analyse de solutions particulières :

Parmi les différentes solutions Pareto-optimales, quatre solutions (points A, B, C et D de la Figure 46) ont retenu notre attention. La solution A est caractérisée par un coefficient de bobinage unitaire, la solution B correspond au bobinage initial, les solutions C et D sont caractérisées par une FMM avec un faible contenu harmonique. Pour analyser les bobinages correspondants à ces solutions, nous avons tracé sur la Figure 47 l'évolution des paramètres d'optimisation le long du front de Pareto.

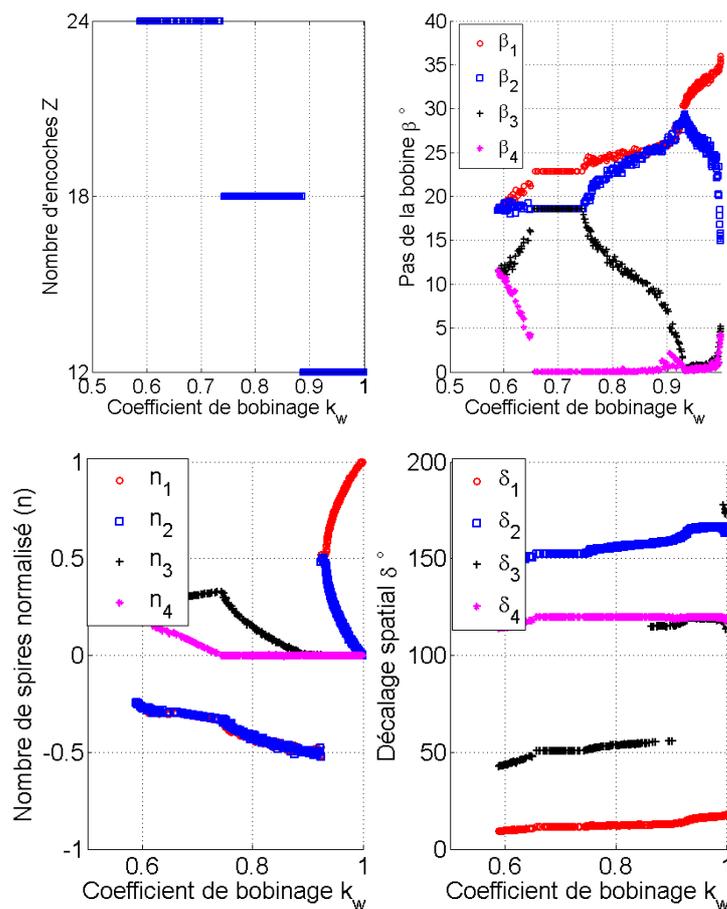


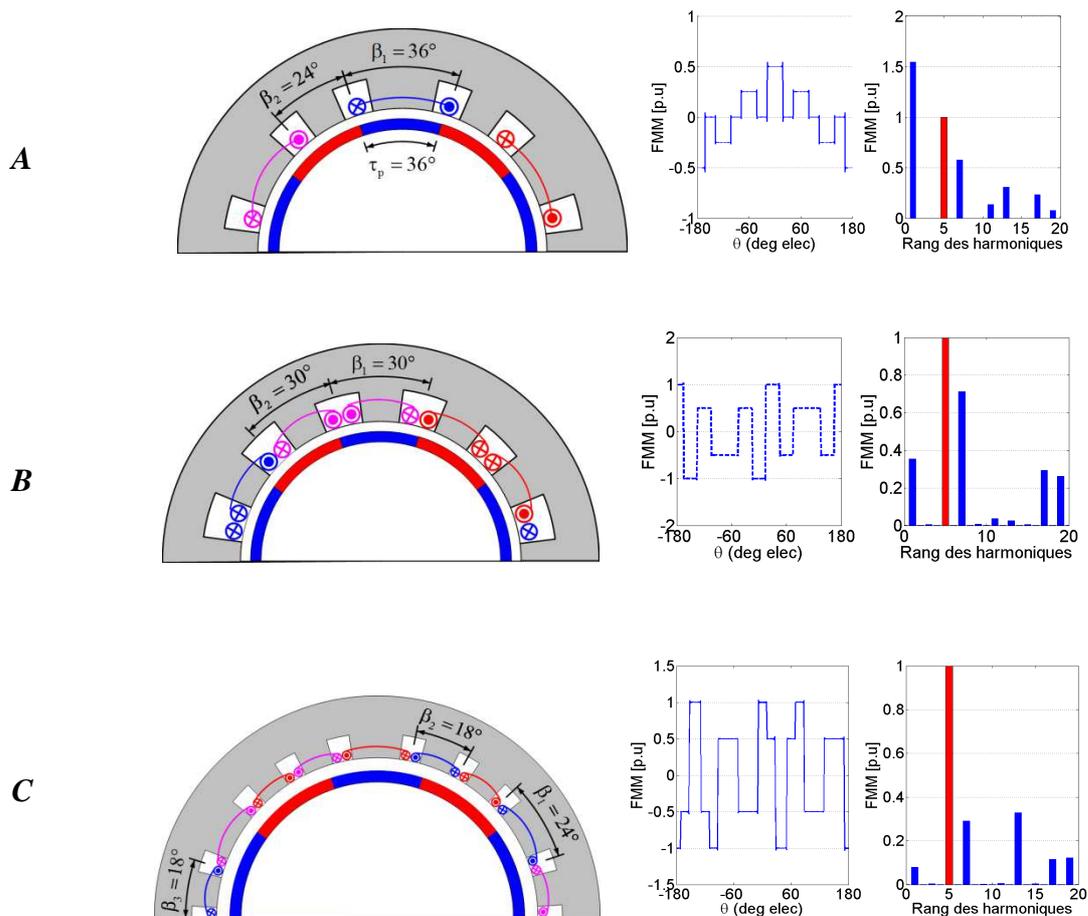
Figure 47: Evolution des paramètres d'optimisation le long du front de Pareto

Les paramètres d'optimisation ainsi que le coefficient de bobinage et le THD de la FMM correspondant aux quatre solutions A, B, C et D sont donnés dans le Tableau 5.

Tableau 5: Paramètres d'optimisation correspondant

	A	B	C	D
k_w	100%	93%	75%	58%
THD	$\approx 170\%$	$\approx 92\%$	$\approx 58\%$	$\approx 34\%$
$(\beta_1, \beta_2, \beta_3, \beta_4)$	$[30^\circ, 0^\circ, 0^\circ, 0^\circ]$	$[30^\circ, 30^\circ, 0^\circ, 0^\circ]$	$[24^\circ, 18^\circ, 18^\circ, 0^\circ]$	$[18.5^\circ, 18.5^\circ, 11.5^\circ, 11.5^\circ]$
$(\delta_1, \delta_2, \delta_3, \delta_4)$	$[15^\circ, 0^\circ, 0^\circ, 0^\circ]$	$[15^\circ, 165^\circ, 0^\circ, 0^\circ]$	$[12^\circ, 153^\circ, 51^\circ, 0^\circ]$	$[9.2^\circ, 147.6^\circ, 42.6^\circ, 114^\circ]$
(n_1, n_2, n_3, n_4)	$[1, 0, 0, 0]$	$[0.5, 0.5, 0, 0]$	$[1/3, 1/3, -1/3, 0]$	$[1/4, 1/4, -1/4, -1/4]$

La Figure 48 montre le schéma de bobinage et les forces magnétomotrices correspondantes aux solutions A, B, C et D.



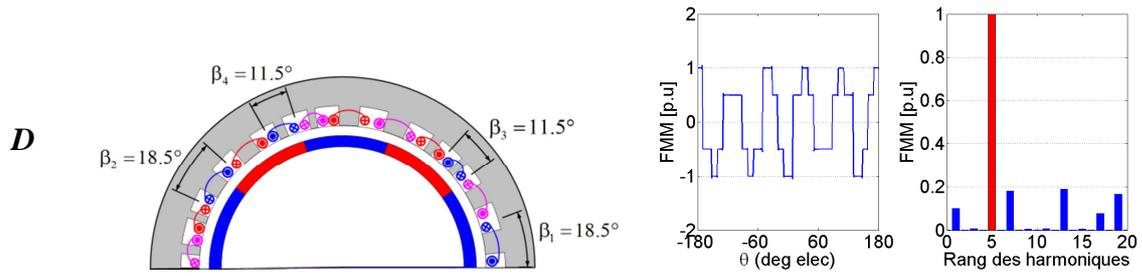


Figure 48: Schéma du bobinage et MMF correspondantes aux solutions A, B, C, D sur le front de Pareto

La solution A est caractérisée par une seule bobine par phase dans l'intervalle $[0-\pi]$ dont l'ouverture angulaire est égale au pas polaire, c'est pourquoi son coefficient de bobinage est unitaire. Néanmoins, elle présente une FMM avec des harmoniques de rang 1 et 7 plus élevés que ceux du bobinage initial, essentiellement pour l'harmonique de rang 1 qui augmente d'environ 120%. Nous pouvons remarquer aussi que pour réaliser ce bobinage, le stator doit présenter des dents de largeurs inégales, c'est-à-dire une distribution irrégulière des encoches.

Les solutions C et D permettent une atténuation significative des harmoniques de rang 1 et 7, du fait qu'elles disposent d'un plus grand nombre de bobines par phase. Néanmoins, comme les ouvertures des bobines sont dans ces deux cas inférieures au pas polaire, le coefficient de raccourcissement et donc le coefficient de bobinage diminue de manière importante.

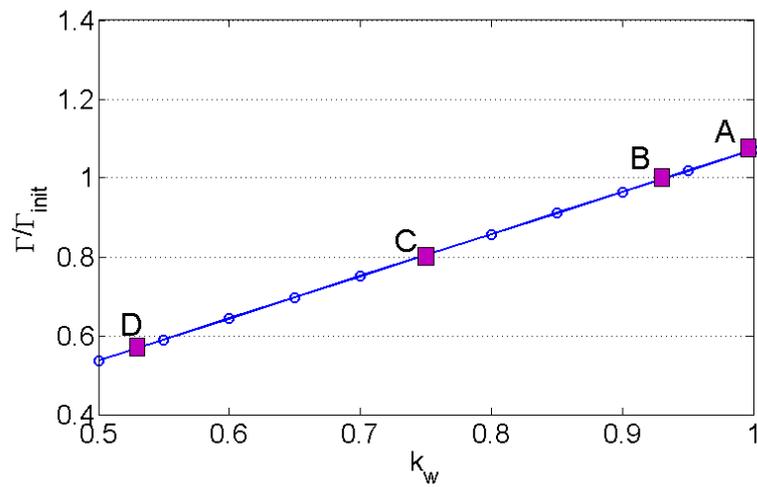


Figure 49: Evolution du rapport entre le couple des bobinages optimisés au couple du bobinage initial

Ainsi, comme montré sur la Figure 49, les solutions C et D conduisent à une diminution trop importante du couple massique. Nous avons alors préféré retenir la solution A dans la suite de cette étude. En effet, elle permet une augmentation du couple massique d'environ 7%.

2.4.2 Application de la méthode active

Dans le paragraphe précédent, nous avons vu que la seule optimisation des paramètres du bobinage n'était pas suffisante pour améliorer à la fois le coefficient de bobinage et le taux de distorsion harmonique de la FMM. En effet, les fortes contraintes imposées sur le placement et la disposition du bobinage rendent l'amélioration des propriétés du bobinage délicate. Pour cela, nous appliquerons dans cette partie, une nouvelle méthode dite méthode active décrite dans 2.3.2 pour réduire d'une manière plus efficace les composantes harmoniques de la FMM. L'avantage de cette méthode est qu'elle présente un nouveau degré de liberté susceptible d'améliorer les propriétés du bobinage : l'utilisation d'un système de deux alimentations déphasées temporellement.

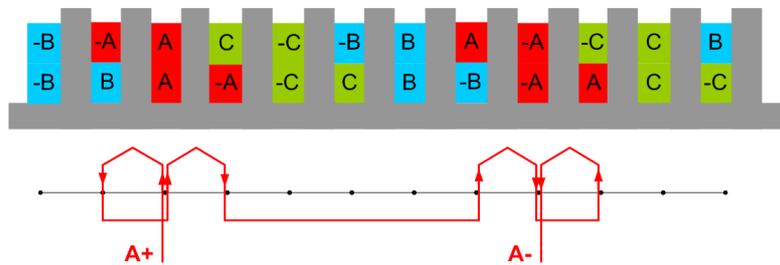


Figure 50: Motif de base du bobinage d'une phase

Le motif de base du bobinage d'une phase de la machine considérée dans cette étude est représenté sur la Figure 50. Nous pouvons remarquer qu'il est constitué de deux enroulements ayant un sens de bobinage opposé et décalé l'un de l'autre d'un pas encoche. Dans la suite, au lieu de raccorder ces deux enroulements directement en série, nous allons considérer une alimentation par des courants distincts déphasés temporellement d'un angle Φ ainsi qu'un décalage spatial entre les deux enroulements d'un angle mécanique δ comme montré sur la Figure 51.

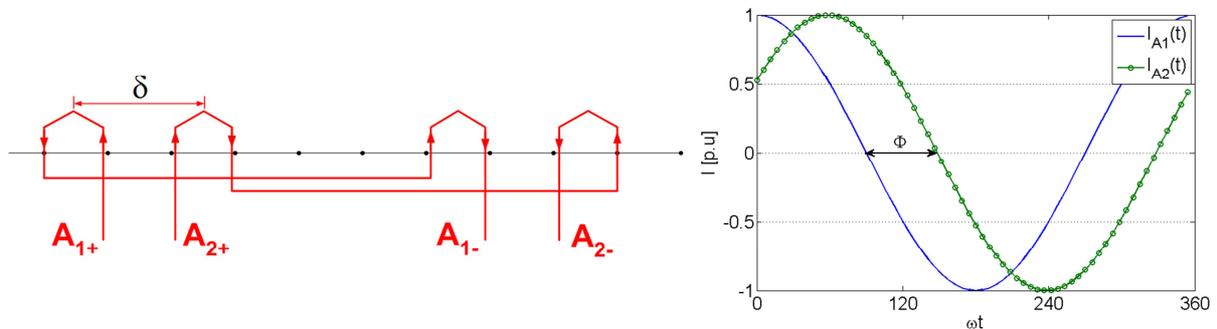


Figure 51: Répartition des enroulements et mode d'alimentation correspondant

2.4.2.1 Intérêt de l'alimentation par des courants déphasés

Pour montrer l'intérêt de l'utilisation de deux sources d'alimentation, nous allons considérer deux cas de figure. Dans le premier cas nous considérerons les deux bobinages traversés par les mêmes courants et dans le second cas nous considérerons une alimentation par des courants distincts.

❖ Cas où $\Phi = 0$

Lorsque les deux enroulements A_1 et A_2 (voir Figure 51) sont connectés en série, $\Phi = 0$, il n'existe alors qu'un seul paramètre de réglage, le décalage spatial δ . Comme montré précédemment en 2.3.2.1, le coefficient de distribution résultant de l'association des deux enroulements est donné comme suit :

$$k_{dv} = \cos\left(\frac{v\delta}{2}\right) \quad (2-18)$$

La Figure 52 trace l'évolution de ce coefficient pour les harmoniques principaux de la FMM pour différentes valeurs du décalage mécanique δ entre les deux bobinages constituant la phase A.

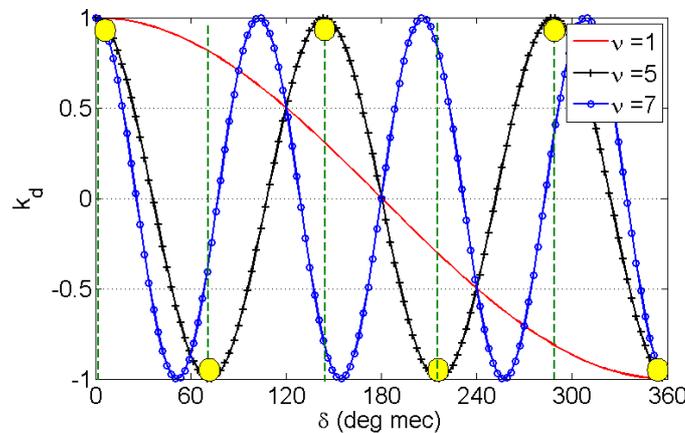


Figure 52: Evolution du coefficient de distribution des harmoniques dominants de la FMM lorsque les deux enroulements sont raccordés en série

Nous pouvons remarquer que la minimisation du contenu harmonique de la FMM ne peut pas s'obtenir sans dégrader l'harmonique de travail de rang 5. En effet, pour toutes les valeurs de δ maximisant l'harmonique de travail (cercles en jaune sur la Figure 52), le coefficient de distribution k_d correspondant aux harmoniques de rang 1 et 7 est très élevé. Ainsi, toute diminution des harmoniques de rang 1 et 7 se paie par une dégradation de l'amplitude de l'harmonique de rang 5.

❖ **Cas où $\Phi \neq 0$**

Si on considère les deux enroulements A_1 et A_2 alimentés par des courants déphasés d'un angle Φ , il existe dans ce cas deux paramètres de réglage (δ, Φ) permettant l'action sur le contenu harmonique de la FMM. Comme montré en 2.3.2.1, le coefficient de distribution résultant de l'association des deux enroulements est donné comme suit :

$$k_{dv} = \cos\left(\frac{v\delta \pm \Phi}{2}\right) \quad (2-19)$$

D'après la relation (2-14), pour maximiser l'harmonique de travail $v = 5$, le déphasage temporel Φ doit être égal à :

$$\Phi = 5\delta \quad (2-20)$$

En insérant (1-3) dans (2-19), le coefficient de distribution peut s'exprimer comme suit :

$$k_{dv} = \cos\left(\frac{(v \pm 5) \cdot \delta}{2}\right) \quad (2-21)$$

Le signe - est relatif aux harmoniques tournant dans le même sens de rotation de l'harmonique de rang de travail $v = \{11,17,23, \text{etc.}\}$ et le signe + pour les autres rangs harmoniques tournant dans le sens inverse. La Figure 53 trace l'évolution du coefficient de distribution pour les principaux harmoniques de la FMM $v = \{1,5,7\}$ et pour différentes valeurs du décalage mécanique δ entre les deux bobinages constituant la phase A.

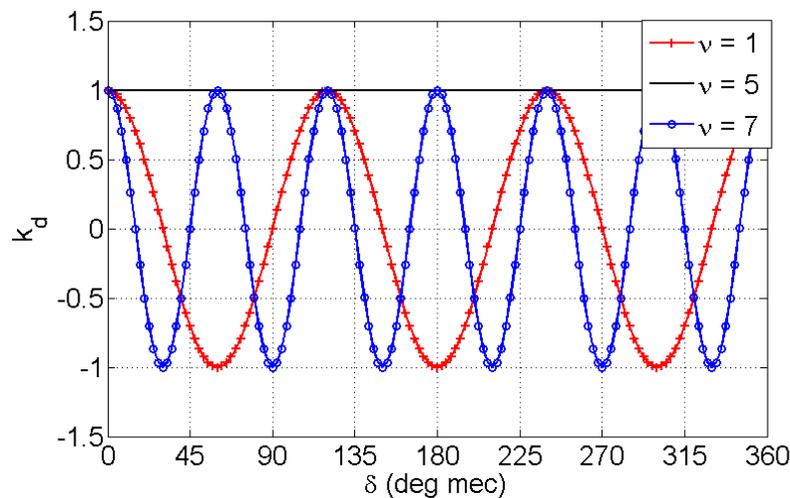


Figure 53: Evolution du coefficient de distribution des harmoniques dominants de la FMM

Nous pouvons constater que, grâce à l'utilisation de deux sources d'alimentation, il devient possible d'éliminer un des harmoniques indésirables de la FMM et ceci en gardant la valeur du coefficient de distribution de l'harmonique de travail à sa valeur maximale.

D'après la Figure 53, pour éliminer l'harmonique de rang 7, le décalage mécanique δ entre les deux bobinages doit être égal à $\{15^\circ, 45^\circ, 75^\circ, \dots, 15^\circ \times (2k+1)\}$ et, pour éliminer le sous harmonique, le décalage spatial doit être égal à $\{30^\circ, 90^\circ, 150^\circ, \dots, 30^\circ \times (2k+1)\}$. Néanmoins, comme le décalage spatial n'est pas continu car il est discrétisé par l'emplacement des encoches, les valeurs permises pour le décalage spatial sont toutes des multiples du pas d'encoche, c'est-à-dire :

$$\delta_{possibles} = \{0^\circ, 30^\circ, 60^\circ, \dots, 30k\} \quad (2-22)$$

Ainsi, si on veut garder un stator avec un nombre d'encoches identiques, il n'est possible d'éliminer que le sous harmonique. Les valeurs optimales des paramètres (δ, Φ) sont données ci-dessous :

$$\delta_{optim} = 210^\circ \quad (2-23)$$

$$\Phi_{optim} = -30^\circ$$

La distribution de la force magnétomotrice produite par le bobinage optimisé ainsi que le spectre harmonique de la FMM correspondant sont représentés sur la Figure 54.

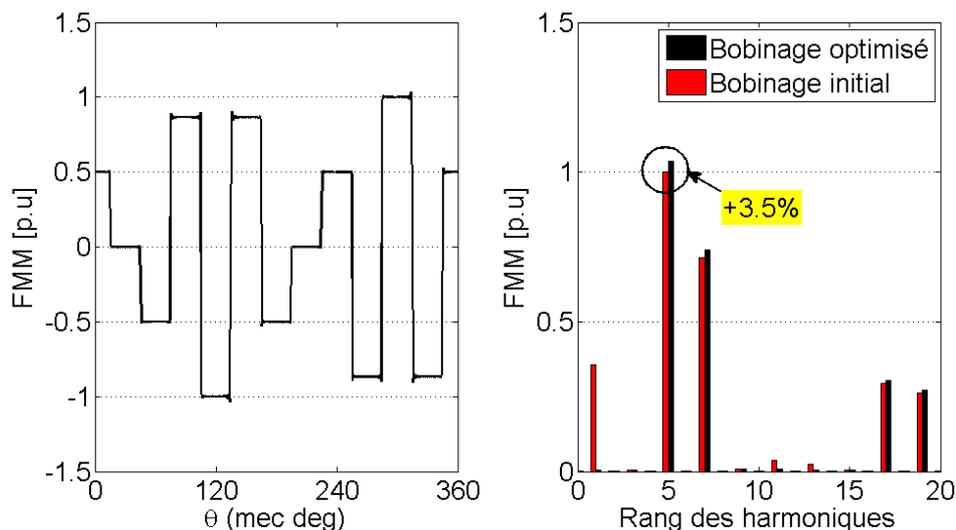


Figure 54: Distribution et spectre harmonique de la FMM du bobinage optimisé

Nous pouvons constater, qu'en plus de la suppression du sous harmonique de rang $\nu = 1$, l'amplitude de l'harmonique de travail augmente d'environ 3.5% par rapport au cas initial, ceci s'explique par l'augmentation du coefficient de bobinage. En effet, le coefficient de bobinage k_{w_init} de l'harmonique de travail du bobinage initial est défini comme étant le produit du coefficient de distribution k_d par le coefficient de raccourcissement k_p

$$k_{w_init} = k_p \cdot k_d = \sin\left(\frac{5\pi}{12}\right) \cdot \sin\left(\frac{5\pi}{12}\right) = 0.933 \quad (2-24)$$

Cependant, pour le nouveau bobinage, comme le coefficient de distribution k_d est unitaire, le coefficient de bobinage k_w est égal à :

$$k_w = k_p \cdot k_d = \sin\left(\frac{5\pi}{12}\right) \cdot 1 = 0.966 \quad (2-25)$$

La Figure 55 donne une comparaison des coefficients de bobinage pour différents rangs harmoniques de la FMM du bobinage optimisé et du bobinage initial. Nous pouvons remarquer que le coefficient de bobinage de tous les harmoniques de rang $\nu = 12k \pm 1$ sont nuls dans le nouveau bobinage. On constate aussi une augmentation d'environ 3.5% du coefficient de bobinage des harmoniques de rang $\{5, 7, 17, 19, \text{etc.}\}$.

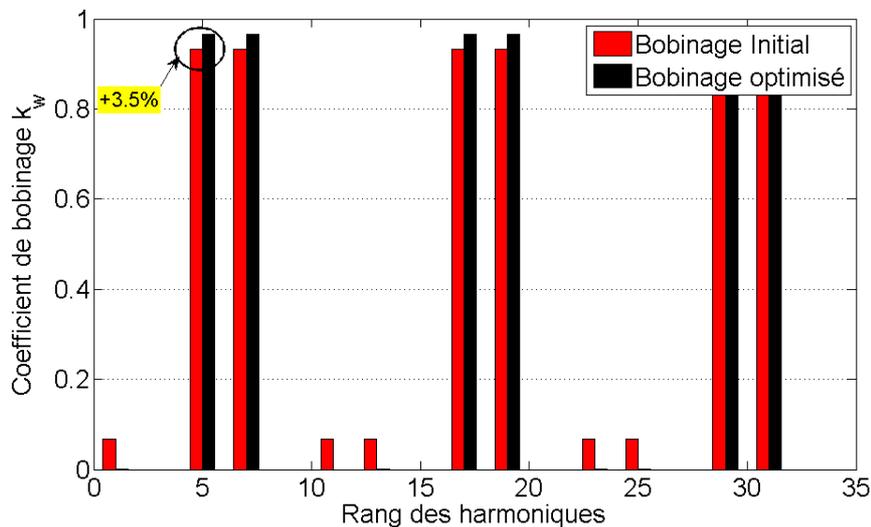


Figure 55: comparaison des coefficients de bobinage du bobinage optimisé et du bobinage initial

Pour situer la méthode proposée par rapport au bobinage conventionnel ($q=1$) et aux autres techniques proposées dans la littérature pour la minimisation des sous harmoniques de la FMM (voir paragraphe 2.2.1), nous avons présenté Tableau 6 une comparaison du coefficient

de bobinage et du niveau relatif des harmoniques dominants de la FMM obtenu avec l'application de ces différentes méthodes sur la machine considérée dans cette étude, la machine avec une combinaison de 12encoches/10pôles.

Tableau 6: Comparaison des performances la technique proposée par rapport aux autres techniques proposées dans la littérature (F_{5^*} amplitude de la FMM de l'harmonique 5 du bobinage à pas entier avec $q=1$)

	$\nu = 1$	$\nu = 5$		$\nu = 7$
	F_1/F_{5^*} (%)	k_w	F_5/F_{5^*} (%)	F_7/F_{5^*} (%)
Bobinage à pas entier $q=1$	0	1	100	0
Bobinage en double couche classique	33.49	0.933	93.3	66.61
Bobinage en quatre couches[1]	8.64	0.901	90.1	64.33
Bobinage multicouche avec différents nombre de spires [2]	0	0.896	89.6	64
Bobinage de compensation [7]	2.32	0.928	92.8	66.25
Bobinage proposé	0	0.966	96.6	68.97

Nous pouvons constater que la méthode proposée est la seule qui permet une suppression complète du sous harmonique avec une augmentation du coefficient de bobinage de l'harmonique de travail.

2.4.2.2 Réalisation du déphasage électrique de 30°

Pour réaliser le déphasage temporel de 30° entre les deux alimentations des bobinages, deux techniques peuvent être utilisées. La première consiste à utiliser un système de deux convertisseurs triphasés (Figure 56-a) générant des tensions décalées de 30° électrique. La seconde voie consiste à raccorder les deux bobinages étoile-triangle comme montré dans la Figure 56-b.

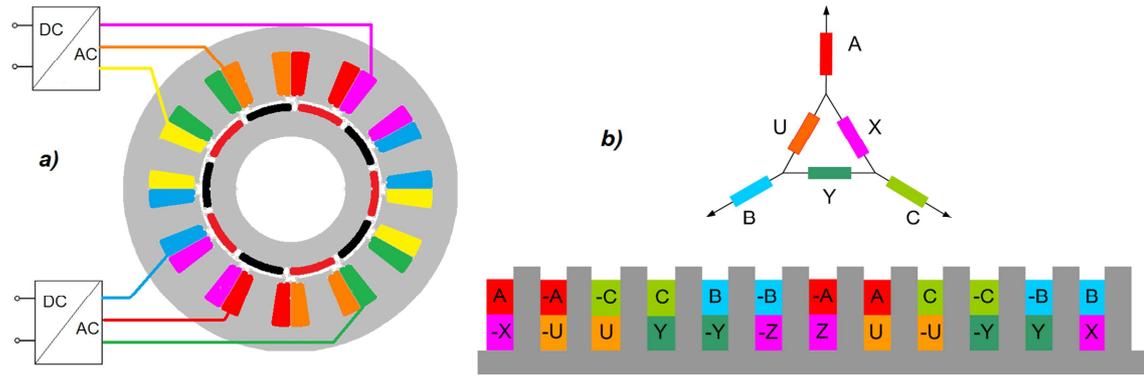


Figure 56: Réalisation du déphasage temporel. (a) Utilisation de deux convertisseurs d'électronique de puissance. (b) Utilisation d'un bobinage étoile-triangle combiné.

La solution avec deux convertisseurs présente l'avantage d'un meilleur contrôle de la machine et une meilleure tolérance aux défauts. Néanmoins, dans le cas de machines de faible puissance cette solution peut conduire à une augmentation du coût.

La solution avec un bobinage en étoile-triangle par contre permet d'alimenter les deux bobinages via un seul convertisseur triphasé. Cependant, dans ce cas, comme les courants dans l'enroulement en triangle sont $\sqrt{3}$ fois plus faibles comparativement à ceux de l'enroulement en étoile, le nombre de spires de l'enroulement en triangle doit être augmenté par le même rapport pour que les FMMs développées par les enroulements raccordés en étoile et en triangle présentent les mêmes amplitudes. Notons que l'augmentation du nombre de spires de l'enroulement en triangle ne nécessite pas l'augmentation de la surface d'encoche car le courant traversant cet enroulement est plus faible. Nous pouvons réduire la surface des conducteurs de $\sqrt{3}$ tout en gardant la même densité de courant. Ainsi, la surface libérée peut être utilisée pour placer le nombre de conducteurs supplémentaires. C'est cette solution qui sera considérée dans la suite de cette étude.

2.5 Bilan et conclusion

Dans ce chapitre, nous avons fait le point sur les différentes méthodes présentées dans la littérature pour la minimisation du contenu harmonique de la FMM et la maximisation du coefficient de bobinage des machines à bobinage dentaire. Ces méthodes ont permis d'obtenir une réduction significative des effets parasites des bobinages dentaires. Néanmoins, ceci se paie par une réalisation plus complexe du bobinage ou par une diminution du couple massique de la machine. Pour cela, nous avons proposé dans ce chapitre, deux nouvelles méthodologies pour l'optimisation de la force magnétomotrice des machines à bobinage dentaire. La

première méthode proposée est de type passif. Elle utilise un algorithme d'optimisation couplé au modèle analytique de la FMM du bobinage à optimiser dans l'objectif de déterminer les paramètres optimaux de ce dernier. La deuxième méthode proposée de type active est basée sur la technique utilisée dans les bobinages double étoile et en étoile-triangle combinés pour la minimisation du contenu harmonique de la FMM des machines à bobinages répartis classiques.

Par la suite, nous avons appliqué ces deux méthodologies dans l'objectif d'améliorer les performances du bobinage d'une machine synchrone à aimants avec une combinaison 12-encoches/10-pôles.

- Via la méthode passive, nous avons ressorti un bobinage qui permet d'accroître le coefficient de bobinage d'environ 7% par rapport au bobinage initial. Néanmoins, son inconvénient est qu'il conduit à une augmentation importante du contenu harmonique de la FMM. Par ailleurs, il nécessite l'utilisation d'un stator avec des dents de largeurs inégales.
- Via la méthode active, un nouveau bobinage permettant la suppression complète du sous harmonique ainsi qu'une augmentation du coefficient de bobinage de l'harmonique de travail est ressorti. Par rapport au bobinage initial, ce nouveau bobinage ne nécessite pas de modification importante sur la géométrie du stator. En effet, seul le mode de connexion des bobines ainsi que le nombre de spires du bobinage raccordé en étoile nécessitent d'être réadaptés.

Dans la suite de cette étude, des machines synchrones portant ces bobinages optimisés seront dimensionnées pour une application de 10kW-50tr/min et leurs performances seront comparées à celle de la machine avec un bobinage de référence.

2.6 Références

- [1] L. Alberti et N. Bianchi, « Theory and design of fractional-slot multilayer windings », in *2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2011, p. 3112-3119.
- [2] M. V. Cistelecan, F. J. T. E. Ferreira, et M. Popescu, « Three phase tooth-concentrated multiple-layer fractional windings with low space harmonic content », in *2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2010, p. 1399-1405.

- [3] H.-J. Kim, D.-J. Kim, et J.-P. Hong, « Characteristic Analysis for Concentrated Multiple-Layer Winding Machine With Optimum Turn Ratio », *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 50, n° 2, p. 789-792, févr. 2014.
- [4] P. B. Reddy, A. M. El-Refaie, et K.-K. Huh, « Effect of Number of Layers on Performance of Fractional-Slot Concentrated-Windings Interior Permanent Magnet Machines », *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, n° 4, p. 2205-2218, avr. 2015.
- [5] G. Dajaku, « Electric Machine », US2012228981 (A1), 13-sept-2012.
- [6] G. Dajaku, W. Xie, et D. Gerling, « Reduction of Low Space Harmonics for the Fractional Slot Concentrated Windings Using a Novel Stator Design », *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 50, n° 5, p. 1-12, mai 2014.
- [7] G. Dajaku et D. Gerling, « Eddy current loss minimization in rotor magnets of PM machines using high-efficiency 12-teeth/10-slots winding topology », in *2011 International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, 2011, p. 1-6.
- [8] Y. Sui, P. Zheng, F. Wu, B. Yu, P. Wang, et J. Zhang, « Research on a 20-Slot/22-Pole Five-Phase Fault-Tolerant PMSM Used for Four-Wheel-Drive Electric Vehicles », *Energies*, vol. 7, n° 3, p. 1265-1287, mars 2014.
- [9] G. Dajaku et D. Gerling, « Different novel methods for reduction of low space harmonics for the fractional slot concentrated windings », in *2012 15th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, 2012, p. 1 -6.
- [10] G. Dajaku, « Electrical Machine », US2011316368 (A1), 29-déc-2011.
- [11] G. Dajaku et D. Gerling, « A novel 12-teeth/10-poles PM machine with flux barriers in stator yoke », in *2012 XXth International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, 2012, p. 36-40.
- [12] G. Dajaku et D. Gerling, « Low costs and high-efficiency electric machines », in *Electric Drives Production Conference (EDPC), 2012 2nd International*, 2012, p. 1 -7.

- [13] N. Bianchi et E. Fornasiero, « Impact of MMF space harmonic on rotor losses in fractional-slot permanent-magnet machines », *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 24, n° 2, p. 323–328, 2009.
- [14] E. Fornasiero, N. Bianchi, et S. Bolognani, « Slot Harmonic Impact on Rotor Losses in Fractional-Slot Permanent-Magnet Machines », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, n° 6, p. 2557-2564, juin 2012.
- [15] M. Nakano, H. Kometani, et M. Kawamura, « A study on eddy-current losses in rotors of surface permanent-magnet synchronous machines », *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 42, n° 2, p. 429-435, mars 2006.
- [16] D. Ishak, Z. Q. Zhu, et D. Howe, « Eddy-current loss in the rotor magnets of permanent-magnet brushless machines having a fractional number of slots per pole », *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 41, n° 9, p. 2462–2469, 2005.
- [17] G. Dajaku et D. Gerling, « A Novel 24-Slots/10-Poles Winding Topology for Electric Machines », in *Electric Machines Drives Conference (IEMDC), 2011 IEEE International*, 2011, p. 65-70.
- [18] G. Dajaku, « Electric Motor », US2012001512 (A1), 05-janv-2012.
- [19] P. B. Reddy, K.-K. Huh, et A. M. EL-Refaie, « Generalized Approach of Stator Shifting in Interior Permanent-Magnet Machines Equipped With Fractional-Slot Concentrated Windings », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, n° 9, p. 5035-5046, sept. 2014.
- [20] G. Dajaku et D. Gerling, « A novel tooth concentrated winding with low space harmonic contents », in *Electric Machines Drives Conference (IEMDC), 2013 IEEE International*, 2013, p. 755-760.
- [21] J. Mayer, G. Dajaku, et D. Gerling, « Mathematical optimization of the MMF-function and -spectrum in concentrated winding machines », in *2011 International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, 2011, p. 1-6.
- [22] T. Nordaunet, *Reducing sub-harmonic spatial fields in Concentrated winding machines using Genetic Algorithms*. Institutt for elkraftteknikk, 2013.

- [23] J. Cros et P. Viarouge, « Synthesis of high performance PM motors with concentrated windings », *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 17, n° 2, p. 248–253, 2002.
- [24] D. Ishak, Z. Q. Zhu, et D. Howe, « Permanent-magnet brushless machines with unequal tooth widths and similar slot and pole numbers », *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, n° 2, p. 584-590, mars 2005.
- [25] D. Ishak, Z. Q. Zhu, et D. Howe, « Influence of slot number and pole number in fault-tolerant brushless dc motors having unequal tooth widths », *Journal of Applied Physics*, vol. 97, n° 10, p. 10Q509-10Q509-3, mai 2005.
- [26] H. Vansompel, P. Sergeant, L. Dupre, et A. van den Bossche, « A Combined Wye-Delta Connection to Increase the Performance of Axial-Flux PM Machines With Concentrated Windings », *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 27, n° 2, p. 403-410, juin 2012.
- [27] M. Barcaro, N. Bianchi, et F. Magnussen, « Six-Phase Supply Feasibility Using a PM Fractional-Slot Dual Winding Machine », *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 47, n° 5, p. 2042-2050, sept. 2011.
- [28] N. Bekka, M. E. Zaim, N. Bernard, et D. Trichet, « Optimization of the MMF function of fractional slot concentrated windings », in *2014 International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, 2014, p. 616-622.
- [29] N. BEKKA, M. E. H. ZAÏM, N. Bernard, et D. TRICHET, « Optimisation de la FMM de machines à bobinage dentaire », in *Symposium de Génie Électrique 2014*, Cachan, France, 2014.
- [30] F. Scuiller, « Développement d’outils de conception de machines polyphasées à aimants utilisant l’approche multimachine », Thèse de doctorat, Arts et Métiers ParisTech, France, 2006.
- [31] « Global Optimization Toolbox - MATLAB ». [En ligne]. Disponible sur: <http://www.mathworks.com/products/global-optimization/>.

- [32] E. A. Klingshirn, « High Phase Order Induction Motors - Part I-Description and Theoretical Considerations », *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-102, n° 1, p. 47-53, janv. 1983.
- [33] J. Y. Chen et C. Chen, « A low harmonic, high spread factor induction motor », in *1998 International Conference on Power Electronic Drives and Energy Systems for Industrial Growth, 1998. Proceedings, 1998*, vol. 1, p. 129-134 Vol.1.
- [34] A. Hughes, « New 3-phase winding of low m.m.f.-harmonic content », *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*, vol. 117, n° 8, p. 1657-1666, août 1970.
- [35] Z.-Q. Zhu, « Fractional slot permanent magnet brushless machines and drives for electric and hybrid propulsion systems », *COMPEL: The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering*, vol. 30, n° 1, p. 9-31, 2011.
- [36] D. Ishak, Z. Q. Zhu, et D. Howe, « Comparison of PM brushless motors, having either all teeth or alternate teeth wound », *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 21, n° 1, p. 95-103, mars 2006.
- [37] I. Petrov, P. Ponomarev, et J. Pyrhonen, « Torque ripple reduction in 12-slot 10-pole fractional slot permanent magnet synchronous motors with non-overlapping windings by implementation of unequal stator teeth widths », in *2014 International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, 2014, p. 1455-1460.
- [38] N. Bianchi et M. Dai Pre, « Use of the star of slots in designing fractional-slot single-layer synchronous motors », *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, vol. 153, n° 3, p. 459, 2006.

Modélisation et optimisation du couple massique des machines synchrones à bobinage fractionnaire

Sommaire

3.1 Introduction

3.2 Modélisation électromagnétique

3.3 Modélisation des pertes

3.3.1 Pertes Joule

3.3.2 Pertes fer

3.3.3 Pertes dans les aimants

3.4 Modélisation thermique

3.5 Dimensionnement et optimisation de la machine

3.7 Références

3.1 Introduction

Ce chapitre traite de la modélisation magnétothermique et du dimensionnement optimal des machines synchrones à aimants. Dans un premier temps, nous présenterons des modèles analytiques pour le calcul du couple, des pertes et de l'échauffement. On présentera ensuite une procédure de dimensionnement optimal. Nous utiliserons, enfin, ces outils pour le dimensionnement d'une machine synchrone de 10kW-50 tr/min qui constituera la référence pour la comparaison des performances des différents bobinages présentés précédemment.

3.2 Modélisation électromagnétique

L'objectif de la modélisation électromagnétique est le calcul des différentes grandeurs électromagnétiques (inductions, FEM et couple) en fonction des dimensions géométriques et des caractéristiques des matériaux utilisés. La détermination de ces grandeurs peut s'effectuer à partir de différents modèles tels que les modèles numériques, les modèles à réseaux de réductances ou les modèles analytiques. Dans le cas des machines synchrones à pôles lisses et à aimants déposés en surface, les méthodes basées sur la résolution analytique des équations de Maxwell présentent une précision acceptable avec un temps de calcul réduit permettant de les intégrer facilement dans une procédure d'optimisation. Nous retiendrons par la suite, cette méthodologie pour la modélisation de la machine.

3.2.1 Hypothèses simplificatrices

Pour mener la modélisation différentes hypothèses simplificatrices sont faites:

- les parties ferromagnétiques sont homogènes, linéaires et isotropes,
- la longueur de la machine est supposée très grande devant le pas polaire; on négligera donc les effets 3D,
- les aimants présentent une perméabilité relative unitaire.

En outre, nous transformons la structure cylindrique dentée du stator en une structure cylindrique lisse équivalente. Le bobinage statorique est alors remplacé par une densité de courant linéique au niveau des ouvertures d'encoches avec correction de l'entrefer par le coefficient de Carter k_c [1] qu'on calculera comme suit :

$$k_c = \frac{\tau_s}{\tau_s - \kappa b_0} \quad (3-1)$$

Avec τ_s la largeur du pas dentaire, b_0 la largeur des ouvertures d'encoches, κ est un coefficient défini par [1] :

$$\kappa = \frac{2}{\pi} \left[\arctan \frac{b_0}{2g} - \frac{2g}{b_0} \ln \sqrt{1 + \left(\frac{b_0}{2g} \right)^2} \right] \quad (3-2)$$

L'entrefer effectif g est constitué de l'entrefer mécanique e et de l'épaisseur de l'aimant e_a .

$$g = e + e_a \quad (3-3)$$

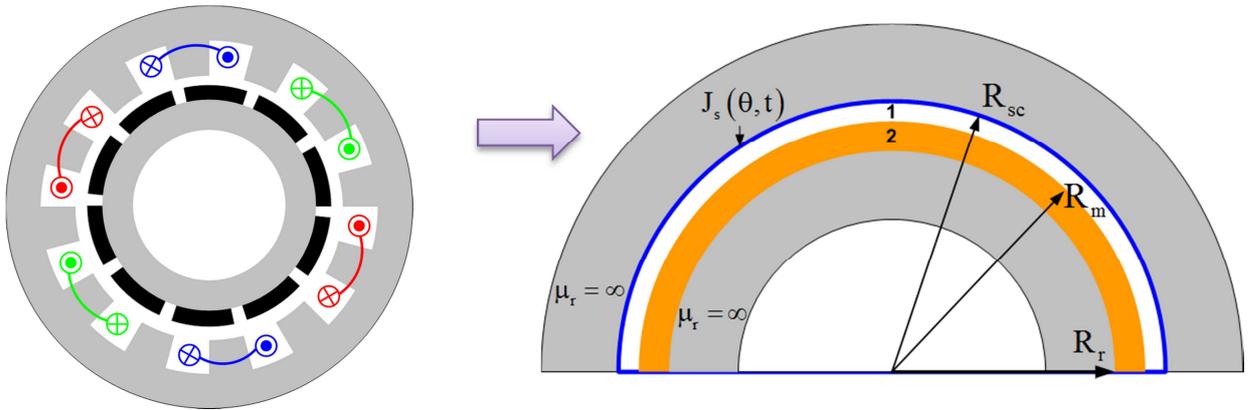


Figure 57: Schéma équivalent de la machine pour la modélisation électromagnétique

Ces simplifications permettent d'obtenir une géométrie complètement lisse (Figure 57) qui est composée de cylindres de matériaux homogènes. Les paramètres essentiels de cette géométrie sont :

- le rayon intérieur du stator corrigé par le coefficient de Carter R_{sc} ,

$$R_{sc} = R_s + (k_c - 1) \cdot g \quad (3-4)$$

- le rayon extérieur de l'aimant R_m ,
- le rayon intérieur de l'aimant R_r .

3.2.2 Le calcul analytique du champ

La résolution analytique des équations du champ d'une machine radiale à pôles lisses est décrite dans de nombreux ouvrages de la littérature. Seules les grandes lignes sont rappelées dans cette section. Plus de détails peuvent être trouvés dans les références [2]–[4]. La base du calcul du champ consiste à déterminer le potentiel vecteur en tout point de l'entrefer

magnétique. Pour cela, nous allons associer à chaque région une équation différentielle qui relie le potentiel vecteur avec les propriétés physiques correspondantes à cette région. Une fois le potentiel vecteur déterminé, il est possible de dériver les différentes grandeurs électromagnétiques (flux, FEM, induction, etc.).

3.2.2.1 *Potentiel vecteur produit par les aimants permanents*

Pour la détermination du champ créé par les aimants permanents, seules deux zones sont à considérées: la zone d'entrefer et la zone des aimants. En effet, comme la perméabilité du fer est considérée infinie, le champ magnétique dans les culasses statorique et rotorique est considéré nul. Les équations différentielles à résoudre dans l'entrefer (zone I) et dans les aimants (zone II) sont :

$$\begin{aligned} \Delta A_I(r, \theta_s, t) &= 0 \\ \Delta A_{II}(r, \theta_s, t) &= \frac{1}{r} \frac{\partial b_{rem}(\theta_s, t)}{\partial \theta_s} \end{aligned} \quad (3-5)$$

Avec $b_{rem}(\theta_s, t)$ l'induction rémanente des aimants qui, dans le cas d'une aimantation radiale, peut s'exprimer par la relation :

$$b_{rem}(\theta_s, t) = \sum_{n=1}^{+\infty} \frac{4 \cdot B_{rem}}{\pi n} \cdot \sin\left(\frac{n\alpha_{pm}\pi}{2}\right) \cdot \sin(n(p\theta_s - \omega t)) \quad (3-6)$$

Avec: α_{pm} le rapport de l'arc polaire au pas polaire, p le nombre de paires de pôles et θ_s la position mécanique d'un point M de l'entrefer dans le repère statorique et ω la pulsation électrique.

A partir des conditions aux limites (conditions aux frontières et conditions de passage), on montre que la distribution du potentiel vecteur dans la région d'entrefer et des aimants peut s'exprimer respectivement sous la forme:

$$\begin{aligned}
A_{I-pm}(r, \theta_s, t) &= \sum_{n=1,3,\dots}^{+\infty} 2B_r \cdot \frac{\sin\left(\frac{n\pi\alpha_{pm}}{2}\right)}{n\pi} \cdot \frac{R_m}{((np)^2 - 1)} \\
&\times \left\{ \frac{2\left(\frac{R_r}{R_m}\right)^{np+1} + (np-1) - \left(\frac{R_r}{R_m}\right)^{2np} (np+1)}{\left(\frac{R_r}{R_{sc}}\right)^{2np} - 1} \right\} \\
&\times \left[\left(\frac{R_m}{R_{sc}}\right)^{np} \left(\frac{r}{R_{sc}}\right)^{np} + \left(\frac{R_m}{r}\right)^{np} \right] \times \sin(n(p\theta_s - \omega t))
\end{aligned} \tag{3-7}$$

$$\begin{aligned}
A_{II-pm}(r, \theta_s, t) &= \sum_{n=1,3,\dots}^{+\infty} \frac{2B_r \cdot \sin\left(\frac{n\pi\alpha_{pm}}{2}\right)}{n\pi \cdot ((np)^2 - 1)} \\
&\times \left\{ 2npr + 2 \cdot \left(\frac{R_r}{r}\right)^{np-1} \right. \\
&\cdot \frac{\left[2\left(\frac{R_r}{R_{sc}}\right)^{np+1} \left(\frac{R_m}{R_{sc}}\right)^{np-1} - (np+1) + \left(\frac{R_m}{R_{sc}}\right)^{2np} (np-1) \right]}{\left[1 - \left(\frac{R_r}{R_{sc}}\right)^{2np} \right]} \\
&\cdot \left. \frac{R_r^{2np} \cdot r^{-np} + r^{np}}{R_m^{np-1}} \right\} \times \sin(n(p\theta_s - \omega t))
\end{aligned} \tag{3-8}$$

3.2.2.2 Potentiel vecteur produit par les bobinages statoriques

Pour la détermination du champ produit par les bobinages statoriques, l'alimentation statorique est remplacée par une densité superficielle de courant J_{bob} . Cette dernière, dans le cas d'une alimentation sinusoïdale, s'écrit sous la forme :

$$J_{bob}(\theta_s, t) = \sum_{n=1}^{+\infty} \frac{3N\hat{I}}{\pi R_s} \cdot k_{wn} \cdot \cos(np_s\theta_s \pm (\omega t - \varphi)) \quad (3-9)$$

Avec :

- N : le nombre de spires par phase,
- \hat{I} : la valeur crête du courant dans les enroulements statoriques,
- k_{wn} : le coefficient de bobinage de l'harmonique d'espace de rang n ,
- p_s : le nombre de paires de pôles de l'armature statorique,
- n : rang de l'harmonique d'espace,
- R_s : le rayon statorique interne.

Le potentiel vecteur créé par le bobinage statorique dans l'entrefer et la zone des aimants se calcule alors à partir de la résolution de l'équation :

$$\Delta A_{bob}(r, \theta_s, t) = 0 \quad (3-10)$$

La solution analytique correspondante à cette équation peut s'exprimer comme suit:

$$A_{bob}(r, \theta_s, t) = \frac{3\mu_0 N \hat{I}}{\pi} \cdot \sum_v \frac{k_{wn}}{n} \cdot \left\{ \left(\frac{r}{R_s} \right)^{np_s} \cdot \frac{1 + \left(\frac{R_r}{r} \right)^{2np_s}}{1 - \left(\frac{R_r}{R_s} \right)^{2np_s}} \right\} \cdot \cos(np_s\theta_s \pm (\omega t - \varphi)) \quad (3-11)$$

3.2.3 Calcul des grandeurs électromagnétiques

Une fois que la distribution du potentiel vecteur dans les différentes parties de la machine est connue, il est alors possible de déduire toutes les grandeurs électromagnétiques nécessaires à l'évaluation des performances de la machine (induction, flux, FEM, couple,...).

Les composantes radiales B_r et tangentielles B_θ de l'induction peuvent être déterminées par les deux relations suivantes :

$$B_r(r, \theta, t) = \frac{1}{r} \cdot \frac{\partial A(r, \theta, t)}{\partial \theta} \quad (3-12)$$

$$B_{\theta}(r, \theta, t) = -\frac{\partial A(r, \theta, t)}{\partial r}$$

Le flux à vide et la FEM induite dans une phase peuvent se déterminer par (3-13) et (3-14).

$$\Psi(t) = N \cdot \iint B_{r-pm}(r, \theta, t) dS = N \cdot \oint A_{I-pm}(r = R_{sc}, \theta, t) dl \quad (3-13)$$

$$e(t) = -\frac{d\Psi(t)}{dt} \quad (3-14)$$

Le couple électromagnétique est calculé en utilisant la méthode du tenseur de Maxwell sur une surface traversant l'entrefer :

$$\Gamma = \frac{2pLR_s^2}{\mu_0} \int_0^{\pi/p} (B_{r-pm} + B_{r-bob}) \cdot (B_{r-pm} + B_{r-bob}) \cdot d\theta \quad (3-15)$$

3.2.4 Validation des modèles proposés

Le modèle analytique que nous venons de présenter est fondé sur plusieurs hypothèses simplificatrices (effets de bord et effets de denture négligeables, matériaux linéaires, etc.). Pour valider ce modèle, nous comparerons les calculs analytiques aux résultats obtenus par le logiciel de calculs par éléments finis 2D -FEMM[5] ainsi qu'à des essais expérimentaux proposés par [6]. La machine utilisée pour la validation des modèles est présentée en Figure 58 et ses dimensions sont résumées dans le Tableau 7.

Tableau 7: Dimensions et propriétés physiques de la machine analysée [6]

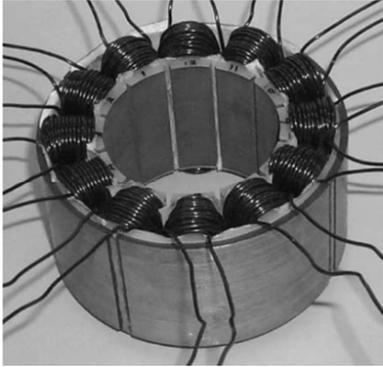


Figure 58: Stator de la machine analysée [6]

Caractéristiques	Valeur
Nombre de pôles, p	10
Nombre d'encoches, Z	12
Rayon externe du stator, R_{ext} (mm)	50
Rayon interne du stator, R_s (mm)	28.5
Hauteur de la culasse, h_{bi} (mm)	3.7
Largeur de la dent, w_t (mm)	7.1
Ouverture d'encoche, b_0 (mm)	2
Entrefer, e (mm)	1
Epaisseur de l'aimant, e_a (mm)	3
Rapport arc polaire/pas polaire α_{pm}	1
Longueur axiale, L (mm)	50
Induction rémanente, B_r (T)	1.2
Nombre de spires par phase, N	132

3.2.4.1 Induction dans l'entrefer

La Figure 59-(a) montre l'allure et le spectre harmonique de la composante radiale de l'induction produite par les aimants au milieu de l'entrefer. Nous pouvons remarquer, que l'allure de l'induction déterminée analytiquement suit parfaitement celle déterminée par éléments finis sauf au niveau des ouvertures d'encoches. Par ailleurs, nous pouvons constater une bonne concordance entre le calcul analytique et numérique des composantes harmoniques de l'induction. L'erreur sur le calcul du fondamental de l'induction statorique et rotorique est inférieure à 2%.

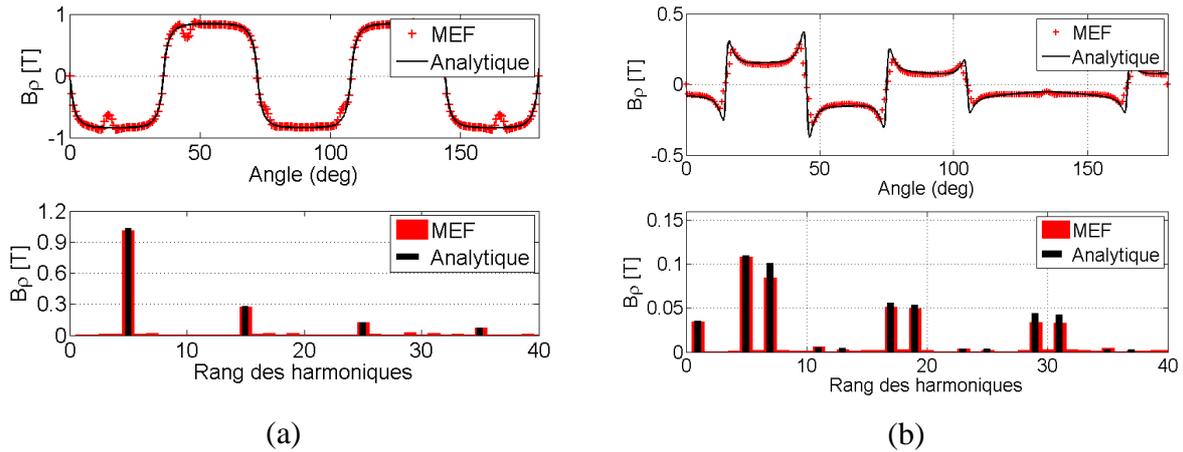


Figure 59: Allure et spectre de l'induction au milieu de l'entrefer. (a) produite par les aimants, (b) produite par l'armature statorique

Pour vérifier aussi la validité du modèle de calcul du champ de l'armature statorique, nous avons comparé sur la Figure 59-(b) l'évolution de l'induction au milieu de l'entrefer déterminée par le modèle analytique à celle obtenue par éléments finis. Nous pouvons remarquer, dans ce cas également, une bonne concordance entre les résultats numériques et analytiques.

3.2.4.2 FEM et couple électromagnétique

La Figure 60 montre une comparaison de la FEM déterminée par le modèle analytique, par éléments finis, et la FEM issue des résultats expérimentaux [6]. Nous pouvons constater une bonne corrélation entre les calculs et les mesures.

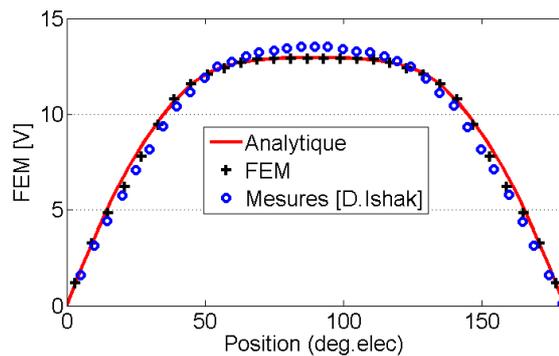


Figure 60: FEM par phase à 400tr/min

Par ailleurs, le faible écart (<10%) entre le calcul analytique et le calcul numérique sur le couple moyen (Figure 61), nous permet de conclure sur la validité du modèle analytique.

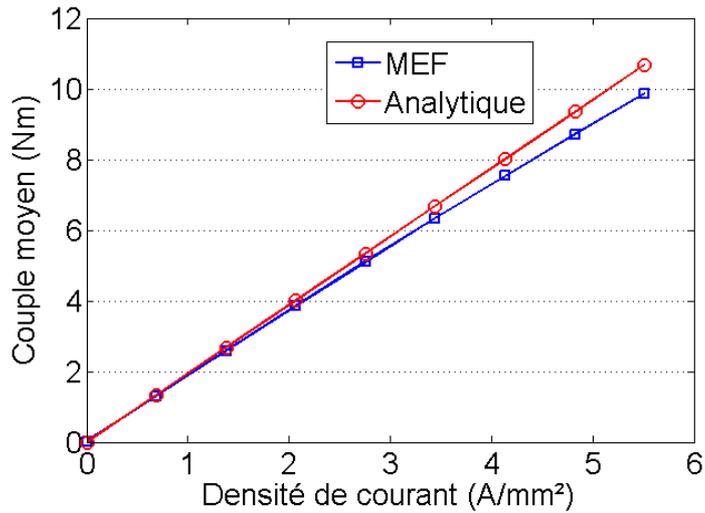


Figure 61: couple moyen en fonction de la densité de courant

3.3 Modélisation des pertes

3.3.1 Pertes Joule

Les pertes Joule dans le bobinage des machines à courant alternatif sont dues à la résistance DC des conducteurs et aux courants induits dans ces derniers. Ces courants induits sont la conséquence directe de la variation du champ engendré par la rotation des aimants, par les conducteurs s'y trouvant à proximité (effet de proximité) et aussi au courant variable dans le temps qui traverse le conducteur lui-même (effet de peau). Ces courants induits conduisent à une distribution non uniforme de la densité de courant et contribuent à l'augmentation apparente de la résistance du stator. Cependant, pour l'application considérée dans cette étude, nous pouvons considérer ces pertes supplémentaires comme négligeables. En effet, pour la gamme de fréquence considérée (<50 Hz), l'effet de peau est insignifiant. De plus comme le bobinage est logé dans les encoches, une grande partie du champ créé par les aimants est canalisée par les dents ce qui permet de protéger les conducteurs contre les champs externes. Par conséquent, seules les pertes dues à la résistance DC sont considérées.

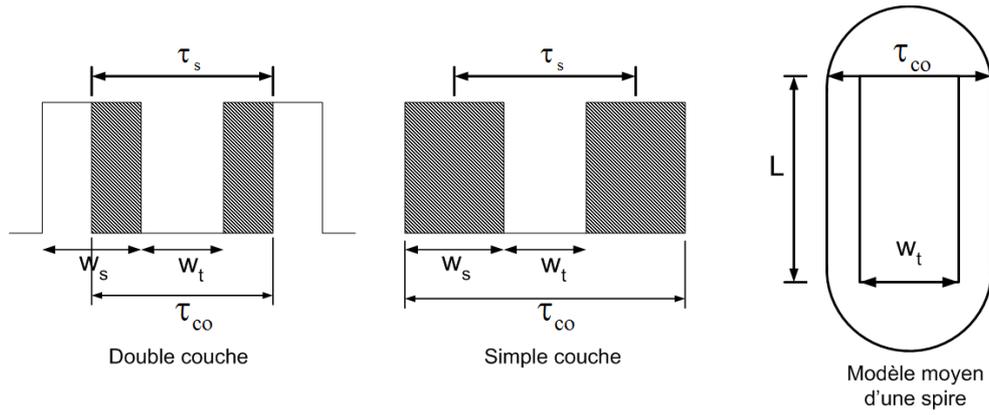


Figure 62: Schéma d'un bobinage en double et simple couche et têtes de bobines correspondantes

Les pertes Joule dans le bobinage statorique comprennent les pertes dans les têtes de bobines et les pertes dans les encoches. Pour estimer les pertes dans les têtes de bobines, il convient d'estimer la longueur de ces dernières (voir Figure 62). Pour les deux cas: simple et double couche, l'équation (3-16) donne la longueur moyenne des têtes de bobines

$$L_{ew} = \frac{L_{ew,max} + L_{ew,min}}{2} \quad (3-16)$$

Avec :

- $L_{ew,min}$: la longueur de la première spire,
- $L_{ew,max}$: la longueur de dernière spire.

Et :

$$\begin{aligned} L_{ew,min} &= w_t \\ L_{ew,max} &= \frac{\pi \cdot \tau_{co}}{2} \end{aligned} \quad (3-17)$$

On considérera:

$$\begin{aligned} \tau_{co} &= \tau_s \text{ pour un bobinage en double couche} \\ \tau_{co} &= w_s + \tau_s \text{ pour un bobinage en simple couche} \end{aligned}$$

Les pertes Joule globales dans le bobinage peuvent alors être estimées par la relation :

$$P_J = \rho_{cu} \cdot J^2 \cdot Vol_{cu} = \rho_{cu} \cdot J^2 \cdot (Z \cdot (L + L_{ew}) \cdot K_r \cdot S_{encoche}) \quad (3-18)$$

Avec:

- ρ_{cu} : la résistivité du cuivre,
- J : la valeur efficace de la densité de courant dans le bobinage,
- Z : le nombre d'encoches au stator,
- L : la longueur axiale active de la machine,
- K_r : le coefficient de remplissage en cuivre par encoche,
- $S_{encoche}$: la surface d'une encoche statorique.

3.3.2 Pertes fer

Dans le chapitre 1, nous avons vu que l'augmentation de la fréquence de conversion permet une amélioration significative des performances massiques des machines électriques. Néanmoins, cet accroissement en fréquence peut conduire à une augmentation considérable des pertes fer et à un risque de surchauffe de la machine. Il est donc important de prédire avec précision ces pertes pour éviter toute anomalie. Différents modèles ont été proposés dans la littérature pour la détermination de ces pertes; on peut les regrouper comme proposé dans la thèse de Legranger [7] en deux grandes familles: les modèles locaux et les modèles globaux. Les modèles locaux font référence aux modèles où les pertes fer sont déterminées via l'évaluation de la surface du cycle d'hystérésis (Jiles-Atherton, Preisach, Loss-Surface, etc.). Ces modèles constituent par nature la représentation la plus juste d'un point de vue physique [8] et les pertes déterminées sont souvent proches des mesures (absence d'hypothèses simplificatrices). Toutefois, ces modèles nécessitent de nombreuses mesures ainsi qu'un modèle magnétique numérique pour le calcul des pertes ce qui rend ces approches inadaptées dans une procédure d'optimisation. La seconde catégorie de modèles, qualifiés de modèles globaux utilise une approche fréquentielle [7]. Ces modèles sont généralement les plus utilisés du fait de leur simplicité de mise en œuvre et de leurs temps de calcul réduits; néanmoins, ils restent moins précis que les modèles globaux. Plus de détails sur la modélisation des pertes fer peuvent être trouvés dans les références [8]–[12].

3.3.2.1 *Modèle de calcul des pertes fer*

Dans cette étude, l'approche fréquentielle basée sur le principe de séparation des pertes a été retenue du fait que les modèles locaux sont actuellement encore très lourds pour être implémenté dans une procédure d'optimisation. Les pertes fer sont considérées alors égales à la somme des pertes par hystérésis et des pertes par courants de Foucault. Les pertes

additionnelles dues au processus de fabrication, les pertes par excès, les pertes en champ tournant, etc. sont ajoutées via un coefficient K_{ad} . On utilisera donc la formulation

$$P_{fer} = K_{ad} \cdot \sum_{n=1}^{N_h} [k_h(n\omega) + k_e(n\omega)^2] \cdot B_n^2 \cdot Vol \quad (3-19)$$

Avec

- B_n : l'amplitude de l'harmonique d'induction d'ordre n ,
- N_h : le rang supérieur des harmoniques d'induction pris dans cette étude égal à 9,
- Vol : volume du matériau magnétique en m^3
- ω : pulsation électrique en rd/s
- k_h, k_e : coefficients liés respectivement aux pertes par hystérésis et courants de Foucault. Ils sont définis en fonction de l'épaisseur de tôle $d_{tôle}$ et du coefficient d'hystérésis ϵ [13] par:

$$k_h = \frac{\epsilon \cdot \rho_{FeSi}}{200\pi} \quad (3-20)$$

$$k_e = \frac{d_{tôle}^2 \cdot \sigma_{FeSi}}{24}$$

Pour notre étude, nous considérerons des tôles M270-35A d'épaisseur $d_{tôle}$ de 0.35mm. La conductivité σ_{FeSi} et la masse volumique ρ_{FeSi} correspondantes sont de $50 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot m$ et 7800 kg/m^3 respectivement. Le coefficient d'hystérésis a une valeur comprise entre 1.2 et $2 \text{ m}^4/\text{H} \cdot \text{kg}$ [14]. Les coefficients k_h et k_e valent alors respectivement $15 \text{ W} \cdot \text{s}/\text{m}^3 \cdot \text{T}^2$ et $6.5 \times 10^{-3} \text{ W} \cdot \text{s}^2/\text{m}^3 \cdot \text{T}^2$. Le coefficient des pertes additionnelles est déterminé selon le protocole expérimentale détaillé dans [14] et la valeur identifiée est $K_{ad} = 3$.

3.3.2.1.1 Induction dans les dents et dans la culasse statorique

Pour la détermination des inductions dans les parties ferromagnétiques du stator, nous avons retenu les approximations suivantes :

- le champ magnétique est supposé homogène dans les dents et la culasse statorique,
- le champ magnétique produit par les bobinages statoriques n'est pas pris en compte dans le calcul des pertes fer (réaction magnétique d'induit négligeable),
- les matériaux magnétiques sont supposés fonctionnés en régime linéaire.

Pour le calcul de l'induction dans les dents statoriques, nous faisons l'hypothèse que tout le flux d'entrefer sur un pas dentaire est canalisé à travers la dent correspondante.

$$B_{st}(\theta) = \frac{R_s}{w_t} \cdot \int_{\theta}^{\theta+\tau_s} B_{r-pm}(\alpha) \cdot d\alpha \quad (3-21)$$

Pour le calcul de l'induction dans la culasse, nous supposons que tout le flux d'entrefer au-dessus d'un pôle passe à travers les dents vers la culasse statorique.

$$B_{sy}(\theta) = \frac{R_s}{2h_{bi}} \cdot \int_{\theta}^{\theta+\pi/p} B_{r-pm}(\alpha) \cdot d\alpha \quad (3-22)$$

3.3.2.1.2 Validation par éléments finis de l'allure des inductions

Nous allons confronter ici les résultats du calcul analytique des allures d'induction avec les résultats obtenus par éléments finis pour diverses régions des dents et de la culasse statorique. Comme montré dans la Figure 63, l'induction dans les dents a été déterminée au niveau de trois points (P1, P2 et P3) et celle dans la culasse statorique au niveau des points (P4, P5, P6).

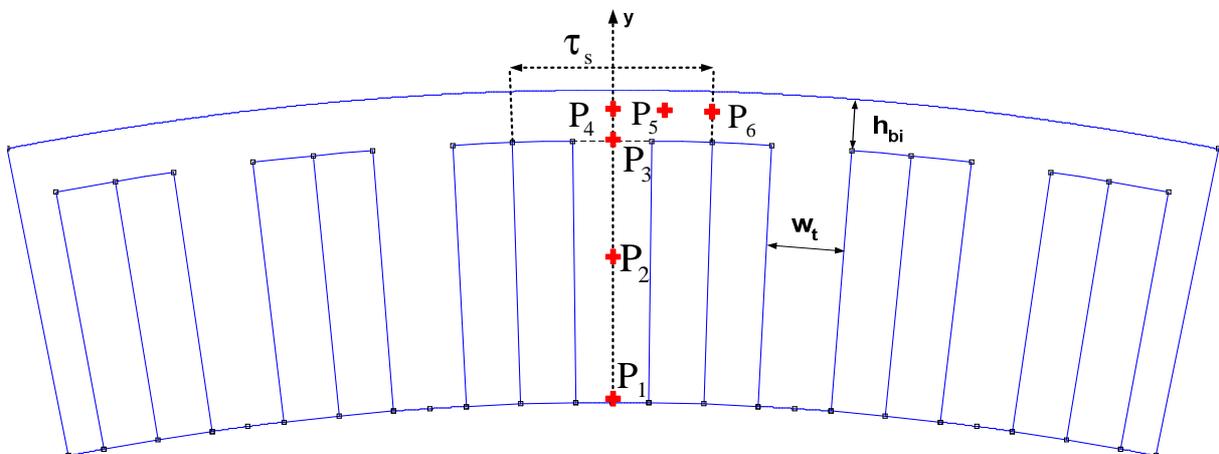


Figure 63: Points de mesure de l'induction dans le circuit magnétique statorique

Analyse de l'induction dans les dents:

La Figure 64-(a) montre une comparaison du calcul analytique et numérique de l'induction au niveau du point P2 de la dent statorique. Nous pouvons constater que le modèle analytique surestime d'environ 10% la valeur crête de l'induction dans les dents.

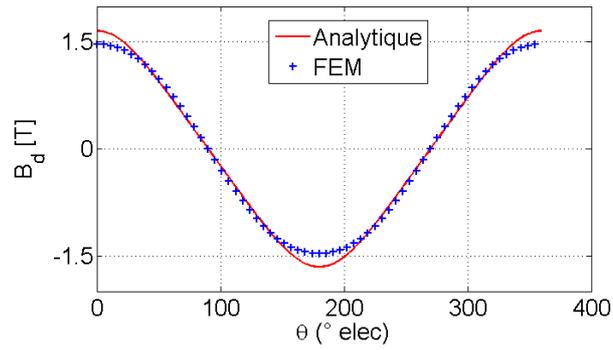


Figure 64: Comparaison du calcul analytique et numérique de l'induction dans les dents statoriques

Cet écart est dû aux hypothèses simplificatrices utilisées dans le modèle analytique. En effet, le flux au-dessous d'un pas dentaire n'est pas entièrement canalisé au travers des dents statoriques comme le montre clairement la Figure 65.

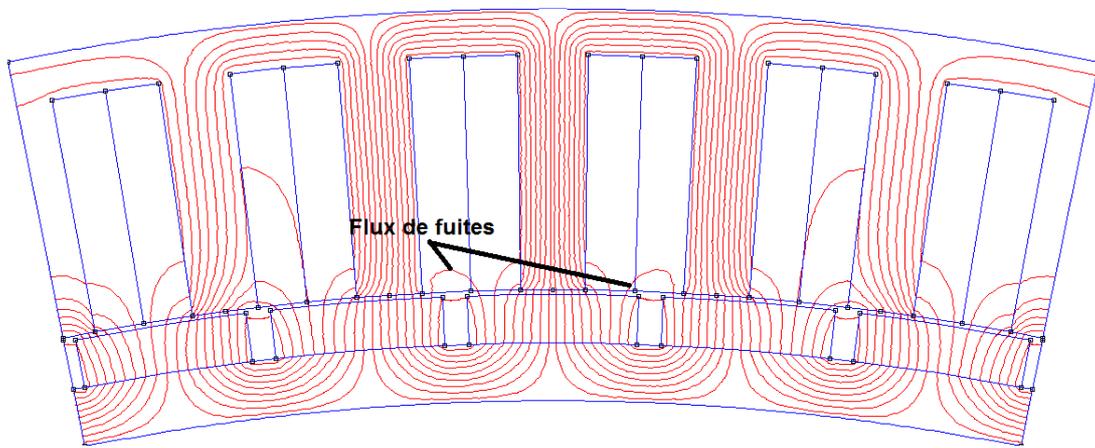


Figure 65: Lignes de fuites

La comparaison montrée dans la Figure 64 a été effectuée uniquement pour les zones appartenant au milieu de la dent. Pour analyser l'hypothèse d'homogénéité de l'induction dans toute la section de la dent statorique, nous avons tracé sur la Figure 66 l'allure de l'induction obtenue par éléments finis dans différentes régions des dents statoriques (P1 pour le bas de la dent, P2 pour le milieu de la dent et P3 pour la zone de croisement entre les dents et la culasse statorique).

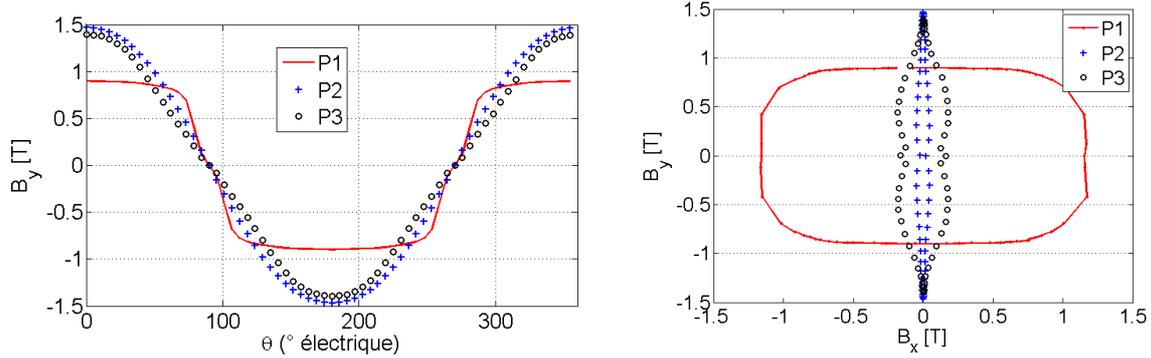


Figure 66: Evolution de l'induction en fonction de la position du rotor (à gauche) et loci d'induction (à droite) pour les points P1, P2 et P3 des dents statoriques.

Nous pouvons constater qu'au point P₁, l'induction est plus faible qu'aux points P₂ et P₃. En outre, nous pouvons remarquer qu'en ce point le champ magnétique est tournant du fait du large cycle $B_x = \text{fct}(B_y)$ comme montré dans la Figure 66 (à gauche). Néanmoins, dans le milieu et le haut de la dent, l'induction peut être considérée comme purement radiale et homogène. L'hypothèse d'homogénéité du champ peut dans les dents peut donc être adoptée. En effet, comme montré sur la Figure 67, la surface où le champ est tournant est négligeable devant la surface globale de la dent.

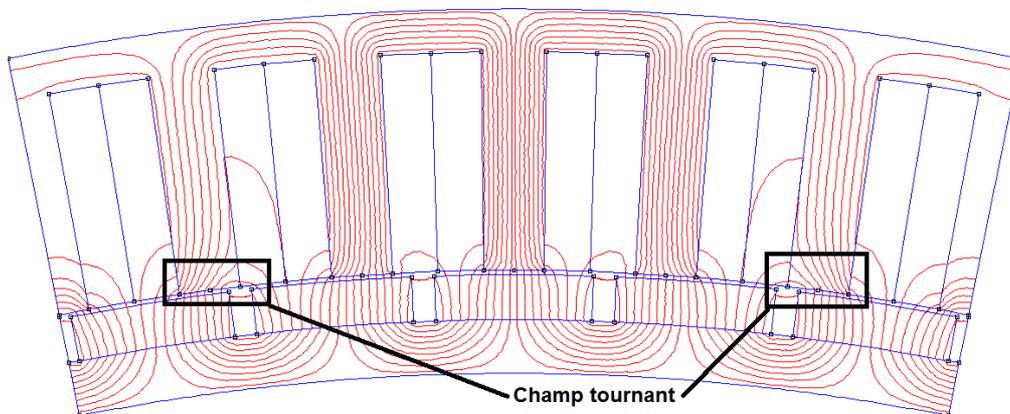


Figure 67: Champs tournants dans les dents du stator

Analyse de l'induction dans la culasse statorique

La Figure 68 montre une comparaison du calcul analytique et numérique de l'induction magnétique au niveau du point P6 (Figure 63) de la culasse statorique. Nous pouvons remarquer que les deux approches donnent des résultats assez similaires. La légère différence entre l'allure et l'amplitude des deux signaux est due aux flux de fuites et à la saturation magnétique non pris en compte dans le modèle analytique.

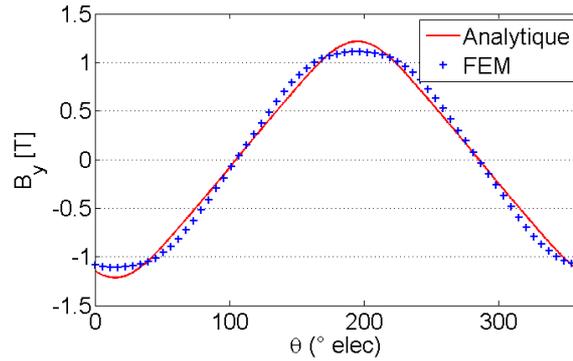


Figure 68: Evolution de l'induction en fonction du déplacement du rotor par la modèle analytique, puis par le modèle éléments finis au niveau du point P6 de la culasse statorique.

Pour analyser si le champ est bien uniforme dans la zone de la culasse statorique, nous avons tracé sur la Figure 69 l'évolution de l'induction obtenue par éléments finis en fonction du déplacement du rotor pour différentes zones de la culasse statorique. Les résultats obtenus montrent que le champ magnétique n'est pas homogène sur toute la section de la culasse statorique. Il est tournant dans les zones situées au-dessus des dents statoriques et unidirectionnel dans les zones situées au-dessus des encoches. Pour analyser l'influence des incertitudes sur l'évaluation du champ dans la culasse, nous comparerons dans la partie suivante les pertes fer déterminées par le modèle analytique aux pertes fer déterminées par la méthode des éléments finis.

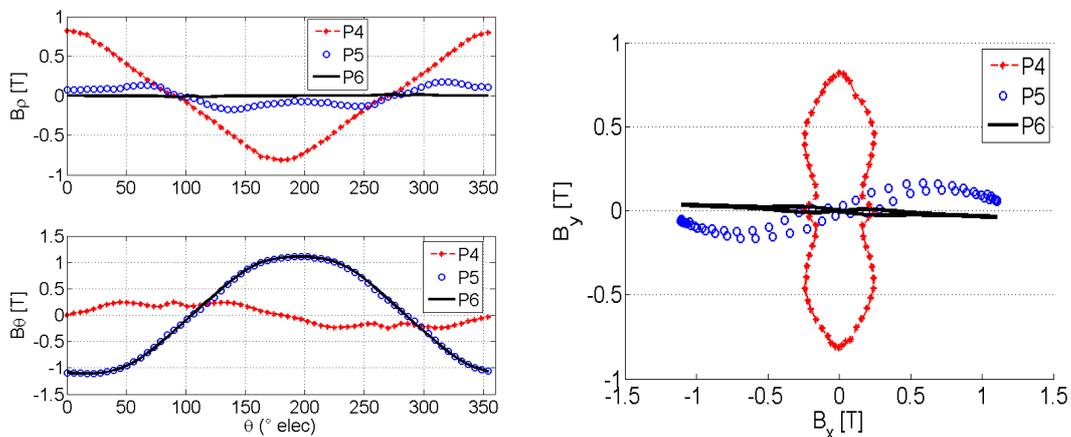


Figure 69: Induction radiale et tangentielle en fonction de la position du rotor (à gauche) et loci d'inductions (à droite) pour les points P4, P5 et P6 de la culasse statorique.

3.3.2.2 Comparaison du calcul des pertes fer

L'intérêt de l'utilisation de la méthode des éléments finis pour le calcul des pertes fer est qu'elle permet une meilleure évaluation du champ dans les différentes parties de la machine. Néanmoins, elle ne nous permet pas de conclure sur la validité des pertes déterminées en elles

même. Elle nous permet uniquement de voir si les différentes incertitudes sur la détermination du champ ne nous conduisent pas à une erreur significative. Pour la détermination des pertes fer, nous avons utilisé le logiciel FEMM [5] ; la procédure de calcul est détaillée dans la Figure 70.

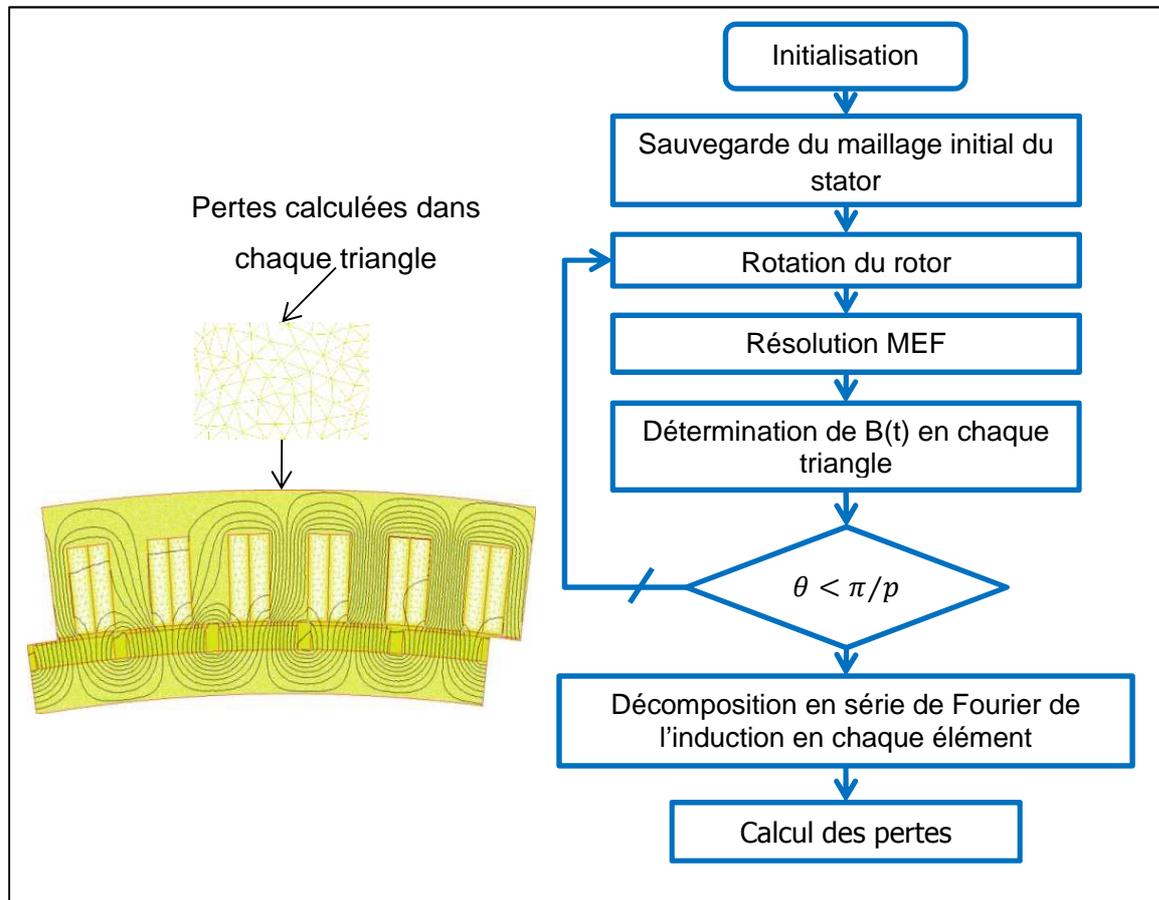


Figure 70: Procédure de calcul des pertes fer par la méthode des éléments finis

A la position initiale du rotor, les coordonnées des centres de gravité des éléments du maillage statorique ainsi que les inductions tangentielle et radiale correspondantes sont sauvegardées. Ensuite, nous faisons tourner le rotor sur un pas polaire et à chaque position, nous récupérons l'induction dans chaque centre de gravité des éléments du maillage initial. Une fois la rotation terminée, le vecteur d'induction correspondant à chaque élément du maillage est décomposé en une série de Fourier et les pertes fer sont calculées via la relation (3-19) en additionnant les pertes créées par les deux composantes du champ. Les pertes totales sont déterminées par la sommation des pertes dans les différents éléments du maillage.

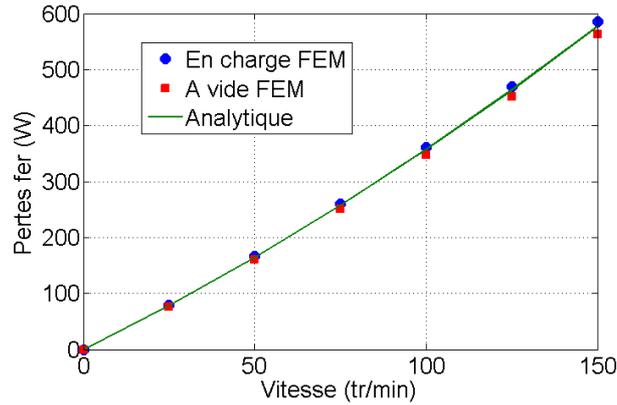


Figure 71: Evolution des pertes fer en fonction de la vitesse

La Figure 71 montre que le modèle analytique proposé pour le calcul des pertes fer permet une bonne estimation des pertes fer. De plus, nous pouvons remarquer que la prise en compte du champ de réaction magnétique d'induit conduit à une augmentation négligeable (3%) des pertes. La non-prise en compte du champ de réaction magnétique d'induit dans le modèle analytique peut alors être considérée comme étant valide.

3.3.2.3 Comparaison aux pertes déterminées par le constructeur

Afin de situer le modèle utilisé dans cette étude pour la détermination des pertes fer, nous comparerons les pertes fer déterminées par notre modèle aux pertes déterminées à partir des données constructeur. Dans la thèse [15], les courbes d'évolution des pertes fer dans la tôle M270-35A en fonction de l'induction et de la fréquence ont été modélisés par l'équation (3-23) .

$$P_{fe} = C_{pFe} \cdot \left(\frac{f}{50}\right)^{k_{Fe}} \cdot B^2 \text{ (W/kg)} \quad (3-23)$$

Où les paramètres C_{pFe} et k_{Fe} ont été réglés d'une manière à approcher au mieux les valeurs des pertes spécifiques données par les fournisseurs de matériaux magnétique (voir la Figure 72) [15].

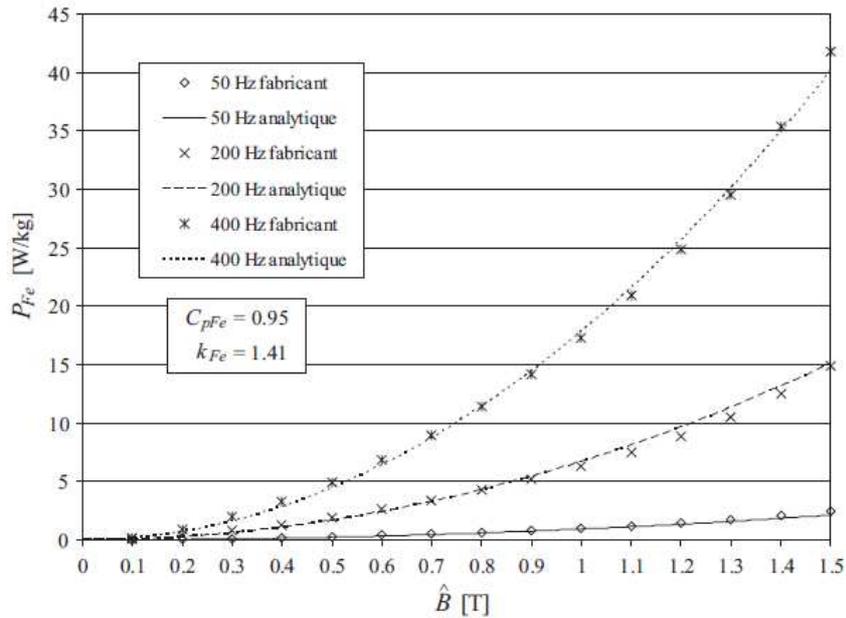


Figure 72: pertes fer données par le constructeur [15]

La Figure 73 montre que les pertes déterminées à partir du modèle constructeur sont inférieures d'au moins 50% aux pertes déterminées via le modèle analytique (3-19). Cet écart provient essentiellement du coefficient des pertes additionnelles qui permet de prendre en compte l'augmentation des pertes dues au processus d'usinage et à la présence de champs tournants qui ne sont pas pris en compte dans le modèle donné par le constructeur. En effet, les niveaux de pertes dans les tôles donnés par le constructeur sont mesurés sur des tôles avant processus de découpage, poinçonnage et dans des conditions de champ uni-axial.

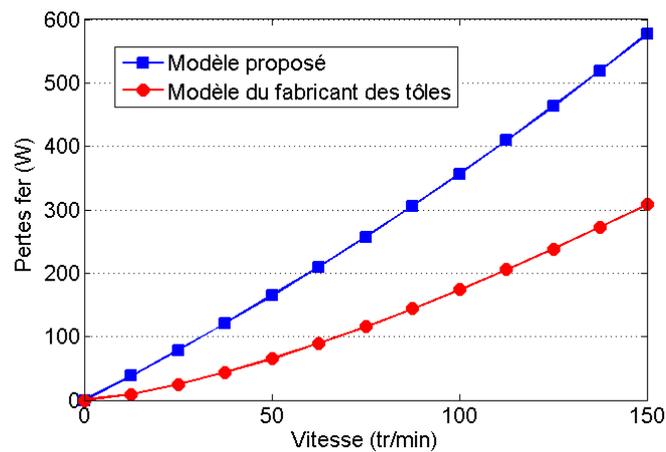


Figure 73: Pertes fer en fonction de la vitesse

3.3.3 Pertes dans les aimants

Les pertes dans les aimants sont souvent négligeables par rapport aux pertes statoriques. Cependant, la faible dissipation thermique depuis le rotor peut provoquer une élévation de température importante qui peut amener à une désaimantation irréversible surtout dans le cas des aimants Nd-Fe-B frittés qui sont très sensibles à la température [16]. De plus, l'échauffement des aimants conduit à une réduction de l'induction rémanente B_r et donc à une diminution du couple. Notons enfin que cet échauffement peut endommager certaines colles ou certaines résines et conduire à un décollage des aimants [17].

3.3.3.1 *Origine des pertes:*

Les matériaux durs possèdent une grande anisotropie magnéto-cristalline uni-axiale et les parois du domaine rencontrent beaucoup plus de difficultés pour se déplacer par rapport aux matériaux doux. Ainsi, le formalisme de séparation des pertes de Bertotti très employé dans les matériaux doux n'est pas pertinent dans un matériau magnétique à aimants permanents. Dans les machines synchrones à aimants, les pertes dans les aimants sont essentiellement dues aux courants induits créés par la variation de l'induction dans le matériau massif [18]. Ces variations d'inductions proviennent des trois causes suivantes :

- les harmoniques produits par le bobinage statorique : les machines à bobinage dentaire sont caractérisées par une FMM présentant un large contenu harmonique (sous harmoniques et des harmoniques d'ordre élevés), qui ne tournent pas à la même vitesse que celle du rotor et induisent ainsi des courants de Foucault,
- les harmoniques de perméance : lorsque le rotor tourne, l'induction magnétique à l'intérieur des aimants change en raison de la variation de la perméance créée par l'alternance de dents et d'encoches, ce qui conduit à la formation de courants de Foucault à l'intérieur des aimants,
- les harmoniques temporels : les convertisseurs d'électronique de puissance produisent des harmoniques temporels sur les courants d'alimentation qui engendrent des composantes de champ qui ne tournent pas à la même vitesse que le rotor.

3.3.3.2 *Modèles analytiques pour le calcul des pertes dans les aimants*

D'une manière générale, pour estimer les pertes dans les aimants permanents, le principe de superposition est utilisé. Selon ce principe, les pertes dues aux effets d'encoches et aux

harmoniques spatio-temporels de la FMM du bobinage statorique sont calculées séparément puis la somme de toutes ces contributions donne la valeur globale des pertes. Néanmoins, ce principe est valide uniquement lorsque la saturation des tôles magnétiques et l'effet de peau sont négligeables. Dans notre étude, comme les fréquences considérées sont faibles, nous pouvons considérer que l'effet de peau est négligeable. De plus, si le circuit magnétique est bien dimensionné nous pouvons négliger l'effet de la saturation magnétique ce qui nous permet d'appliquer le principe de superposition pour le calcul des pertes dans les aimants.

3.3.3.2.1 Modélisation des pertes dues aux harmoniques d'espace

Plusieurs modèles ont été développés dans la littérature pour le calcul des pertes dues aux harmoniques spatio-temporels de la FMM du bobinage statorique. Certains modèles [18] se basent sur le calcul du flux créé par la variation de l'induction dans les aimants permanents en supposant que les courants de Foucault se développent dans des spires concentriques (Figure 74).

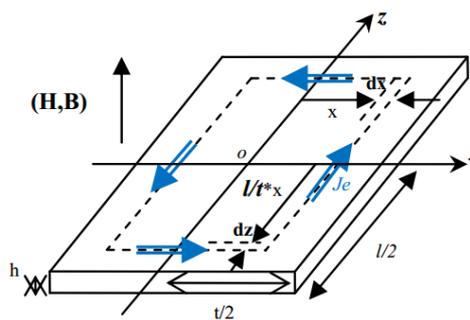


Figure 74: Exemple de trajet des lignes de courant dans les aimants [18]

Ces modèles ont été élargis par [19] pour prendre en compte la variation de la trajectoire des courants induits en fonction de la longueur d'onde des harmoniques d'espace. Néanmoins, leurs inconvénients concernent l'induction qui est considérée constante sur toute l'épaisseur de l'aimant. Pour améliorer la précision sur l'évaluation des pertes dans les aimants, des modèles analytiques basés sur la résolution analytique d'équations de Maxwell ont été proposés. Parmi ces modèles, on trouve ceux qui sont exprimés dans un système de coordonnées cartésiennes [20], [21] et où la machine est modélisée par une superposition de couches comme montré en Figure 75. Néanmoins, cette modélisation n'est valable que lorsque les aimants sont jointifs. En effet, les courants induits dans les aimants présentent un axe de symétrie et se referment naturellement sur un pas polaire. Cependant, lorsque les aimants sont espacés ce qui est souvent le cas dans les machines de moyenne puissance où les aimants sont souvent élaborés

en forme de tuiles ou en rectangles, les courants induits se referment dans le même aimant, phénomène non pris en compte lorsque les aimants sont considérés comme étant une couche conductrice uniforme [14].

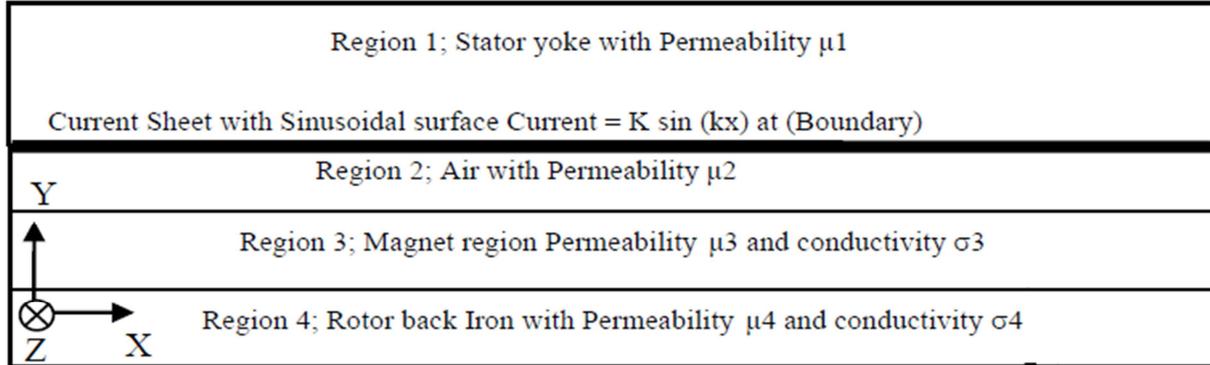


Figure 75: 2D cartésien modèle d'une machine synchrone à aimant permanents [21]

Pour prendre en compte ce phénomène, un modèle basé sur la résolution analytique des équations de Maxwell en 2D a été présenté dans la référence [22]. Dans ce modèle, les auteurs déterminent dans un premier temps le potentiel vecteur A dans la région des aimants en supposant la conductivité de ces derniers nuls. Ils calculent ensuite la densité de courant J_m induite dans l'aimant comme suit :

$$J_m = -\sigma_{pm} \frac{\partial A(r, t)}{\partial t} - J_0(t) \quad (3-24)$$

Le terme $J_0(t)$ correspond à la valeur moyenne de la densité de courant dans l'aimant à un instant t donné. Ce terme est rajouté dans (3-24) pour assurer le re-bouclage des courants au sein du même segment d'aimant.

Les pertes par courants de Foucault dans l'aimant sont enfin calculées en intégrant la densité des courants de Foucault induits sur le volume total de l'aimant.

$$P = \frac{L\Omega}{2\pi} \int_0^{2\pi/\Omega} \int_{R_m}^{R_r} \int_{-\alpha_{pm}/2}^{\alpha_{pm}/2} \frac{J_m^2}{\sigma_{pm}} r dr d\theta_r dt \quad (3-25)$$

Où R_r et R_m représentent respectivement le rayon interne et externe du rotor, L la longueur axiale active de la machine, σ_{pm} la conductivité électrique des aimants, α_{pm} l'ouverture angulaire des aimants et Ω la vitesse de rotation du rotor.

L'expression analytique des pertes moyennes induites par les harmoniques d'espace de la FMM dans un aimant est donnée ci-dessous :

$$P = \sum_{n=1}^{\infty} (P_{cn} + P_{an}) \quad (3-26)$$

$$P_{cn} = \left(\frac{q^2 \mu_0^2 \alpha_{pm} \sigma_{pm}}{8} \frac{J_n^2}{n^2 p_s^2} (np_s \pm p)^2 \Omega^2 \right) \times$$

$$\left[\left(\frac{R_m}{R_s} \right)^{2np_s} \frac{R_s^2 R_m^2}{(2np_s + 2)} \left(1 - \left(\frac{R_r}{R_m} \right)^{2np_s+2} \right) + \left(\frac{R_r}{R_s} \right)^{2np_s} R_s^2 R_r^2 F_n + \left(\frac{R_r}{R_s} \right)^{2np_s} R_s^2 (R_m^2 - R_r^2) \right] / \left[1 - \left(\frac{R_r}{R_s} \right)^{2np_s} \right]^2$$

$$\text{Avec : } F_n = \begin{cases} \frac{\left[\left(\frac{R_m}{R_r} \right)^{-2np_s+2} - 1 \right]}{(-2np_s + 2)} & np_s \neq 1 \\ \ln \left(\frac{R_m}{R_r} \right) & np_s = 1 \end{cases}$$

$$P_{an} = - \left(\frac{q^2 \mu_0^2 \sigma_{pm}}{\alpha_{pm}} \frac{J_n^2}{n^4 p_s^4} (np_s \pm p)^2 \Omega^2 \right) \times$$

$$\left[\left(\frac{R_m}{R_s} \right)^{np_s} \frac{R_s R_m^2}{(np_s + 2)} \left(1 - \left(\frac{R_r}{R_m} \right)^{np_s+2} \right) + \left(\frac{R_r}{R_s} \right)^{np_s} R_s R_r^2 G_n \right]^2 \times \frac{\sin^2 \left(np_s \frac{\alpha_{pm}}{2} \right)}{(R_m^2 - R_r^2) \left[1 - \left(\frac{R_r}{R_s} \right)^{2np_s} \right]^2}$$

$$\text{Avec : } G_n = \begin{cases} \frac{\left[\left(\frac{R_m}{R_r} \right)^{-np_s+2} - 1 \right]}{(-np_s+2)} & np_s \neq 2 \\ \ln \left(\frac{R_m}{R_r} \right) & np_s = 2 \end{cases}$$

Dans les références [22]–[25], il est montré que les pertes calculées via ce modèle sont très proches de celles calculées par éléments finis en régime magnétodynamique tant que l'effet de peau reste négligeable. Dans la suite de cette étude, nous retiendrons ce modèle pour le calcul des pertes dues aux harmoniques d'espace.

3.3.3.2.2 Modélisation des pertes dues à l'effet de denture

Souvent, les pertes rotoriques dues aux ouvertures d'encoches sont considérées comme étant négligeables. Cependant, dans le cas des machines sans isthmes d'encoches, la large ouverture des encoches peut conduire à des variations de champs importantes et ainsi à des pertes dans les aimants non négligeables.

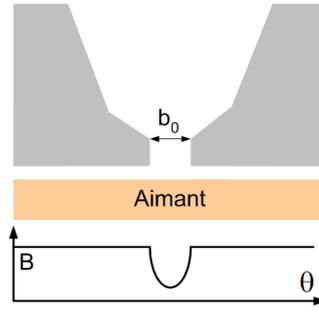


Figure 76: Effets des ouvertures d'encoches sur le niveau d'induction dans les aimants.

La référence [18] présente un modèle analytique simplifié pour l'évaluation des pertes dues à la denture du stator. L'équation analytique montre que les pertes sont proportionnelles à la valeur crête de l'induction B_0 , au carré de la vitesse périphérique du rotor v_p , au nombre d'encoches Z et au volume de l'aimant V_{ol} .

$$P = Z \cdot \sigma_{pm} \cdot \frac{V_{ol}}{2} \cdot B_0^2 \cdot v_p^2 \quad (3-27)$$

Pour une évaluation plus précise des pertes dans les aimants, un modèle analytique faisant apparaître les harmoniques de dentures a été proposé en [26]–[28]. Dans ce modèle les pertes sont déterminées en deux étapes, dans un premier temps, la variation de l'induction dans les aimants dues aux effets d'encoches est déterminée, pour calculer par suite les courants induits et enfin les pertes. Pour calculer la répartition de l'induction dans l'entrefer, l'induction est supposée égale au produit de l'induction dans les aimants dans le cas d'un stator lisse par une fonction de modulation qui tient compte de l'effet des encoches sur la distribution du champ. Cette fonction de modulation est déterminée de manière analytique via l'utilisation des transformées conformes comme montré dans la référence [4]. En coordonnées cartésiennes, cette fonction est définie par la relation:

$$\lambda(x, y) = \sum_{\mu=0}^{\infty} \lambda_{\mu}(y) \cdot \cos(\mu Z x) \quad (3-28)$$

Avec:

$$\lambda_0 = \frac{1}{K_c} \left(1 - 1.6\beta \frac{b_0}{\tau} \right) \quad \text{et} \quad \lambda_{\mu}(y) = -\beta \frac{4}{\pi \mu} \left[0.5 + \frac{\left(\mu \frac{b_0}{\tau} \right)^2}{0.78125 - 2 \left(\mu \frac{b_0}{\tau} \right)^2} \right] \cdot \sin \left(1.6\pi \mu \frac{b_0}{\tau} \right)$$

$$K_c = \frac{\tau}{\tau - \gamma g'}; \quad \tau = \frac{2\pi R_s}{Z}; \quad \gamma = \frac{4}{\pi} \left[\frac{b_0}{2g'} \tan^{-1} \left(\frac{b_0}{2g'} \right) - \ln \sqrt{1 + \left(\frac{b_0}{2g'} \right)^2} \right]$$

b_0 étant la largeur d'ouverture d'encoche, g' représente l'épaisseur de l'entrefer magnétique qui est égale à la somme de l'épaisseur d'entrefer e et de l'épaisseur de l'aimant e_a . τ représente le pas d'encoche.

$$\beta(y) = \frac{1}{2} \cdot \left[1 - \left[1 + (1 + m^2) \cdot \left(\frac{b_0}{2g'} \right)^2 \right]^{-1/2} \right]$$

Le paramètre m dans l'équation ci-dessus se détermine via la résolution de l'équation (3-29). Ce paramètre a pour effet de traduire l'effet de diminution des variations d'induction lorsqu'on s'éloigne de la périphérie du stator. Dans notre étude, la fonction de modulation sera évaluée au niveau de la hauteur moyenne de l'aimant, c'est-à-dire pour $r = R_s - e - e_a/2$.

$$y \cdot \frac{\pi}{b_0} = \frac{1}{2} \ln \left[\frac{\sqrt{a^2 + m^2} + m}{\sqrt{a^2 + m^2} - m} \right] + \frac{2g'}{b_0} \arctan \left(\frac{2g'}{b_0} \cdot \frac{m}{\sqrt{a^2 + m^2}} \right) \quad (3-29)$$

Avec:

$$a^2 = 1 + \left(\frac{2g'}{b_0} \right)^2, \quad y = r - R_s + g'$$

Dans le cas d'un stator lisse, l'induction au niveau de l'aimant (voir Figure 77) est donnée par l'expression simplifiée $B_o = e_a / (e + e_a) \cdot B_{rem}$. Cependant, pour une meilleure évaluation de l'induction au niveau de l'aimant, nous utiliserons la formule (1-3) proposée par [28] qui détermine l'induction via la résolution analytique des équations de Maxwell.

$$B_o = \sqrt{B_1^2 + B_3^2 + \dots + B_n^2} \quad (3-30)$$

Avec B_n l'harmonique de rang n de l'induction calculé au milieu de l'épaisseur de l'aimant[28].

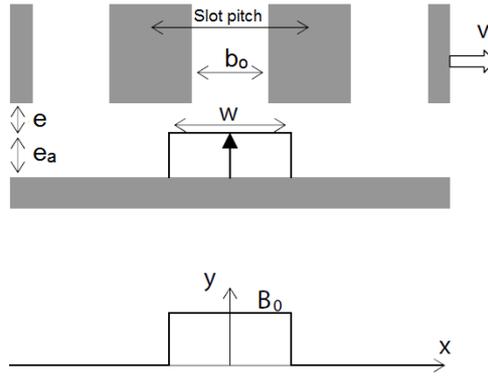


Figure 77: Champ produit par les aimants dans le cas d'une armature lisse [26]

Enfin, l'expression de l'induction dans les aimants avec la prise en compte des harmoniques de denture est donnée par :

$$B(x, t) = B_0 \cdot \left(\lambda_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \lambda_n \cdot \cos(nZ(x - v_p t)) \right) \quad (3-31)$$

La densité de courant induite dans chaque aimant peut ainsi être exprimée à partir de :

$$J = -\sigma_{pm} \cdot \frac{\partial A}{\partial t} + C = -(B_0 \cdot v_p \cdot \sigma_{pm}) \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \lambda_n \cdot \sin(nZ(x - v_p t)) + C \quad (3-32)$$

- C est une constante qui permet d'assurer que les courants induits se referment dans le même aimant,
- v_p représente la vitesse périphérique du rotor en m/s et x la coordonnée dans le repère statorique,

La valeur moyenne des pertes dans l'ensemble des aimants s'exprime donc :

$$P = 2p \cdot B_0^2 \cdot v_p^2 \cdot \sigma_{pm} \cdot \frac{L \cdot e_a \cdot w}{2} \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \lambda_n^2 \left[1 - \text{sinc} \left(\frac{\pi n w}{b_0} \right)^2 \right] \quad (3-33)$$

Notons que ce modèle n'est valable que lorsque l'épaisseur de peau est très grande devant les dimensions de l'aimant. Dans le cas contraire, le champ de réaction produit par les courants induits dans les aimants n'est plus négligeable et ce modèle conduit à une surestimation du niveau des pertes. Dans [27], une étude expérimentale sur une machine de 15 kW à 150 tr/min a montré que les résultats du calcul analytique coïncident exactement avec les résultats

expérimentaux. Dans la suite, nous retiendrons cette modélisation pour la détermination des pertes dues à la denture dans les aimants permanents.

3.3.3.3 Validation des modèles de calcul des pertes dans les aimants

Les modèles analytiques retenus pour le calcul des pertes dans les aimants sont basés sur de nombreuses hypothèses (champ de réaction magnétique des aimants négligeable, imprécision sur le calcul des courants induits dans les aimants, etc.). Pour vérifier si ces différentes hypothèses ne conduisent pas à des erreurs significatives, nous comparerons les pertes déterminées par ces modèles à celles déterminées par éléments finis.

3.3.3.3.1 Procédure de calcul des pertes par la méthode des éléments finis (MEF)

Le logiciel considéré pour le calcul des pertes dans les aimants est le logiciel FEMM [5]. Ce dernier permet de réaliser des simulations en magnétostatique ou en magnéto-harmonique mais ne permet pas en revanche de résoudre des problèmes magnétodynamiques ou de prendre en compte de l'effet de mouvement. Pour cela, nous présenterons dans la suite quelques adaptations sur la géométrie de la machine ou sur le problème à résoudre pour pouvoir réaliser la modélisation sous FEMM.

Pertes dues aux harmoniques d'espace

Pour ce calcul, nous utiliserons la procédure présentée dans la référence [29]. Selon cette référence, on détermine dans un premier temps analytiquement les différents rangs harmoniques de la FMM du bobinage; puis pour chaque rang harmonique on remplace le bobinage statorique par une densité superficielle équivalente qui est placée au niveau du rayon statorique interne comme présenté sur la Figure 78. L'expression de la densité linéique \dot{J}_{bob-n} et la fréquence f_{nr} correspondante sont données ci-dessous:

$$\dot{J}_{bob-n}(\theta) = n \cdot \frac{FMM_n}{R_s} \cdot e^{jn\theta} \quad (3-34)$$

$$f_{nr} = f \left(sgn \cdot \frac{n}{p} - 1 \right)$$

Avec: FMM_n l'amplitude de la FMM de l'harmonique de rang n, R_s le rayon statorique interne, p le nombre de pôles de la machine, $sgn = +1, sgn = -1$ selon que l'harmonique de rang n tourne dans le même sens ou dans le sens inverse que celui du rotor.

Ensuite, pour chacun de ces harmoniques, les courants induits et les pertes correspondantes sont déterminés par éléments finis (magnétodynamique complexe). Notons que le programme utilisé assure une valeur moyenne nulle des courants induits dans chaque bloc d'aimant en imposant un potentiel entre les extrémités de chaque aimant. Enfin, les pertes globales sont déterminées par la sommation des contributions des différents rangs harmoniques de la FMM.

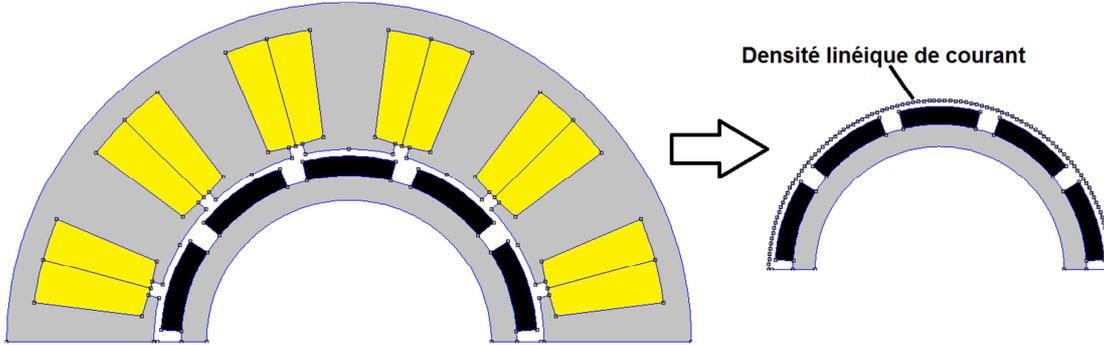


Figure 78: Remplacement du stator par une densité linéique de courant pour le calcul des pertes dues aux harmoniques d'espace

Pertes dues aux harmoniques de denture

Pour pouvoir calculer ces pertes via FEMM, la procédure développée dans [30] a été utilisée. Cette procédure permet un calcul rapide des pertes du fait que la résolution du problème se fait en magnétostatique. Néanmoins, il est à noter qu'elle n'est valable que lorsque la profondeur de peau est très grande devant les dimensions de l'aimant[26], [30]. Selon cette méthode, on fixe le rotor et on fait tourner le stator sur un pas dentaire. A chaque position (nous avons utilisé 60 points), on détermine le potentiel vecteur A dans chaque élément du maillage de l'aimant et on sauvegarde sa valeur pour pouvoir calculer les courants induits J_{pm} .

$$J_{pm} = -\sigma \frac{\partial A}{\partial t} \quad (3-35)$$

Pour assurer une valeur moyenne nulle des courants induits dans chaque bloc d'aimant, une constante est soustraite à J_{pm} . Les courants induits sans leurs composante continue sont alors donnés par :

$$J_{PM\sim} = J_{pm} - \frac{1}{S_{magnet}} \int J_{pm} \cdot dS_{magnet} \quad (3-36)$$

Enfin, pour calculer les pertes, on effectue une décomposition en série de Fourier de la densité de courant $J_{PM\sim}$ puis on calcule les pertes via la formule ci-dessous:

$$P_{pm} = \sum_{i=1}^M \left(\sum_{n=1}^{N_h} \frac{J_{n,i}^2}{2\sigma_{pm}} \right) \cdot A_i \cdot L \quad (3-37)$$

Où : M représente le nombre de triangle dans le maillage des aimants, A_i est l'air de l'élément i du maillage et N_h représente le nombre d'harmoniques considérés lors de la décomposition en série de Fourier.

3.3.3.3.2 Comparaison du modèle analytique et éléments finis de calcul des pertes dues aux harmoniques d'espace

Pour réaliser cette comparaison, nous avons considéré la machine présentée dans la référence bibliographique [31]. Les principales dimensions et propriétés de cette machine sont données dans le Tableau 8.

Tableau 8: Dimensions et propriétés physiques de la machine analysée [31]

Caractéristiques	Valeur
Rayon interne du stator R_s (mm)	28.5
Rayon externe de l'aimant R_m (mm)	27.5
Rayon interne de l'aimant R_r (mm)	24.5
Rapport arc polaire sur le pas polaire α_{pm}	1
Ouverture des encoches b_0 (mm)	2
Nombre de pôles p	10
Nombre d'encoches Z	12
Nombre de spires par phase	132
Courant max (A)	10
Conductivité des aimants $\sigma_{pm} (\Omega \cdot m)^{-1}$	$6.67 \cdot 10^5$

La Figure 79 montre une comparaison des pertes calculées par le modèle analytique et FEMM aux pertes calculées par éléments finis en magnétodynamique dans la référence [31]. Nous

pouvons remarquer une bonne concordance entre les résultats obtenus par les différentes méthodes.

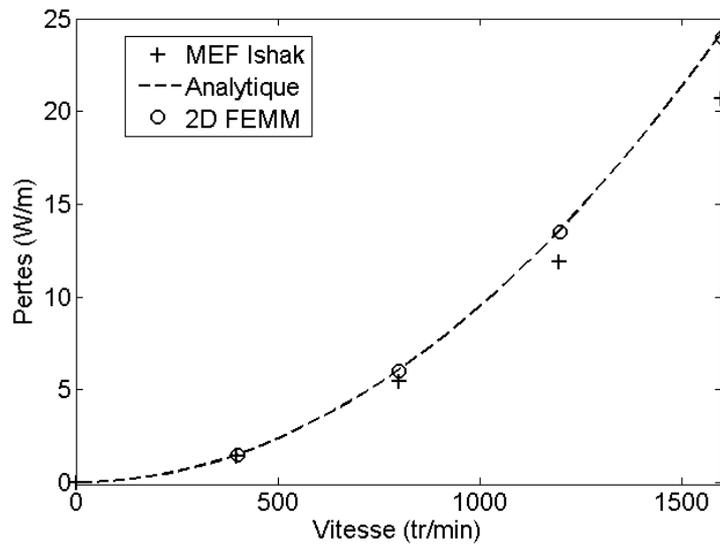


Figure 79: Comparaison des pertes calculées par différentes méthodes

3.3.3.3 Comparaison du modèle analytique et éléments finis de calcul des pertes dues aux harmoniques de denture

Le calcul des pertes dues aux harmoniques de denture dans les aimants via FEMM-2D en magnétostatique n'est valable que lorsque la profondeur de peau est plus grande par rapport aux dimensions géométriques de l'aimant. En effet, dans ce cas le champ de réaction des aimants peut être négligé [26], [28].

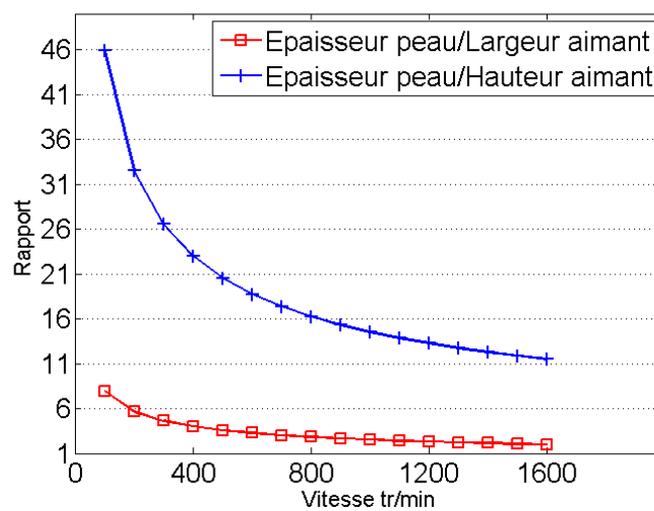


Figure 80: Evolution du rapport entre l'épaisseur de peau et les dimensions de l'aimant en fonction de la vitesse

Sur la Figure 80 est montrée l'évolution du rapport entre l'épaisseur de peau et les dimensions géométriques de l'aimant. Nous pouvons constater que ce rapport est toujours supérieur à 1, le calcul des pertes en magnétostatique peut alors être considéré comme étant correct. La Figure 81 représente l'évolution des pertes dans les aimants dues aux harmoniques de denture pour la machine montrée dans le Tableau 8. Les résultats obtenus montrent une bonne corrélation entre le calcul analytique et le calcul numérique.

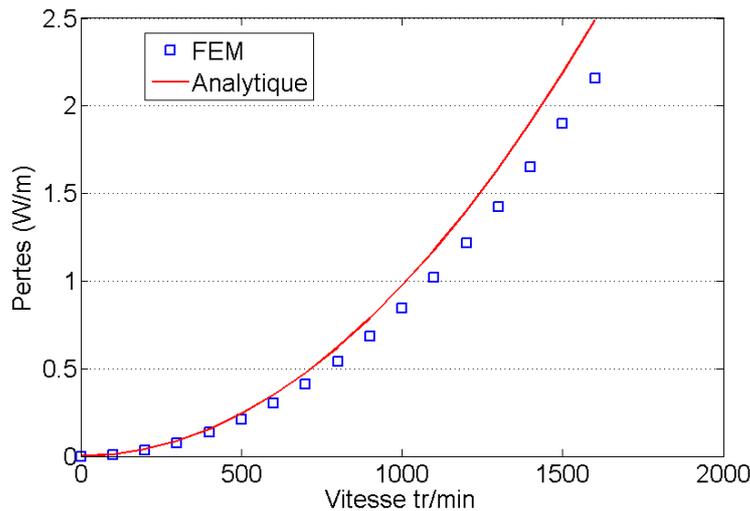


Figure 81: Comparaison des pertes dues aux harmoniques de denture

3.4 Modélisation thermique

Pour accroître les performances massiques ou volumiques des machines électriques, on est souvent amenés à accroître la fréquence de conversion et la densité de courant dans les bobinages statoriques afin de réduire la masse et le volume des parties actives. Néanmoins, ceci conduit à une augmentation du niveau des pertes ainsi qu'à des élévations en température qui peuvent avoir diverses conséquences comme un vieillissement prématuré des isolants et aussi une perte locale ou complète de l'aimantation des aimants. Le dimensionnement et l'optimisation de la machine électrique ne peut donc se faire indépendamment des contraintes liées aux aspects thermiques. Nous allons ainsi nous intéresser dans cette partie à la modélisation des transferts thermiques dans les machines électriques en nous limitant au cas du régime permanent.

3.4.1 Méthodes et approches de modélisation thermique des machines électriques

Les travaux que l'on peut trouver dans la littérature sur la modélisation thermique des machines électriques sont relativement moins nombreux que ceux traitant de la modélisation

électromagnétique. Ceci est dû d'une part à la complexité des phénomènes mis en jeu (mécanique des fluides, électromagnétisme, thermique) et d'autre part à la structure complexe et hétérogène de la machine électrique qui rend la construction du modèle thermique très difficile.

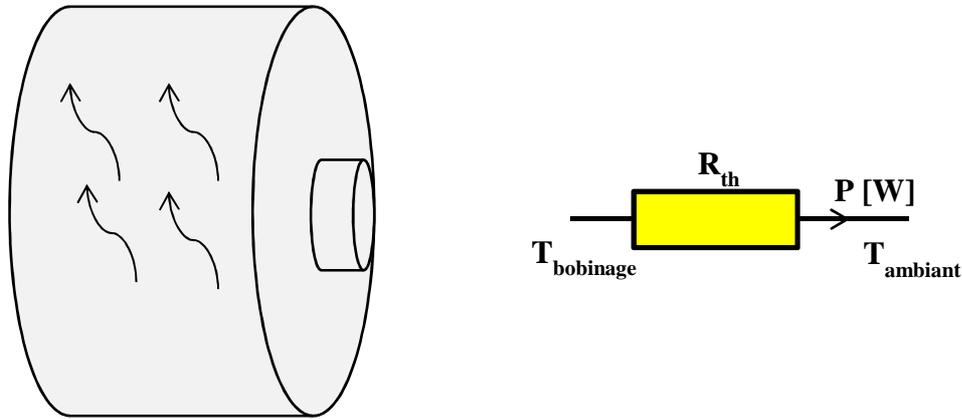


Figure 82: Modèle thermique équivalent

Traditionnellement, pour évaluer l'échauffement dans une machine électrique; la méthode la plus utilisée consiste à représenter la machine par un bloc isotherme où seuls les échanges de chaleur avec l'air ambiant sont considérés (voir la Figure 82). L'élévation de la température est ainsi approchée par (3-38).

$$\Delta T = \frac{\sum \text{Pertes}}{h \cdot S_{ech}} \quad (3-38)$$

Où : S_{ech} représente la surface extérieure d'échange thermique et h est le coefficient de convection. Ce coefficient est compris entre 5 et 10 W/m²/K dans le cas d'une convection naturelle et entre 50-20000 W/m²/K dans le cas d'une convection forcée [32].

Compte tenu de l'imprécision du modèle ci-dessus, pour éviter un risque de surchauffe localisé, la densité linéique de courant ainsi que la densité de courant dans les bobinages sont généralement limitées comme montré dans le Tableau 9.

Cette approche présente l'avantage d'être simple à mettre en œuvre et permet une détermination rapide de l'élévation en température. Néanmoins, elle ne permet pas d'analyser la répartition de la température au sein de la machine, de plus, elle peut conduire à des erreurs importantes [33].

Tableau 9: Valeurs maximales permises en fonction du type de refroidissement [1]

	Air	Hydrogène	Refroidissement direct par eau
A (kA/m)	30-80	90-110	150-200
J(A/mm ²)	3-5	4-6	7-10

Une autre méthode très utilisée pour la modélisation thermique des machines électriques consiste à utiliser des modèles statistiques issues d'essais expérimentaux. A titre d'exemple, une formule empirique [34] utilisée par les ingénieurs d'ABB pour déterminer l'échauffement des têtes de bobines est donné par la relation (3-39).

$$\Delta T = k_{cs} \cdot \sqrt{P_{Cu} \cdot P_{tot}} \quad (3-39)$$

Où :

- P_{Cu} représentent les pertes par effet joules dans les bobinages
- P_{tot} représentent les pertes totales dans la machine.
- k_{cs} est un coefficient empirique.

Cette méthode permet une analyse simple et précise; néanmoins, son inconvénient principal est qu'elle n'est pas générique, c'est-à-dire qu'elle n'est valable que lorsque les caractéristiques (gabarit, matériaux, vitesse ...etc.) de la machine à analyser sont similaires à celle sur laquelle est faite l'identification. Ainsi, pour associer précision et robustesse, des modèles basés sur la résolution des équations physiques de la thermique sont proposés. Sur ce principe, nous pouvons distinguer essentiellement deux méthodes:

- Les méthodes numériques telles que la méthode des éléments finis où la méthode de résolution par la mécanique des fluides numérique (CFD-Computational Fluid Dynamic) [10], [35] permettent d'évaluer la température dans la machine avec une précision satisfaisante mais au détriment d'une durée de simulation conséquente (quelques jours à plusieurs semaines).
- Les méthodes analytiques par réseaux de résistances thermiques [36]–[38] présentent une précision acceptable pour une durée de simulation très courte. C'est cette dernière qui sera envisagée dans cette étude.

3.4.2 Modèle thermique nodal de la machine synchrone en régime permanent

La machine considérée dans cette étude est de type fermée sans ventilation interne ou externe; le refroidissement est réalisé uniquement par convection naturelle. Pour simuler le comportement thermique de la machine, nous avons fait le choix d'une méthode nodale qui offre un bon compromis entre rapidité de calcul et précision. Le principe de cette méthode consiste à subdiviser la structure hétérogène de la machine en un ensemble de blocs élémentaires homogénéisés. A chaque bloc est ensuite associé une source de chaleur, une capacité thermique (dans le cas de l'analyse du régime transitoire) ainsi qu'un ensemble de résistances thermiques modélisant l'échange de chaleur (conduction, convection, radiation) entre le bloc considéré et les blocs avoisinants. Enfin, une fois que les différents coefficients intervenant dans les équations de transfert de chaleur sont déterminés, on résout le système d'équations pour trouver les températures dans les différentes parties de la machine.

Selon ce principe, la machine électrique peut être découpée comme montré Figure 83. Les enroulements statoriques sont divisés en tête de bobine et conducteurs dans l'encoche. Le circuit magnétique statorique est divisé en deux, les dents et la culasse. La carcasse et les flasques avant et arrière sont regroupés en un seul élément. Les différents transferts de chaleur entre ces éléments sont représentés Figure 83. Notons que sur cette figure, seuls les échanges par conduction et par convection sont modélisés, les échanges radiatifs sont supposés négligeables du fait des niveaux relativement faibles de températures atteints dans les machines [10].

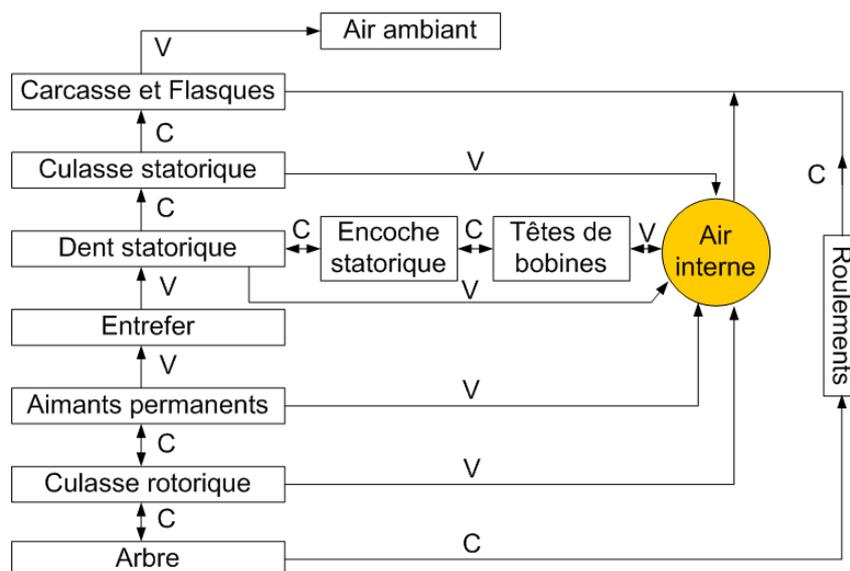


Figure 83: Modes de transfert de chaleur dans la machine. C: conduction, V: convection [39]

Comme il est souvent difficile de prévoir les caractéristiques des parties mécaniques de la machine tels que les roulements, l'arbre, les flasques, etc., nous avons réalisés les simplifications suivantes :

- les roulements, les flasques, l'arbre et la carcasse sont modélisés comme des conducteurs thermiques parfaits.
- il est montré dans les travaux de Lindström [38] que la résistance thermique entre l'aimant et l'air interne peut être négligée. De plus, comme la machine tourne à faible vitesse, les échanges convectifs entre la culasse et l'air-interne puis entre les dents statoriques et l'air interne peuvent être négligés.
- les contacts entre les différents blocs sont supposés parfaits.

Maintenant que nous avons défini les différents nœuds et que nous avons caractérisés la nature de l'échange entre ces différents nœuds, nous pouvons établir le réseau de résistances thermiques équivalent Figure 84.

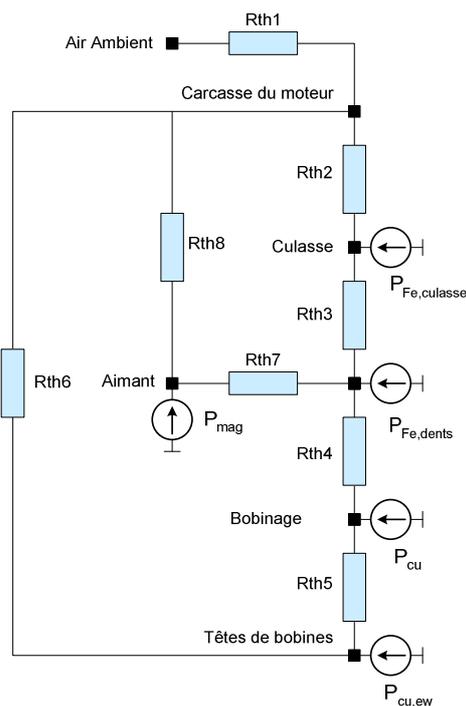


Figure 84: Modèle thermique équivalent

Ce circuit équivalent est composé de sources de chaleur $P_{Cu,ew}$, P_{cu} , $P_{Fe,dents}$, $P_{Fe,culasse}$, P_{mag} qui correspondent respectivement aux pertes joules dans les têtes de bobines, les pertes dans le bobinage, les pertes dans les dents, les pertes dans la culasse et enfin les pertes dans

les aimants. La définition des différentes résistances thermiques est donnée dans la partie ci-dessous.

Expression des résistances thermiques

Le détail des différentes dimensions géométriques de la machine est donné en la Figure 89.

- **Résistance thermique R_{th1}**

Cette résistance thermique regroupe la résistance modélisant l'échange convectif entre la carcasse et l'air ambiant ainsi que la résistance thermique de la carcasse. Mais comme cette dernière est négligée dans cette étude, R_{th1} est alors donnée par (3-40).

$$R_{th1} = \frac{1}{h_{cov} \cdot 2\pi R_{ext}(L + R_{ext})} \quad (3-40)$$

Comme surface d'échange, nous avons considéré l'ensemble des surfaces des flasques ainsi que la surface transversale de la machine. Le coefficient de convection h_{conv} est pris égal à 10 W/(m².K) [32], valeur typique pour un cylindre horizontal en convection naturelle.

- **Résistance thermique R_{th2}**

Cette résistance est située entre le milieu de la carcasse et le milieu de la culasse. Elle comprend une résistance correspondante à la demi hauteur de la culasse; une résistance de contact entre la culasse et la carcasse et une résistance correspondante à la demi hauteur de carcasse. Dans cette modélisation, seule la résistance correspondant à la demi-hauteur de la culasse est considérée; en effet, les contacts et la carcasse sont supposés être parfaits. La résistance thermique R_{th2} est donnée par :

$$R_{th2} = \frac{\ln(R_{ext}/R_w)}{4\pi\lambda_{fer}L} \quad (3-41)$$

Elle est obtenue à partir de l'analyse de la conduction thermique dans un cylindre creux. λ_{fer} est la conductivité thermique du fer, elle est égale à 25 W/(m.K)

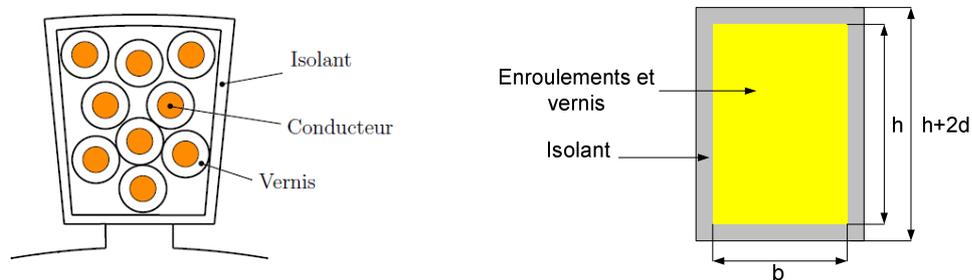
- **Résistance thermique R_{th3}**

Cette résistance est située entre le centre de la culasse statorique et le centre des dents statoriques.

$$R_{th3} = \frac{\ln(R_w/R_s)}{4\pi\lambda_{fer}LK_d} + \frac{\ln(R_{ext}/R_w)}{4\pi\lambda_{fer}L} \quad (3-42)$$

- **Résistance thermique entre le centre d'une encoche et le centre des dents- R_{th4}**

La zone des encoches statoriques est caractérisée par la présence de plusieurs matériaux dont les propriétés sont très différentes. En effet, on trouve d'une part du cuivre très bon conducteur thermique, mais aussi des matériaux d'une très faible conductivité thermique tels que l'émail recouvrant les conducteurs, la résine dans laquelle sont noyés les conducteurs lors de l'imprégnation ainsi que les isolants de fond d'encoche et la cale de fermeture de l'encoche. La Figure 85-(a) donne une représentation de la composition de l'encoche.



(a) Schéma d'une encoche

(b) Schéma d'une encoche homogénéisée

Figure 85 : Modélisation d'une encoche

Pour modéliser le transfert de chaleur au sein de l'encoche, nous transformons dans un premier temps, la forme trapézoïdale de l'encoche en une forme rectangulaire comme illustré sur la Figure 85. La hauteur et la largeur équivalente de l'encoche (3-43) sont déterminées de manière à conserver l'air de bobinage.

$$h = R_w - R_s - 2d$$

$$b = \frac{\pi(1 - K_d)}{Z} (R_w + R_s) \quad (3-43)$$

Ensuite, les différents matériaux de l'encoche sont modélisés par un matériau homogène équivalent de conductivité thermique λ_{bob} dont l'expression est donnée par:

$$\lambda_{bob} = F \cdot \lambda_{vernis} \quad (3-44)$$

Avec :

- $\lambda_{verniss}$: conductivité thermique du vernis isolant prise égale à 0.18 W/K/m
- F : facteur multiplicatif qui dépend du taux de cuivre dans l'encoche, dans cette étude ce coefficient est pris égal à 2.5 [36]

On montre [38] que la résistance thermique entre les dents statoriques et le centre du bobinage statorique peut être exprimé par (3-45)

$$R_{th4} = \frac{R_x R_y}{ZL(R_x + R_y)} \cdot \left(1 - \frac{R_{xo} R_{yo}}{720(R_{xo} + R_{yo})} \right) \quad (3-45)$$

Où :

$$R_x = \frac{1}{2} \cdot \left(R_{xi} + \frac{1}{6} R_{xo} \right), \quad R_y = \frac{1}{2} \cdot \left(R_{yi} + \frac{1}{6} R_{yo} \right)$$

$$R_{xo} = \frac{b}{h \lambda_{bob}}, \quad R_{yo} = \frac{h}{b \lambda_{bob}}$$

$$R_{xi} = \frac{d}{h \lambda_{iso}}, \quad R_{yi} = \frac{d}{b \lambda_{iso}}$$

- h et b représentent respectivement la hauteur et la largeur d'une encoche statorique.
- d est l'épaisseur de l'isolant de fond d'encoche et sa valeur dépend de la tension. Pour une tension de 380V, son épaisseur est de l'ordre de 0.3 mm [14]. La conductivité thermique de l'isolant λ_{iso} est prise égale à 0.2 W/(m.K).
- **Résistance thermique entre le bobinage et les têtes de bobines R_{th5}**

Pour modéliser l'échange de chaleur entre le bobinage et les têtes de bobines, nous avons considéré les mêmes hypothèses que celles utilisées dans la référence [40] pour la modélisation d'une machine à bobinage concentrique autour de dents.

- les têtes de bobines sont supposées cylindriques et homogènes,
- la température des têtes de bobines sont supposées homogènes,
- le flux de chaleur dans le sens axial (têtes de bobines vers le bobinage) est supposé essentiellement canalisé par les conducteurs, car la conductivité thermique de l'imprégnation est très faible par rapport à celle des conducteurs,
- la conductivité thermique dans le sens radial est prise égale à λ_{bob} définie par (3-44)

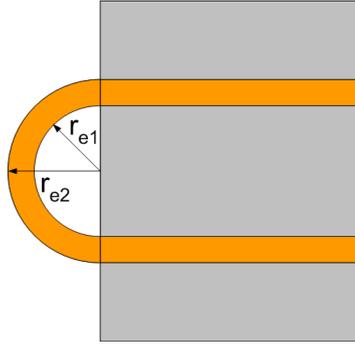


Figure 86: Représentation géométrique des têtes de bobines [40]

La résistance thermique correspondant au transfert de chaleur entre les têtes de bobines et le centre de la machine au travers des conducteurs est définie comme suit [40]:

$$R_{th5} = \frac{(L + L_{ew})}{4\lambda_{cu}S_{cu}Z} \quad (3-46)$$

- **Résistance thermique entre les têtes de bobines et la carcasse externe de la machine**
 R_{th6}

Le flux de chaleur généré dans les têtes de bobines peut aussi se dissiper par convection de la surface externe des têtes de bobines vers les parois internes de la carcasse. La résistance thermique équivalente à cet échange comprend une résistance de conduction thermique du centre des têtes de bobines vers les parois externes des têtes de bobines; une autre résistance correspondant à l'échange par convection de la surface des têtes de bobines vers l'air interne de la machine et enfin une résistance de convection de l'air interne vers les parois internes de la carcasse.

$$R_{th6} = \frac{\ln(r_{e1}/r_{e2})}{2\pi \cdot \lambda_{bob} \cdot h_t \cdot Z} + \frac{1}{2Z \cdot A_{ew} \cdot h_{ew}} + \frac{1}{2\pi \cdot R_{ext}^2 \cdot h_{ew}} \quad (3-47)$$

Où :

- A_{ew} représente la surface externe des têtes de bobines qui est en contact avec l'air interne de la machine.
- r_{e1}, r_{e2} représentent respectivement les rayons internes et externes des têtes de bobines Figure 86.
- h_t représente la hauteur des encoches statoriques.

- h_{ew} est le coefficient de convection entre les têtes de bobines et l'air interne. Pour déterminer sa valeur nous avons adopté la formule expérimentale donnée par [36]. Elle est obtenue pour le cas d'un moteur asynchrone dont les anneaux de court-circuit sont équipés de petites ailettes pour améliorer le brassage de l'air.

$$h_{ew} = 15.5 \cdot (0.39 \cdot u + 1) [W/K.m^2]$$

Où : u est la vitesse de l'écoulement du fluide supposée égale à zéro (en effet notre machine est dépourvue d'élément de ventilation interne).

- **Résistance thermique entre les dents et les aimants R_{th7}**

La chaleur peut se propager des aimants vers les dents à travers l'entrefer ou vice-versa. La résistance thermique équivalente à cet échange est donnée dans (3-48). Elle comprend une résistance correspondante à la demi hauteur des dents statoriques; une résistance de convection à travers l'entrefer et une résistance thermique correspondante à la demi hauteur de l'aimant.

$$R_{th7} = \frac{\ln(R_w/R_s)}{4\pi\lambda_{fer}LK_d} + R_{ent} + \frac{\ln(R_m/R_r)}{4\pi\lambda_{pm}L} \quad (3-48)$$

La résistance thermique R_{ent} modélise l'échange de chaleur dans l'entrefer. Sa valeur est déduite à partir de l'analyse de la nature de l'écoulement dans l'entrefer. Il existe trois types d'écoulement (Tableau 10) suivant la valeur du nombre de Taylor défini comme suit [7]:

$$Ta = \frac{\Omega_m^2 R_s e^3}{\nu_a^2} \quad (3-49)$$

Où: Ω_m représente la vitesse de rotation de la machine et ν_a est la viscosité dynamique de l'air qui est prise dans cette étude égale à $19.4 \cdot 10^{-6} \text{ m}^2/\text{s}$.

Tableau 10: Calcul du nombre de Nusselt Nu dans l'entrefer [7]

Nombre de Nusselt dans l'entrefer	
$Nu = 2$	Si $Ta < 1700$
$Nu = 0.128 \cdot Ta^{0.367}$	Si $1700 < Ta < 10000$
$Nu = 0.409 \cdot Ta^{0.241}$	Si $Ta > 10000$

La résistance thermique de l'entrefer est donnée par (3-50) [7].

$$R_{ent} = \frac{\ln(R_s/R_m)}{2\pi\lambda_{air}L \cdot Nu} \quad (3-50)$$

Avec : λ_{air} la conductivité thermique de l'air, elle est prise égale à 0.03 W/(m.K)

- **Résistance thermique entre les aimants et la carcasse R_{th8}**

Cette résistance modélise l'échange de chaleur par conduction entre le centre de l'aimant vers la surface externe de la machine en passant par la culasse rotorique, l'arbre, les roulements et les flasques. Dans cette étude, seule les résistances thermiques de l'aimant et de la culasse rotorique sont prises en compte. Les autres résistances correspondant au transfert de chaleur par conduction dans l'arbre, les roulements et les flasques sont supposées nulles (hypothèse de conducteurs thermiques parfaits). La résistance thermique équivalente est alors donnée par (3-51).

$$R_{th8} = \frac{\ln(R_m/R_r)}{4\pi\lambda_{pm}L} + \frac{\ln(R_r/R_{ri})}{2\pi\lambda_{fer}L} \quad (3-51)$$

3.5 Dimensionnement et optimisation de la machine

Dans cette section, nous évoquerons dans un premier temps les différentes approches pour l'optimisation des machines électriques. Nous présenterons ensuite, la procédure retenue ainsi que les objectifs et les contraintes d'optimisation. Nous terminerons enfin par une présentation des résultats obtenus ainsi que par une validation par éléments finis des performances de la machine optimisée.

3.5.1 Démarches d'optimisation

L'objectif d'un processus d'optimisation d'une manière générale est la détermination des paramètres optimaux du système permettant la maximisation des performances (couple massique, rendement) tout en respectant les différentes contraintes imposées par le cahier des charges (puissance, température max, etc.). Pour trouver ces paramètres optimaux, différentes méthodes ont été présentées dans la littérature. Certains auteurs [41]–[43] ont proposé d'utiliser des méthodes purement analytiques où les dimensions et les matériaux constitutifs de la machine sont déterminés directement par inversion du modèle de calcul des

performances comme montré sur la Figure 87. Le dimensionnement est ainsi très rapide puisqu'il ne nécessite pas de processus itératif. De plus, il offre une parfaite visibilité sur l'optimum trouvé.

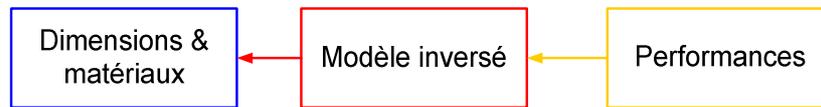


Figure 87: Modèle inverse [44]

Néanmoins, ce type d'approche n'est possible que lorsque le modèle de la machine à optimiser est suffisamment simple pour qu'il puisse être inversé; ce qui n'est pas le cas pour les modèles utilisés dans cette étude (modèle électromagnétique et thermique non inversibles). Dans ce cas, pour trouver les solutions optimales, une autre méthode consiste en l'utilisation d'un algorithme d'optimisation couplé avec le modèle d'évaluation des performances, comme le montre la Figure 88. Dans ce cas, l'algorithme va modifier, d'itération en itération, les variables d'optimisation de manière à maximiser les performances tout en respectant les contraintes du dimensionnement.

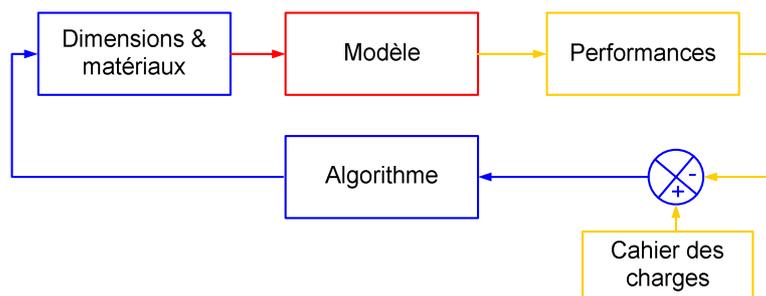


Figure 88: Procédure de dimensionnement optimal des machines électriques via l'utilisation des algorithmes d'optimisation [44]

Dans le domaine de la conception des machines électriques, les algorithmes d'optimisation de types stochastiques sont généralement les plus utilisés. En effet, l'intérêt majeur de ces derniers par rapport aux algorithmes déterministes est le fait qu'ils n'ont pas besoin d'informations sur le gradient de la fonction objectif; les éventuelles discontinuités de la fonction objectif ont peu d'effet sur leurs performances; ils se laissent difficilement piéger par les optimums locaux et peuvent aussi traiter un grand nombre de paramètres [14], [44]. Pour les raisons citées ci-dessus, nous avons retenu le choix d'une méthode stochastique.

3.5.2 Cahier des charges

La machine électrique à concevoir est une machine dédiée aux applications embarquées de type fort couple-basse vitesse. Les données du cahier des charges ainsi que quelques paramètres d'entrées de la machine sont résumés dans le Tableau 11. Ce cahier des charges est le même que celui utilisé dans le cadre des travaux du groupement de recherche "Maîtrise de l'énergie électrique, du matériau au système" (GDR ME2MS) pour la comparaison des performances de diverses topologies de machines électriques aptes au fonctionnement fort couple-basse vitesse[45].

Tableau 11: Cahier des charges

Puissance nominale	10 kW
Vitesse nominale	50 tr/min
Couple nominal	2000 Nm
Diamètre externe maximal	600 mm
Refroidissement	Convection naturelle
Rendement minimal	75%

La caractéristique principale que doit avoir l'entraînement électrique est une faible masse. En effet, pour les systèmes embarqués, la masse est une contrainte très importante.

3.5.3 Formulation du problème d'optimisation

Pour répondre aux exigences du cahier des charges tout en minimisant au mieux la masse de la machine électrique un problème d'optimisation a été défini.

3.5.3.1 Critère d'optimisation

L'algorithme d'optimisation a pour objectif de trouver les paramètres optimaux de la machine qui permettront de répondre aux exigences du cahier des charges, à savoir un couple de 2000 Nm avec une masse la plus faible possible. La fonction objectif peut être exprimée par (3-52).

$$F_{obj}(X) = \min \left(\frac{Masse}{\Gamma} \right) \quad (3-52)$$

Dans cette étude, seule les parties actives (les tôles, les aimants et le bobinage) qui contribuent à la création du couple électromagnétique sont prises en compte dans le calcul de la masse. Les autres éléments tels que les roulements, l'arbre, les flasques et la carcasse ne sont pas pris en compte du fait qu'il est difficile de prévoir avec exactitude la structure mécanique complète de la machine avant sa réalisation.

3.5.3.2 Définition des variables d'optimisation

Les paramètres choisis pour l'optimisation sont les paramètres géométriques de la machine, la densité de courant J dans les conducteurs ainsi que le nombre de paires de pôles p de la machine. Ces variables sont au nombre de 9 et elles sont rappelées, pour les variables géométriques, sur la Figure 89.

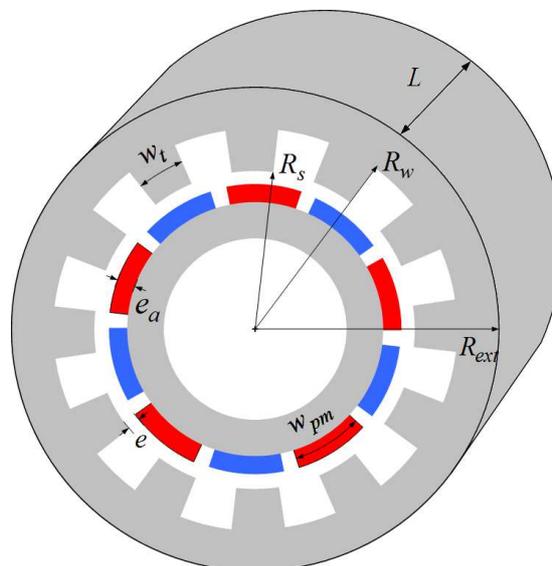


Figure 89: Les variables d'optimisation

Où :

- R_{ext} : rayon externe de la machine fixé à 300mm.
- R_w et R_s représentent respectivement le rayon de fond d'encoche et le rayon statorique interne.
- w_t représente la largeur d'une dent statorique.
- e représente l'épaisseur d'entrefer.
- e_a représente l'épaisseur de l'aimant
- w_{pm} représente la largeur de l'aimant.
- L représente la longueur axiale de la machine

Comme les plages de variation des paramètres d'optimisation se font sur des échelles très différentes (autour de 10^{-3} pour l'entrefer et autour de 10^6 pour la densité de courant), toutes les variables du problème ont été normalisées afin qu'elles varient toutes dans le même intervalle comme montrés dans le Tableau 12.

Tableau 12: Variables de conception

Variable	Définition	Intervalle
r_w	R_w/R_{ext}	0.5-0.98
r_s	R_s/R_w	0.5-0.98
K_d	w_t/τ_s	0.3-0.8
l^*	$L/(2 \cdot R_{ext})$	0.1-1
e^*	e/e_{max}	0.25-1
e_a^*	e_a/e_{amax}	0.16-1
α_m	w_{pm}/τ_p	0.6- 0.95
J^*	J/J_{max}	0.1-1
p^*	$p/5$	[1,2,...,15]

Avec : e_{max} l'épaisseur maximale de l'entrefer fixée à 2mm, e_{amax} l'épaisseur maximale de l'aimant fixée à 12mm, J_{max} la densité de courant maximale dans les conducteurs statoriques fixée à 5 A/mm², τ_s et τ_p représentent respectivement le pas d'encoche et le pas polaire.

3.5.3.3 Définition des constantes d'optimisation

Les paramètres considérés fixes dans la procédure d'optimisation sont les caractéristiques des matériaux ainsi que le type de bobinage. Les caractéristiques des différents matériaux utilisés ainsi que le type de bobinage sont montrés dans le Tableau 13.

Tableau 13: Les constantes d'optimisation

Bobinage	Double couche avec un nombre d'encoches par pole et par phase- SPP=2/5	
Conducteurs électriques en cuivre	Résistivité du cuivre à 20°C	$1.72 \times 10^{-8} \Omega m$
	Coefficient de température	$3.93 \times 10^{-3} K^{-1}$
	Masse volumique du cuivre	8920 kg/m^3
	Coefficient de remplissage en cuivre k_r	0.5
Tôle M270-35A	Coefficient des pertes par hystérésis k_h	15 (SI)
	Coefficient des pertes par courant de Foucault k_e	6.5×10^{-3} (SI)
	Coefficient des pertes additionnel k_{ad}	3
	Conductivité thermique λ_{fer}	25 W/K.m
	Masse volumique des tôles d_{fer}	7700 kg/m^3
	Aimants permanents VACODYM 688AP	Induction rémanente des aimants $B_r @ 20^\circ C$
Champ de désaimantation inverse $H_{cJ} @ 20^\circ C$		2625 kA/m
Coefficient de température B_r		-0.08%/°C
Coefficient de température H_{cJ}		-0.51%/°C
Conductivité électrique des aimants		$0.66 \times 10^6 \text{ S}$
Conductivité thermique des aimants		9 W/K.m
Masse volumique des aimants		7700 kg/m^3

La courbe de désaimantation des aimants ainsi que la caractéristique magnétique de la tôle M270-35A utilisée dans cette étude sont représentées sur la Figure 90.

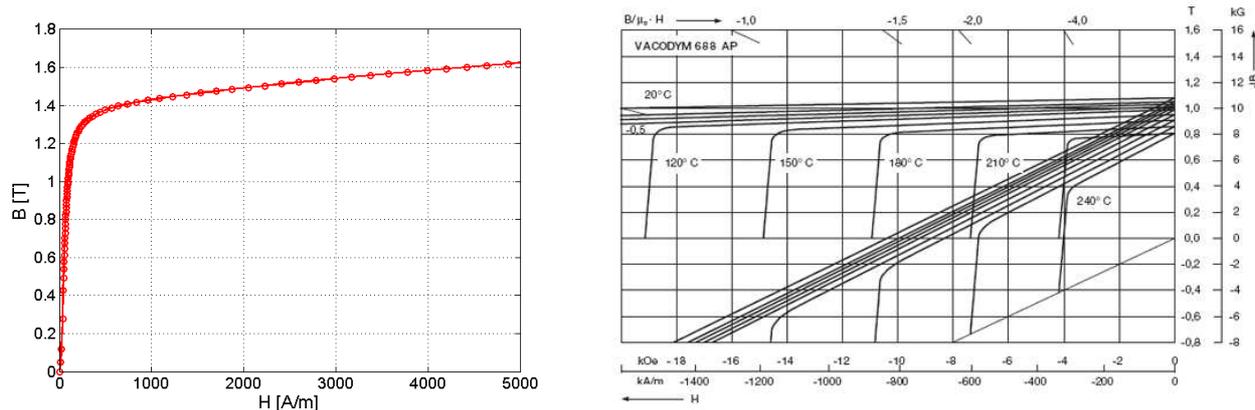


Figure 90: Courbe d'aimantation de la tôle M270-35A (à gauche) et caractéristique de désaimantation des aimants VACODYM 688AP (à droite) [46]

Le Tableau 13 montre que les propriétés magnétiques de l'aimant et la résistivité du cuivre dépendent fortement de la température. Il est possible de prendre en compte cet aspect dans la procédure d'optimisation en couplant le modèle magnétique et le modèle thermique. Mais comme généralement lors d'un problème de minimisation de masse l'algorithme converge vers les solutions fonctionnant à la limite thermique. Les propriétés des matériaux sont calculées directement à la température maximale, pour simplifier l'étude.

3.5.3.4 Définition des contraintes d'optimisation

Pour garantir la faisabilité et le bon fonctionnement de la machine, différentes contraintes d'ordre magnétiques, électriques, thermiques et mécaniques ont été introduites.

Contraintes magnétiques

- L'induction dans les dents et la culasse doit être respectivement inférieure à 1.6T et à 1.3T afin d'éviter une forte saturation du matériau magnétique.
- L'induction B_a dans les aimants doit toujours rester supérieure à l'induction de désaimantation B_d afin de protéger les aimants contre une désaimantation irréversible. (pour la nuance d'aimant considérée dans cette étude, B_d est typiquement égal à -0.6T)

Contraintes thermiques

- La température du cuivre dans les têtes de bobines (région la plus sollicitée) doit être inférieure à la température maximale que peuvent supporter les isolants. Pour un isolant de classe H la température maximale est de l'ordre de 180°C.

- La température des aimants doit être inférieure à 150°C pour éviter une désaimantation irréversible et aussi une diminution significative de l'induction rémanente.

Contraintes mécaniques

- L'épaisseur minimale de l'entrefer mécanique est fixée à 0.5 mm
- La largeur de l'encoche doit être supérieure à 4 mm pour pouvoir y loger le bobinage.
- Le rapport entre la hauteur et la largeur de l'encoche doit être compris entre 2 et 6 [47].
- Les épaisseurs des culasses statoriques et rotoriques doivent être au moins supérieures à 5 mm pour assurer une bonne rigidité mécanique.

Contraintes électriques

- Le rendement de la machine doit être au moins égal à 75%
- La puissance nominale de la machine est fixée à 10 kW comme exigé par le cahier des charges Tableau 11.

Traitement des contraintes

Les contraintes sont traitées par la méthode des pénalités externes comme détaillé dans la référence [48]. Le principe consiste à rajouter à la fonction objectif une fonction de pénalité lorsqu'une contrainte est violée. La fonction objectif du problème est ainsi remplacée par la fonction $F'(X)$ donnée dans (3-53).

$$F'(X) = F_{\text{obj}}(X) + r \cdot P(X) \quad (3-53)$$

Où : r est un coefficient de pénalité pris égal à 1000 et la fonction de pénalisation $P(X)$ est définie comme montré dans (3-54).

$$P(X) = \sum_{j=1}^{12} \max(0, g_j(X))^2 \quad (3-54)$$

Les fonctions $g_j(X)$ correspondent aux contraintes normalisées du problème d'optimisation. Elles sont indiquées dans le Tableau 14.

Tableau 14: Les contraintes d'optimisation

Magnétiques	$g_1 = \frac{B_{dent}}{1.6} - 1$ $g_2 = \frac{B_{cul}}{1.3} - 1$ $g_3 = \frac{B_d}{B_a} - 1$
Thermiques	$g_4 = \frac{T_{tetes_bobines}}{180} - 1$ $g_5 = \frac{T_{PM}}{150} - 1$
Mécaniques	$g_6 = \frac{5 \cdot 10^{-3}}{h_{bi}} - 1$ $g_7 = \frac{4 \cdot 10^{-3}}{w_e} - 1$ $g_8 = \frac{(h_t/w_e)}{6} - 1$ $g_9 = \frac{(w_e/h_t)}{2} - 1$
Electriques	$g_{10} = \frac{\eta}{0.75} - 1$ $g_{11} = \frac{Couple}{2010} - 1$ $g_{12} = \frac{2000}{Couple} - 1$

3.5.3.5 Procédure d'optimisation

Pour résoudre le problème d'optimisation défini dans le paragraphe précédent, le modèle analytique de la machine synchrone est couplé à un algorithme génétique de la boîte à outils "Global Optimization de Matlab" [49] dans l'objectif de trouver les valeurs optimales des paramètres de conception détaillés dans le Tableau 12. La stratégie d'optimisation adoptée est illustrée par la Figure 91. Dans un premier temps une population de 1000 individus est

initialisée, chaque individu étant en fait caractérisé par un vecteur regroupant les 9 variables de conception. La fonction objective correspondante à chacun de ces individus est évaluée et les meilleurs individus au regard de cette fonction objective sont retenus pour former la génération suivante. Ce processus est répété sur de nombreuses générations afin d'améliorer la population et la recherche est arrêtée au bout de 500 générations.

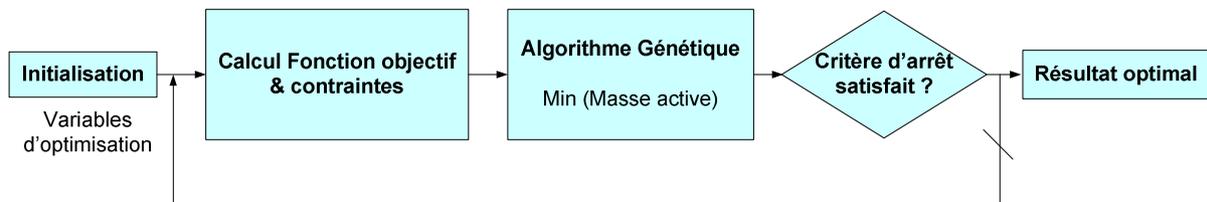


Figure 91: Processus d'optimisation de la machine synchrone à aimants

3.5.4 Résultats d'optimisation

Afin de mieux analyser l'influence du nombre de pôles sur les performances spécifiques de la machine la procédure montrée sur la Figure 92 est adoptée. Pour chaque nombre de pôles défini dans le Tableau 12, la procédure d'optimisation décrite par la Figure 91 est exécutée pour trouver les paramètres optimums de la machine. Comme l'indique la Figure 92, pour chaque nombre de pôles, la procédure a été exécutée cinq fois pour tenir compte de l'aspect stochastique de l'algorithme génétique, et c'est le meilleur résultat au regard de la fonction objective qui est retenu comme solution optimale.

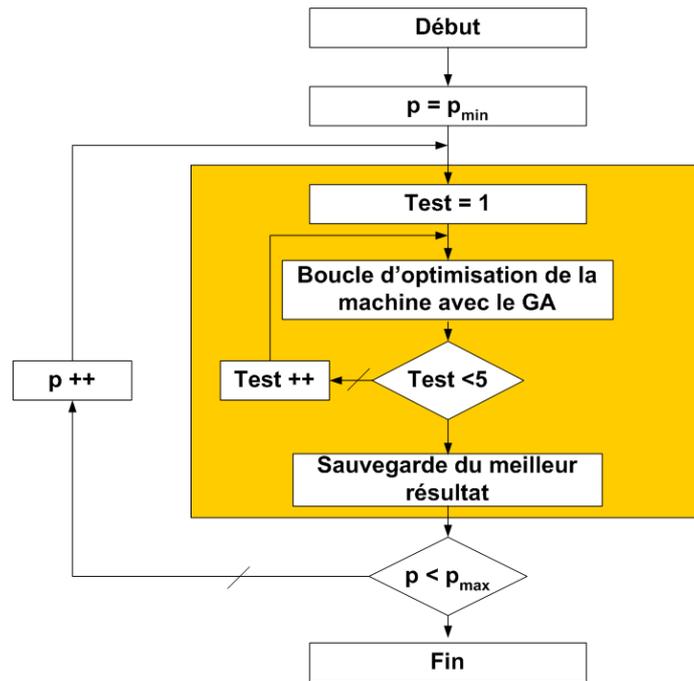


Figure 92: Déroulement du processus d'optimisation de la machine synchrone à aimants

La Figure 93 illustre l'évolution de la fonction objectif en fonction du nombre de générations pour cinq exécutions indépendantes de la procédure d'optimisation et le Tableau 15 montre les valeurs des variables d'optimisation correspondantes.

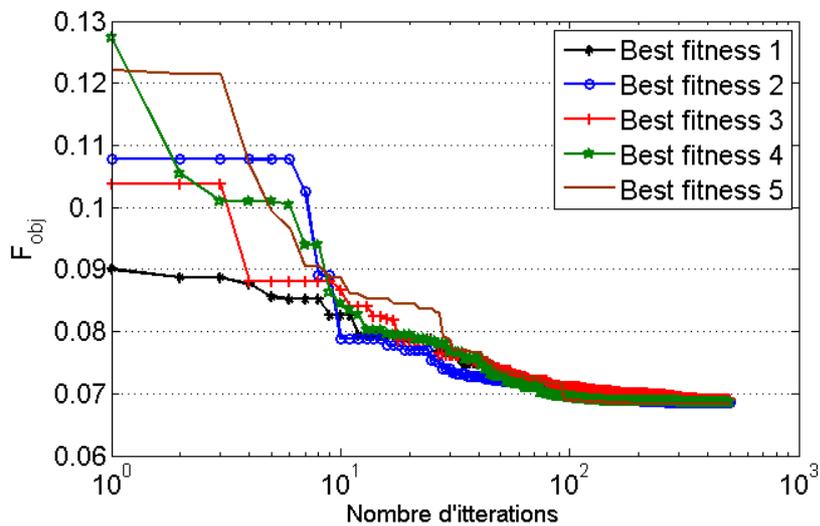


Figure 93: Evolution de la fonction objectif en fonction du nombre d'itérations

Tableau 15: Variables issues des 5 optimisations

N°1	N°2	N°3	N°4	N°5	Ecart type relatif (%)

r_w	0.983	0.983	0.983	0.983	0.983	0
r_s	0.901	0.906	0.904	0.913	0.929	1.23
e^*	0.25	0.25	0.25	0.25	0.25	0
e_a^*	0.492	0.435	0.534	0.435	0.461	9
K_d	0.418	0.408	0.447	0.401	0.45	5.3
J^*	0.644	0.648	0.668	0.666	0.754	6.6
α_m	0.929	0.919	0.931	0.877	0.926	2.45
l^*	0.425	0.445	0.427	0.469	0.514	8
Γ/M	15.43	15.42	15.26	15.44	15.21	-

Nous pouvons constater que globalement toutes les exécutions convergent vers la même solution, ce qui montre la bonne reproductibilité des résultats d'optimisation.

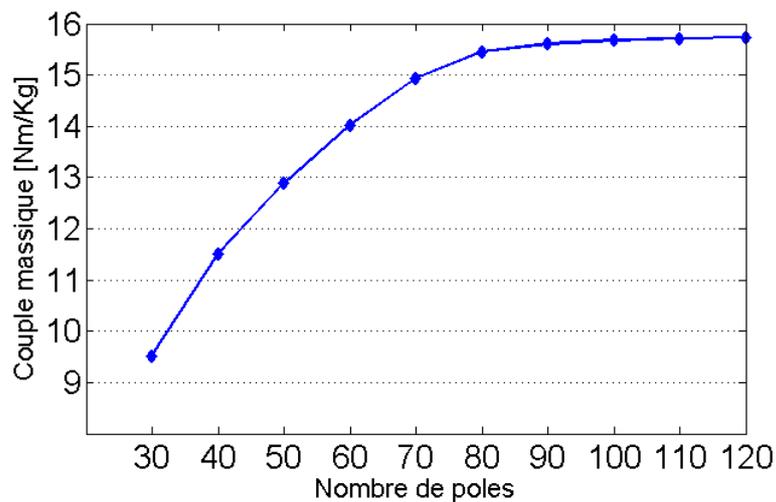


Figure 94: Evolution du couple massique en fonction du nombre de pôles

La Figure 94 trace l'évolution du couple massique de la machine optimisée en fonction de nombre de pôles rotoriques. On constate que pour un nombre de pôles compris entre 30 et 80, le couple massique augmente significativement dû à la réduction de la masse du fer comme montré sur la Figure 95. En effet, plus le nombre de pôles augmente, plus il devient possible de réduire la hauteur des culasses par la réduction de la section de passage du flux Figure 95 .

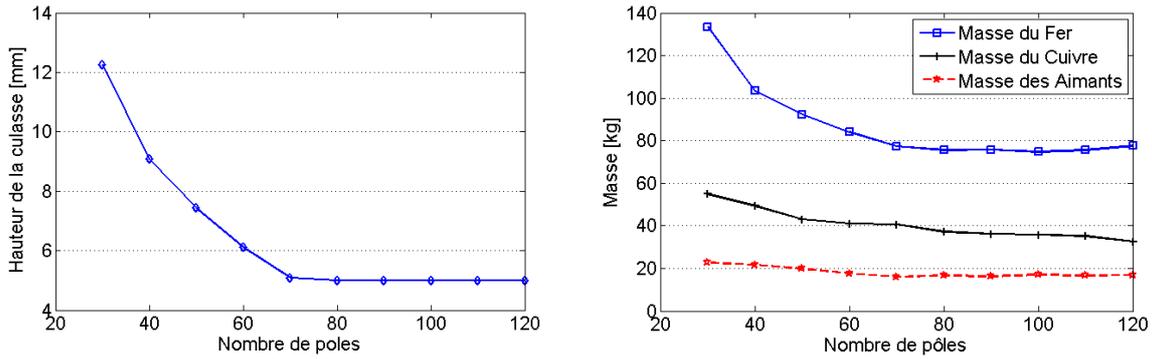


Figure 95: Evolution de la hauteur de la culasse et de la masse active en fonction du nombre de pôles

Cependant, au-delà de 80 pôles, il n'est plus possible de diminuer davantage l'épaisseur des culasses du fait que cette dernière atteint la valeur minimale autorisée. L'épaisseur de culasse ainsi que la masse du fer restent alors constantes. Ceci explique pourquoi le couple massique reste sensiblement constant. En conclusion, la valeur optimale du nombre de pôles peut être choisi pour $2p=80$. En effet, augmenter encore plus le nombre de pôles ne permet pas une augmentation significative du couple massique. De plus, la complexité de réalisation et le coût augmentent avec le nombre de pôles. Les dimensions et les paramètres électriques de la machine optimisée sont regroupés dans le Tableau 16.

Tableau 16: Dimensions de la machine optimisée

Caractéristiques	Valeurs
Diamètre externe (mm)	600
Diamètre d'alésage interne (mm)	539
Hauteur de la culasse statorique (mm)	5
Epaisseur de l'entrefer (mm)	0.5
Epaisseur de l'aimant (mm)	5.23
Coefficient k_d	0.4
Ouverture de l'aimant α_m	0.877 ou $158^\circ E$
Nombre de pôles	80
Nombre d'encoches	96
Densité de courant (A/mm^2)	3.34
Ampères-tours efficaces/encoche	484.24

3.5.5 Analyse de la robustesse de l'optimisation

Dans la section précédente, nous avons déterminé les dimensions et les paramètres optimaux de la machine qui permettent de minimiser au mieux la masse de l'actionneur tout en respectant les contraintes fixées par le cahier des charges. Cependant, le processus de réalisation ainsi que les erreurs de modélisation peuvent conduire à une dégradation des performances prédéterminées. Nous proposons donc dans cette partie d'analyser l'influence de ces incertitudes sur les performances de la machine optimisée.

- **Sensibilité vis-à-vis des imprécisions de réalisation**

Les tolérances d'usinage des pièces mécaniques fait que les dimensions des différentes parties de la machine (largeur des dents, hauteur des aimants, épaisseur d'entrefer, etc.) fixées au cours de l'étape de dimensionnement ne peuvent pas être réalisées de façon rigoureusement exacte. Dans cette étude, nous avons analysé l'effet d'une incertitude de $\pm 5\%$ des différentes dimensions optimisées sur le couple massique et le rendement de la machine. Les Figure 96 à Figure 100 montrent que la modification des paramètres d'optimisation induit une très faible modification des performances de la machine optimisée.

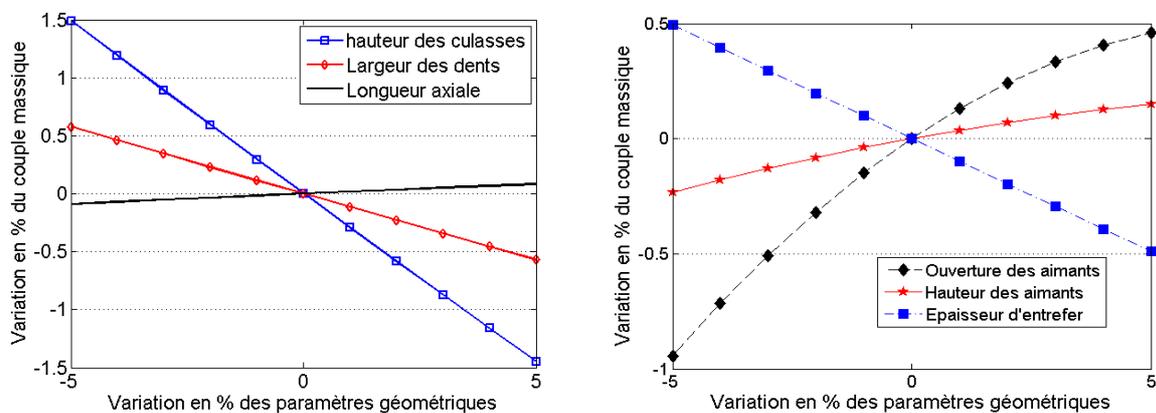


Figure 96: Sensibilité du couple massique vis-à-vis des tolérances d'usinage

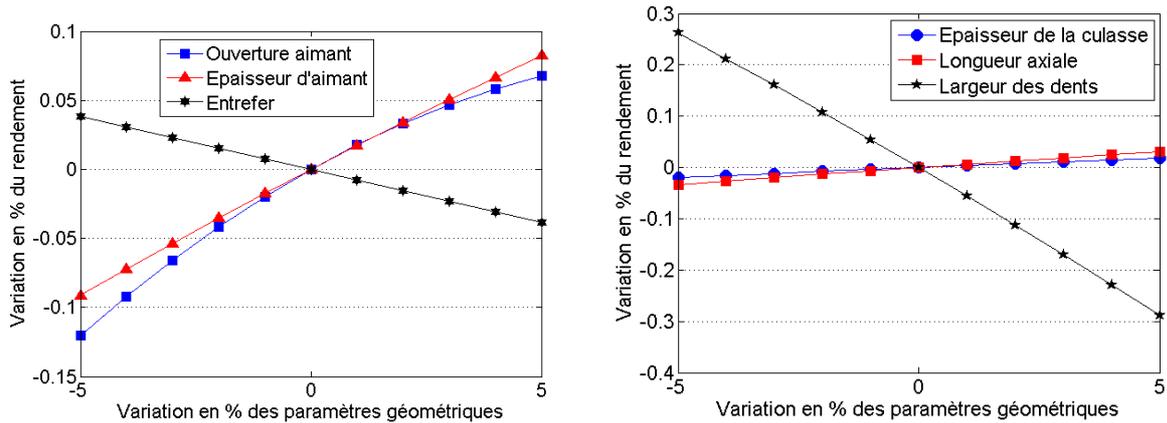


Figure 97: Sensibilité du rendement vis-à-vis des tolérances d'usinage

La longueur des têtes de bobines dépend elle aussi du processus de réalisation du bobinage et sa valeur peut ainsi varier significativement. Sur la Figure 98, nous avons tracé l'évolution du couple massique et du rendement pour une variation de $\pm 20\%$ de la longueur des têtes de bobines. Nous pouvons remarquer aussi pour ce paramètre une faible dépendance.

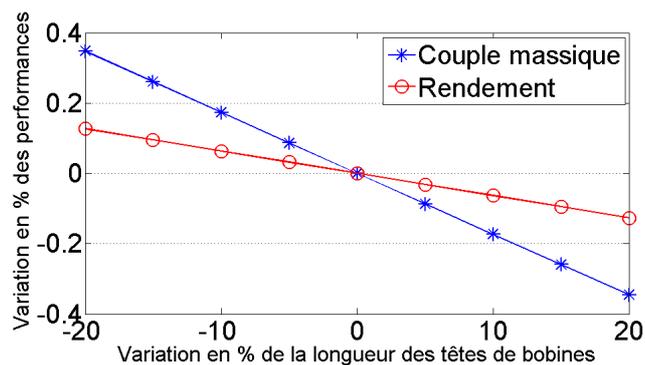


Figure 98: Sensibilité des performances de la machines vis-à-vis de la longueur des têtes de bobines

En conclusion, les incertitudes dues au processus de fabrication ont peu d'influences sur les performances de la machine optimisée.

- **Sensibilité vis-à-vis des caractéristiques des matériaux utilisés**

Les propriétés des matériaux usinés peuvent être très différentes de celles données dans la notice constructeur. En effet, selon le processus de magnétisation des aimants, l'induction rémanente B_{rem} peut varier d'une manière significative, les coefficients des pertes fer dans les tôles peuvent être plus élevés à cause du processus d'usinage, etc. Sur la Figure 99, nous avons tracé l'évolution du couple massique et du rendement pour une variation de $\pm 20\%$ de l'induction rémanente des aimants. On peut alors constater que le couple massique varie dans les mêmes proportions de variation de B_{rem} . Ceci est dû au fait que le couple

électromagnétique est directement proportionnel à l'induction dans l'entrefer qui elle-même dépend de l'induction rémanente des aimants. Le rendement de la machine quant à lui varie moins que le couple massique (de -2.1% à +1.5%).

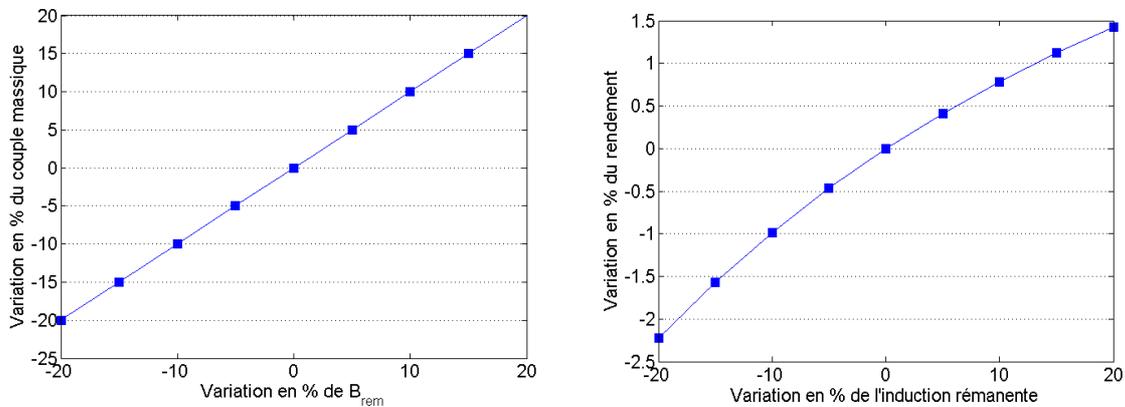


Figure 99: Sensibilité du couple massique (à gauche) et du rendement (à droite) vis-à-vis de l'incertitude sur la valeur de l'induction rémanente des aimants

Comme expliqué auparavant, le processus de fabrication de la machine électrique peut conduire à une augmentation du niveau des pertes fer dans la machine. Dans la procédure de dimensionnement, pour la détermination des pertes fer, nous avons utilisé un modèle analytique basé sur l'expression (3-55).

$$P = K_{ad} \cdot (P_{\text{hystérésis}} + P_{\text{Foucault}}) \quad (3-55)$$

Où : K_{ad} est un coefficient déterminé expérimentalement de manière à prendre en compte les pertes dues au processus de fabrication, les champs tournants locaux, les pertes par excès, etc. [41]. Cependant, d'une machine à une autre, la valeur de ce coefficient peut varier de manière significative. Sur la Figure 100, nous avons tracé la variation du rendement et la température des têtes de bobines pour une variation entre $\pm 200\%$ du coefficient K_{ad} . On peut constater que les deux grandeurs analysées varient peu par rapport à l'échelle de variation du coefficient additionnel des pertes. En effet, les pertes dans cette machine sont essentiellement dues aux pertes par effet Joule dans les bobinages statoriques (environ 85% des pertes).

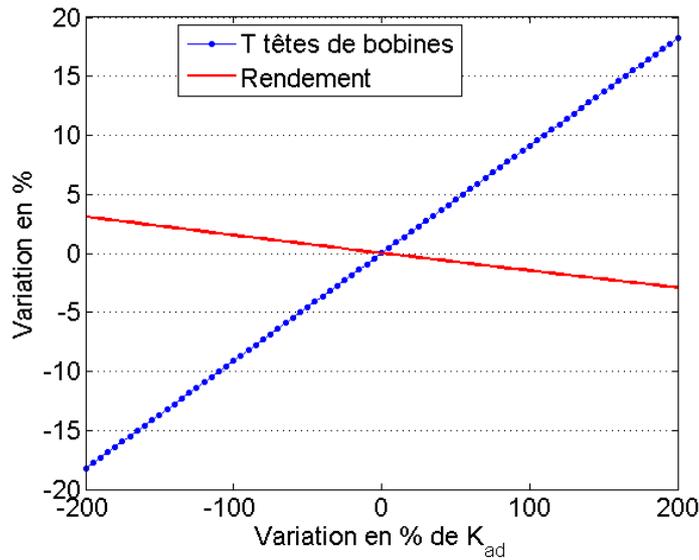


Figure 100: Variation de la température des têtes de bobines et du rendement en fonction du coefficient additionnel K_{ad}

- **Sensibilité vis-à-vis des erreurs de modélisation**

Le modèle thermique utilisé pour l'évaluation de l'échauffement présente des incertitudes sur de nombreux paramètres dues à la variation des paramètres en fonction de la température, contacts entre objets imparfaits ...etc. Cependant, dans cette partie, nous allons analyser uniquement la sensibilité vis-à-vis des coefficients d'échange convectifs, du taux de contribution des surfaces latérales à l'évacuation de la chaleur et enfin la conductivité thermique équivalente à l'intérieur d'une encoche. Sur la Figure 101 est représentée la variation de la température des têtes de bobines calculée par le modèle thermique pour une variation de $\pm 50\%$ des coefficients de convection entre carcasse et air ambiant h_{cov} et entre têtes de bobines et air interne de la machine h_{ew} . On peut constater que la convection entre têtes de bobines et air interne de la machine a peu d'influence sur la température des têtes de bobines. Néanmoins, le coefficient de convection entre la carcasse et l'air ambiant a une influence significative sur la température des têtes de bobines car si le coefficient de convection est 50% plus faible, l'élévation en température est de l'ordre de 80%.

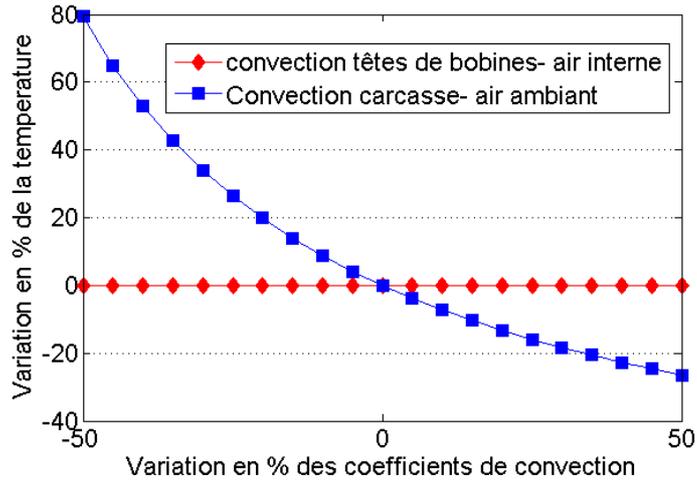


Figure 101: Variation de la température des têtes de bobines en fonction de la variation de la valeur des coefficients de convection

L'autre incertitude du modèle thermique concerne le taux de contribution des surfaces latérales à l'évacuation de la chaleur. Rappelons que dans l'étape de dimensionnement, nous avons considéré que toutes les surfaces latérales contribuent à l'évacuation de la chaleur (hypothèse d'une machine fermée). Sur la Figure 102, nous avons tracé l'évolution de la température des têtes de bobines en fonction du taux de contribution des surfaces latérales à l'évacuation de la chaleur. Les résultats obtenus montrent que les surfaces latérales jouent un rôle déterminant dans l'évacuation de la chaleur car si ces surfaces ne contribuaient pas à l'évacuation de la chaleur, l'élévation en température serait de l'ordre de 80%.

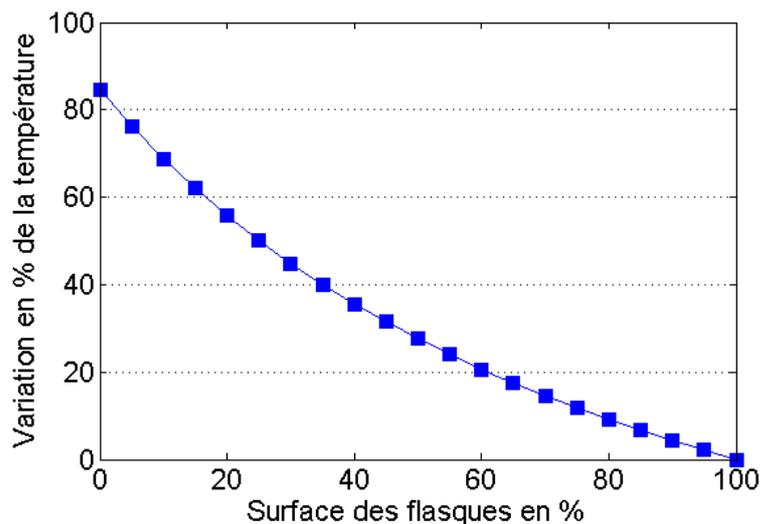


Figure 102: variation de la température des têtes de bobines en fonction de la surface des flasques contribuant au transfert de chaleur

Un autre paramètre du modèle thermique qui est difficile à déterminer est la conductivité thermique à l'intérieur de l'encoche. Cette dernière, en effet, dépend de nombreux paramètres (coefficient de remplissage en cuivre dans l'encoche, propriétés thermiques de l'imprégnation, présence ou non de bulles d'air...etc.). Dans le modèle utilisé dans cette étude, nous avons pris $\lambda_{encoche} = 2.5 \times \lambda_{vernis}$. Nous avons tracé sur la Figure 103 l'évolution de la température des têtes de bobines pour une variation de $\pm 80\%$ de $\lambda_{encoche}$. Nous pouvons constater que par rapport à l'échelle de variation de la conductivité thermique, la variation en température est faible.

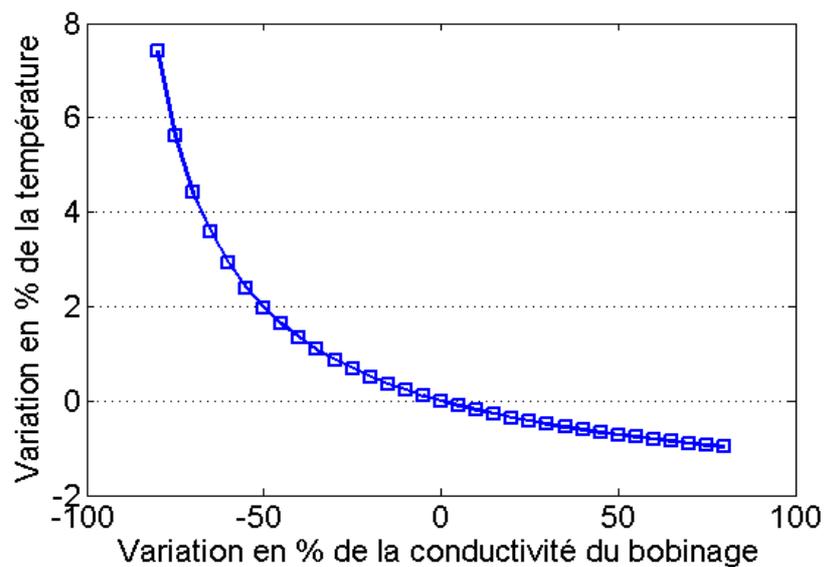


Figure 103: Variation en % de la température des têtes de bobines en fonction de la variation de la conductivité du bobinage

- **Récapitulatif**

La sensibilité des performances de la machine optimisée vis-à-vis des différentes incertitudes considérées dans cette étude sont résumées dans le Tableau 17. Il apparaît clairement que ce sont essentiellement les incertitudes sur l'induction rémanente et sur l'échange thermique entre la carcasse et l'air-ambient qui influencent le plus les performances de la machine. Ainsi, il convient pendant la phase de réalisation de la machine de prêter une attention particulière quant à l'induction rémanente des aimants. De plus, pour éviter tout risque de surchauffe; Il convient d'utiliser soit un système de ventilation forcée ou bien d'ajouter des ailettes pour augmenter la surface d'échange.

Tableau 17: Sensibilité des performances de la machine optimisée vis-à-vis des incertitudes

	Intervalle de variation	Couple massique	Rendement	Température des têtes de bobines
Paramètres géométriques	-5% ~ 5%	<1.5%	<0.3%	<1.5%
Caractéristiques des matériaux				
Induction rémanente des aimants	-20% ~ 20%	-20% ~ 20%	-2% ~ 1.5%	-4% ~ 5%
Coefficient de pertes des tôles	-200% ~ 200%	-	3% ~ -3%	-20% ~ 20%
Modèle thermique				
Coefficient de convection externe	-50% ~ 50%	-	-	80% ~ -26%
Coefficient de convection pour les têtes de bobines	-50% ~ 50%	-	-	0.1% ~ -0.05%
Surface des flasques	0% ~ 100%	-	-	84% ~ 0%
Conductivité thermique du bobinage	-50% ~ 50%	-	-	2% ~ -0.71%

3.5.6 Validation des performances de la machines optimisée

Pour vérifier les performances de la machine optimisée, nous avons procédé à des simulations en charge au point de fonctionnement nominal en utilisant le logiciel FEMM [5]. La Figure 104 présente la cartographie des niveaux d'induction dans la machine. On constate que les niveaux d'inductions dans les dents et dans la culasse statorique sont bien inférieurs aux valeurs limites fixées dans le Tableau 14. Cependant, dans la culasse rotorique, l'induction atteint 1.6 T au lieu de 1.3T. Ceci s'explique par le fait que durant la procédure de dimensionnement, nous avons supposé que le flux qui passe dans la culasse statorique est le même que celui qui passe dans la culasse rotorique. Pour corriger cette simplification, nous avons abaissé l'induction dans la culasse rotorique à 1.3T, en augmentant sa hauteur de 25% (de 5 à 6.25 mm).

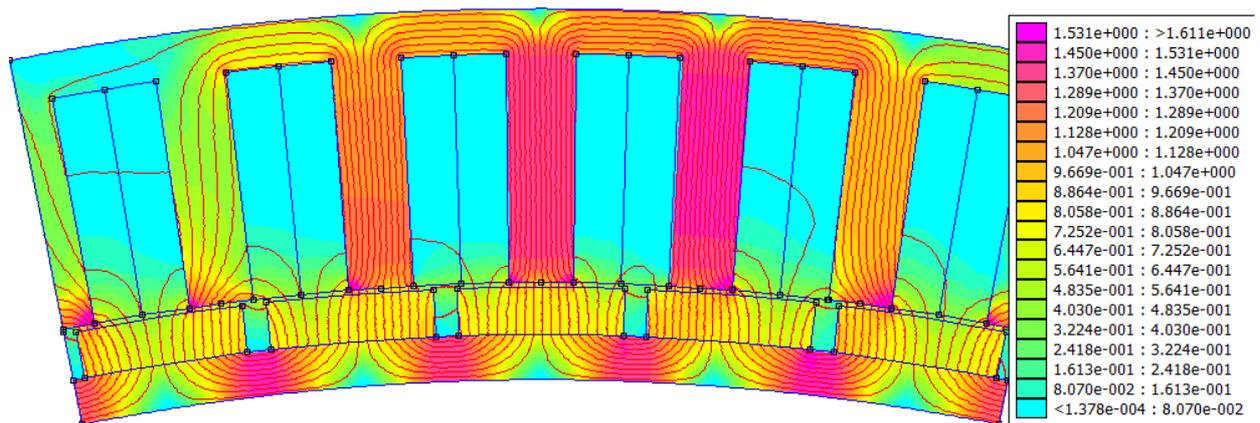


Figure 104 : Niveaux d'induction et lignes de champ dans la machine optimisée

La Figure 105 montre l'évolution du couple électromagnétique produit par la machine. On constate que la valeur moyenne du couple est légèrement inférieure à celle imposée par le cahier des charges (2000 Nm). Cette légère différence de l'ordre de 1.2% peut s'expliquer par la non prise en compte de la saturation dans le modèle de dimensionnement. Pour obtenir le couple de 2000 Nm exigé par le cahier des charges, nous avons augmenté la longueur axiale de la machine de 2% (de 282 à 286 mm). Ces modifications conduisent à une légère dégradation du couple massique qui passe de 15.44 Nm/kg à 14.94 Nm/kg.

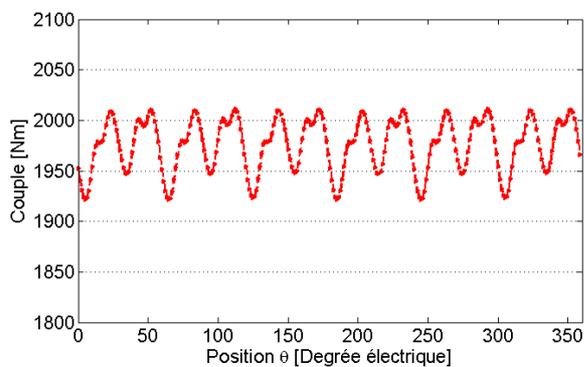


Figure 105: Evolution du couple électromagnétique en fonction de la position

Tableau 18: Valeur moyenne et ondulation du couple de la machine optimisée

Valeur moyenne du couple (Nm)	1976
Taux d'ondulation du couple	4.55%

3.6 Conclusion

Le travail présenté dans ce chapitre avait pour objectif le dimensionnement d'une machine référence de 10kW-50tr/min et qui nous servira comme élément de comparaison des performances des différents bobinages présentés dans le chapitre 2. Cette machine référence est de type synchrone à aimants permanents déposés en surface et utilise un bobinage en double couche avec une combinaison de $12 \times n_{\text{base}}$ encoches/ $10 \times n_{\text{base}}$ pôles (n_{base} nombre

entier). Pour concevoir cette machine, nous avons dans un premier temps développé des modèles analytiques pour le calcul du couple, des pertes et de l'échauffement. Nous avons ensuite couplé ces modèles à un algorithme génétique dans l'objectif de trouver la géométrie optimale de la machine permettant de maximiser le couple massique tout en développant une puissance de 10kW à 50 tr/min. Enfin, diverses études de sensibilité ont été menées pour analyser l'influence des incertitudes de fabrication et de modélisation sur les performances de la machine dimensionnée. Nous avons pu remarquer qu'une attention particulière doit être portée sur l'induction rémanente des aimants et sur le refroidissement de la machine.

Dans le chapitre suivant, nous nous intéresserons à la comparaison des performances des machines portant les bobinages optimisés dans le chapitre 2 aux performances de la machine de référence.

3.7 Références

- [1] J. Pyrhonen, T. Jokinen, et V. Hrabovcova, *Design of Rotating Electrical Machines*, 1^e édition. Chichester: Wiley, 2009.
- [2] Z. Q. Zhu, D. Howe, E. Bolte, et B. Ackermann, « Instantaneous magnetic field distribution in brushless permanent magnet DC motors. I. Open-circuit field », *IEEE Trans. Magn.*, vol. 29, n° 1, p. 124-135, janv. 1993.
- [3] Z. Q. Zhu et D. Howe, « Instantaneous magnetic field distribution in brushless permanent magnet DC motors. II. Armature-reaction field », *IEEE Trans. Magn.*, vol. 29, n° 1, p. 136-142, janv. 1993.
- [4] Z. Q. Zhu et D. Howe, « Instantaneous magnetic field distribution in brushless permanent magnet DC motors. III. Effect of stator slotting », *IEEE Trans. Magn.*, vol. 29, n° 1, p. 143-151, janv. 1993.
- [5] D. Meeker, « Finite Element Method Magnetics (FEMM): A Free Magnetic Finite-Element Package for Windows », <http://www.femm.info>.
- [6] D. Ishak, Z. Q. Zhu, et D. Howe, « Comparison of PM brushless motors, having either all teeth or alternate teeth wound », *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 21, n° 1, p. 95-103, mars 2006.

- [7] J. Legranger, « Contribution à l'étude des machines brushless à haut rendement dans les applications de moteurs-générateurs embarqués », Thèse doctorat, Université de Technologie de Compiègne, France, 2009.
- [8] M. Fratila, « Contribution a la prise en compte des pertes fer dans la modélisation des machines électriques par éléments finis », Thèse de doctorat, Université des Sciences et Technologie de Lille - Lille I, France, 2012.
- [9] O. de La Barrière, « Modèles analytiques électromagnétiques bi et tri dimensionnels en vue de l'optimisation des actionneurs disques: étude théorique et expérimentale des pertes magnétiques dans les matériaux granulaires », Thèse de doctorat, École doctorale Sciences pratiques, Cachan, Val-de-Marne, France, 2010.
- [10] A. Fasquelle, « Contribution à la modélisation multi-physique: électro-vibro-acoustique et aérothermique de machines de traction », Thèse de doctorat, École centrale de Lille, France, 2007.
- [11] E. Dlala, « Comparison of Models for Estimating Magnetic Core Losses in Electrical Machines Using the Finite-Element Method », *IEEE Trans. Magn.*, vol. 45, n° 2, p. 716-725, février 2009.
- [12] A. Krings et J. Soulard, « Overview and comparison of iron loss models for electrical machines », in *5th International Conference and Exhibition on Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER 10), Monte-Carlo, MONACO, MAR 25-28, 2010*, 2010.
- [13] J. F. Gieras, R.-J. Wang, et M. J. Kamper, *Axial Flux Permanent Magnet Brushless Machines*, 2nd ed. 2008. New York, NY: Springer-Verlag New York Inc., 2008.
- [14] F. Martin, « Contribution au dimensionnement optimal de machines synchrones à aimants déposés en surface pour applications à hautes vitesses », Thèse de doctorat, École doctorale sciences et technologies de l'information et de mathématiques, Nantes, France, 2013.
- [15] P. Ragot, « Modélisation analytique multiphysique pour la conception optimale de moteurs synchrones à aimants permanents », Thèse de doctorat, École Polytechnique Fédérale de Lausanne, Suisse, 2008.

- [16] Z.-Q. Zhu, « Fractional slot permanent magnet brushless machines and drives for electric and hybrid propulsion systems », *COMPEL Int. J. Comput. Math. Electr. Electron. Eng.*, vol. 30, n° 1, p. 9–31, 2011.
- [17] C. Besson, P. Nikkola, et M. Jaccard, « Pertes rotoriques et échauffements dans les moteurs synchrones à aimants permanents. », *Electrotechnique du futur*, Belfort, 2011.
- [18] A. A. Bettayeb, « Pertes à haute fréquence dans les rotors des machines synchrones à aimants alimentées par onduleur de tension. », Thèse de doctorat, Supélec, 2010.
- [19] B. Aslan, E. Semail, et J. Legranger, « Analytical model of magnet eddy-current volume losses in multi-phase PM machines with concentrated winding », in *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2012 IEEE, 2012*, p. 3371–3378.
- [20] E. Fornasiero, « Advanced design of direct drive PM machines », Phd thesis, University of Padova, 2010.
- [21] A. Jassal, « Eddy current loss modeling for design of PM generators for wind turbines. », PhD thesis, Delft University of Technology, Netherlands, 2014.
- [22] K. Atallah, D. Howe, P. H. Mellor, et D. A. Stone, « Rotor loss in permanent-magnet brushless AC machines », *Ind. Appl. IEEE Trans. On*, vol. 36, n° 6, p. 1612–1618, 2000.
- [23] H. Toda, Z. Xia, J. Wang, K. Atallah, et D. Howe, « Rotor eddy-current loss in permanent magnet brushless machines », *IEEE Trans. Magn.*, vol. 40, n° 4, p. 2104–2106, 2004.
- [24] J. Alexandrova, H. Jussila, J. Nerg, et J. Pyrhönen, « Comparison between models for eddy-current loss calculations in rotor surface-mounted permanent magnets », in *2010 XIX International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, 2010, p. 1–6.
- [25] A. M. EL-Refaie, T. M. Jahns, P. J. McCleer, et J. W. McKeever, « Experimental verification of optimal flux weakening in surface PM Machines using concentrated windings », *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 42, n° 2, p. 443–453, mars 2006.
- [26] M. Markovic et Y. Perriard, « A simplified determination of the permanent magnet (PM) eddy current losses due to slotting in a PM rotating motor », in *International Conference on Electrical Machines and Systems, 2008. ICEMS 2008, 2008*, p. 309–313.

- [27] D. A. Wills et M. J. Kamper, « Analytical prediction of rotor eddy current loss due to stator slotting in PM machines », in *2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2010, p. 992-995.
- [28] Z. X. Fang, Z. Q. Zhu, L. J. Wu, et Z. P. Xia, « Simple and accurate analytical estimation of slotting effect on magnet loss in fractional-slot surface-mounted PM machines », in *2012 XXth International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, 2012, p. 464-470.
- [29] N. Bianchi, S. Bolognani, et E. Fornasiero, « An Overview of Rotor Losses Determination in Three-Phase Fractional-Slot PM Machines », *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 46, n° 6, p. 2338-2345, nov. 2010.
- [30] C. Deak, L. Petrovic, A. Binder, M. Mirzaei, D. Irimie, et B. Funieru, « Calculation of eddy current losses in permanent magnets of synchronous machines », in *International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, 2008. SPEEDAM 2008*, 2008, p. 26-31.
- [31] D. Ishak, Z. Q. Zhu, et D. Howe, « Eddy-current loss in the rotor magnets of permanent-magnet brushless machines having a fractional number of slots per pole », *Magn. IEEE Trans. On*, vol. 41, n° 9, p. 2462-2469, 2005.
- [32] B. MULTON, P.-E. CAVAREC, et H. BEN AHMED, « Actionneurs électromagnétiques Performances comparées », *Tech. Ing. Généralités Sur Mach. Électr. Tournantes*, vol. base documentaire : TIB250DUO., n° ref. article : d3414, 2015.
- [33] D. G. Dorrell, M. Hsieh, M. Popescu, L. Evans, D. A. Staton, et V. Grout, « A Review of the Design Issues and Techniques for Radial-Flux Brushless Surface and Internal Rare-Earth Permanent-Magnet Motors », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, n° 9, p. 3741-3757, sept. 2011.
- [34] M. Mahmoudi, « Thermal modelling of the Synchronous Reluctance Machine », Master Thesis, Electrical Machines and Power Electronics, School of Electrical Engineering, Royal Institute of Technology (KTH), Stockholm, Sweden, 2012.
- [35] M.-I. Lamghari-Jamal, « Modélisation magnéto-thermique et optimisation de machines rapides: application à la machine synchrone à réluctance variable », Thèse doctorat,

- École doctorale sciences et technologies de l'information et des matériaux, Nantes, France, 2006.
- [36] P. H. Mellor, D. Roberts, et D. R. Turner, « Lumped parameter thermal model for electrical machines of TEFC design », *Electr. Power Appl. IEE Proc. B*, vol. 138, n° 5, p. 205-218, sept. 1991.
- [37] G. Kylander, « Thermal modelling of small cage induction motors », Technical report No. 265, Chalmers University of Technology, Göteborg, Sweden, 1995.
- [38] J. Lindström, « Development of an experimental permanent-magnet motor drive », Technical Report No. 312L, Chalmers University of Technology, Göteborg, Sweden, 1999.
- [39] S. Mezani, « Modélisation électromagnétique et thermique des moteurs à induction, en tenant compte des harmoniques d'espace », Thèse de doctorat, France, 2004.
- [40] H. Xuan, « Modeling of Exterior Rotor Permanent Magnet Machines with Concentrated Windings », Dissertation, TU Delft, Delft University of Technology, 2012.
- [41] R. Missoum, « Modélisation, conception et optimisation d'un moteur-générateur pour coupleur électromagnétique », Thèse doctorat, École doctorale sciences et technologies de l'information et des matériaux, Nantes, France, 2008.
- [42] N. Bernard, F. Martin, et M. El-Hadi Zaïm, « Design Methodology of a Permanent Magnet Synchronous Machine for a Screwdriver Application », *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 27, n° 3, p. 624-633, sept. 2012.
- [43] V. Mester, « Conception Optimale Systémique des Composants des Chaînes de Traction Electrique », Thèse de doctorat, École centrale de Lille, France, 2007.
- [44] S. Brisset, « Démarches et outils pour la conception optimale des machines électriques », Habilitation à diriger des recherches, Université des Sciences et Technologie de Lille - Lille I, 2007.
- [45] M. Machmoum, L. Moreau, M. Zaim, J. AZZOUZI, G. BARAKAT, N. TAKORABET, C. CHILLET, D. MATT, S. TAÏBI, A. TOUNZI, et others, « Comparaison de structures

électromagnétiques pour des applications à faible vitesse et fort couple », *Rev. Int. Génie Électr.*, vol. 8, n° 2, p. 259–286, 2005.

- [46] « VACODYM 688 AP - VACUUMSCHMELZE GmbH & Co. KG. » [En ligne]. Disponible sur: <http://www.vacuumschmelze.com/en/products/permanent-magnets-assemblies/permanent-magnets/nd-fe-b/vacodym/vacodym-688-ap.html>.
- [47] F. Libert, « Design, Optimization and Comparison of Permanent Magnet Motors for a Low-Speed Direct-Driven Mixer », Licentiate thesis, Royal Institute of Technology, Sweden, 2004.
- [48] O. Hajji, « Contribution au développement de méthodes d'optimisation stochastiques: application à la conception des dispositifs électrotechniques », Thèse doctorat, Université Lille 1 - Sciences et technologies, France, 2003.
- [49] « Global Optimization Toolbox - MATLAB. » [En ligne]. Disponible sur: <http://www.mathworks.com/products/global-optimization/>.

Analyse des performances des bobinages optimisés

Sommaire

4.1 Introduction

4.2 Analyse et comparaison des performances de la machine équipée d'un bobinage combinant deux enroulements raccordés en étoile-triangle avec la machine de référence

4.2.1 Validation du concept de suppression des sous harmoniques

4.2.2 Comparaison des FEM et du couple

4.2.3 Comparaison des pertes

4.2.4 Comparaison du facteur de puissance des deux machines

4.2.5 Comparaison de l'échauffement

4.3 Analyse et comparaison des performances de la machine à distribution irrégulière des encoches

4.3.1 Validation du concept

4.3.2 Comparaison des performances de la machine avec celle de la machine de référence

4.3.3 Minimisation des ondulations de couple

4.3.4 Analyse des performances de la machine optimisée

4.4 Bilan

4.1 Introduction

Dans le chapitre précédent, une machine synchrone équipée d'un bobinage fractionnaire ($q=2/5$) en double couche (bobinage de référence) a été dimensionnée et optimisée pour répondre aux spécificités d'une application 10kW- 50tr/min. Pour accroître les performances de cette machine, deux nouvelles configurations de bobinage ont été proposées au chapitre 2. Le premier bobinage est caractérisé par un coefficient de bobinage unitaire et le deuxième bobinage est caractérisé par un coefficient de bobinage 3.5% plus élevé et une FMM sans sous harmonique. Pour obtenir ces caractéristiques, le premier bobinage utilise un stator avec une distribution irrégulière des encoches et le deuxième bobinage utilise un système de deux bobinages triphasés décalés spatialement de 30° et raccordés en étoile-triangle pour créer un décalage de 30° entre les courants les traversant. Dans ce chapitre, nous validerons dans un premier temps les concepts sur lesquels sont basés chacun de ces bobinages. Nous comparerons ensuite leurs performances avec celles du bobinage de référence et du bobinage conventionnel à 1encoche par pôle et phase. Enfin, un bilan sera présenté pour montrer les avantages et les inconvénients de chacun des bobinages proposés.

4.2 Analyse et comparaison des performances de la machine équipée d'un bobinage combinant deux enroulements raccordés en étoile-triangle avec la machine de référence

Pour annuler le sous-harmonique de la FMM du bobinage de référence tout en maximisant le coefficient de bobinage de l'harmonique de travail, nous avons proposés, dans le chapitre 2, d'utiliser un système comprenant deux bobinages triphasés déphasés spatialement de 30° et raccordés en étoile-triangle comme montré Figure 106 pour créer un déphasage temporel de 30° entre les courants des deux bobinages.

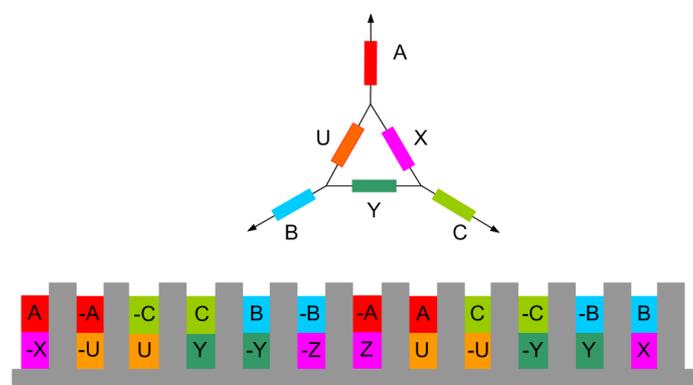


Figure 106: Schéma du bobinage combiné en étoile-triangle

Pour analyser l'influence de l'augmentation du coefficient de bobinage et de la réduction des harmoniques d'espace sur le couple et les pertes électromagnétiques, nous comparerons les performances de la machine équipée du bobinage combiné en étoile-triangle à celles de la machine de référence et cela en considérant les mêmes dimensions géométriques, les mêmes matériaux et le même mode d'alimentation que celui utilisé dans la machine de référence.

4.2.1 Validation du concept de suppression des sous harmoniques

La Figure 107 trace l'évolution de l'induction radiale au milieu de l'entrefer produite par le bobinage de référence et le bobinage en étoile-triangle lorsque ces deux derniers sont alimentés par le même courant.

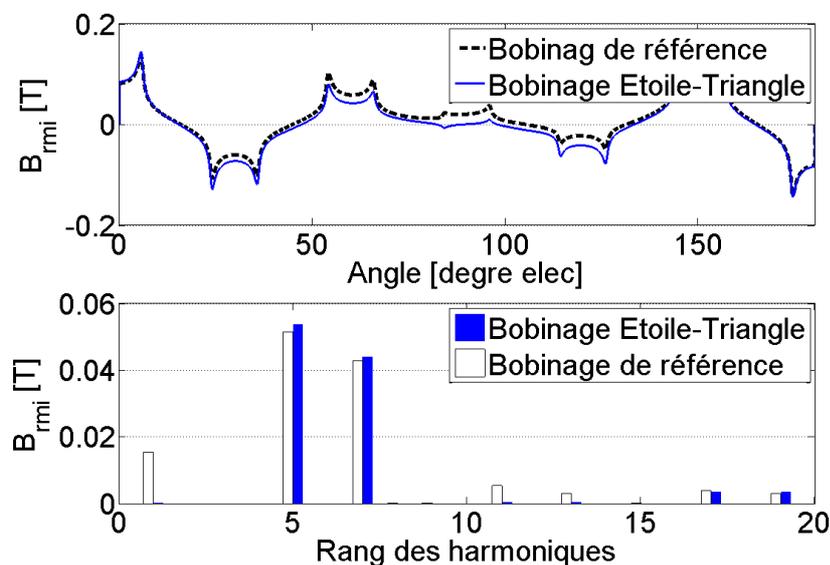


Figure 107: comparaison du champ de réaction magnétique d'induit produit par les deux bobinages

Nous pouvons remarquer que le nouveau bobinage permet une annulation complète du sous-harmonique de rang 1 ainsi que celle de tous les harmoniques de rang $h=12k\pm 1$. Par ailleurs, nous pouvons constater que l'amplitude de l'harmonique de travail $\nu = 5$ du nouveau bobinage est 4% plus élevée que celle du bobinage de référence. Ceci nous permet de conclure sur la validité du concept proposé.

4.2.2 Comparaison des FEM et du couple

La Figure 108 présente une comparaison de l'allure et du spectre harmonique de la FEM induite entre deux phases des deux bobinages considérés. Nous pouvons constater que la machine équipée du bobinage en étoile triangle présente un fondamental 4% plus élevé du fait

de l'augmentation du coefficient de bobinage. En contrepartie, l'harmonique de rang 3 de la FEM induite augmente.

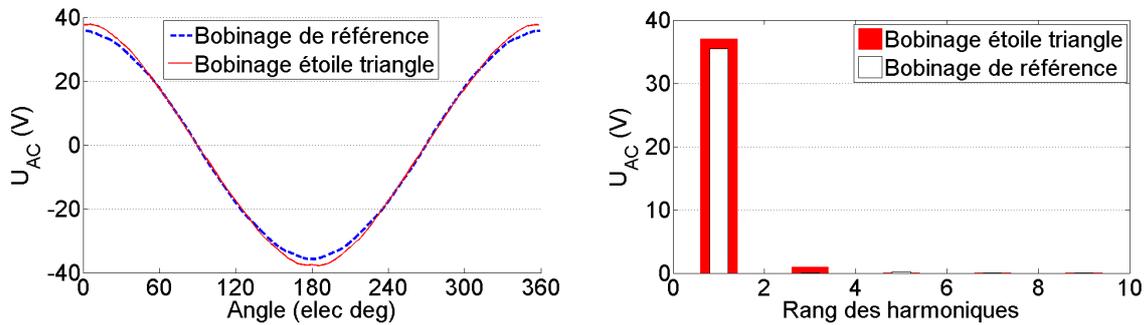


Figure 108: Allures et spectres des tensions composées induites dans les deux bobinages

Ce nouveau bobinage permet aussi, comme montré dans la Figure 109-(a), d'accroître d'environ 4.5% la valeur moyenne du couple et aussi de réduire d'environ 18% les ondulations de couple. De plus, l'analyse du spectre harmonique du couple Figure 109-(b), montre que le nouveau bobinage proposé permet la suppression de l'harmonique de rang 6 du couple.

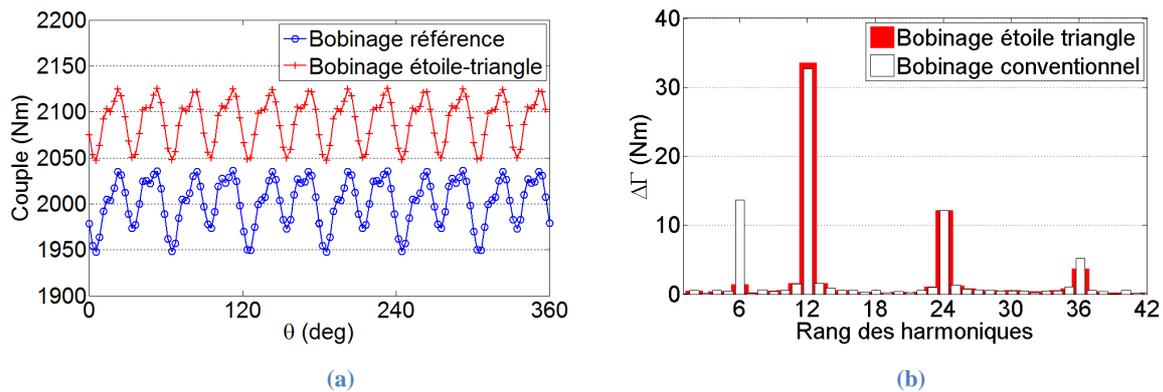


Figure 109: (a) Evolution du couple en fonction de la position rotorique, (b) spectre harmonique des ondulations de couple

Le couple massique des deux machines est présenté dans le Tableau 19.

Tableau 19: Comparaison du couple massique des deux machines

	Machine référence	Machine avec un bobinage en étoile triangle
Couple moyen (Nm)	2000	2090
Masse active (kg)	136.65	136.65
Couple massique (Nm/kg)	14.63	15.29 (+4.5%)

4.2.3 Comparaison des pertes

4.2.3.1 Pertes statoriques

Les pertes joules et les pertes fer des deux machines au point de fonctionnement nominal sont données dans le Tableau 20. Les pertes fer sont déterminées par éléments finis comme décrit dans le chapitre 3 et les pertes joules dans les encoches et dans les têtes de bobines sont évaluées pour une température de 160°C. Les résultats obtenus montrent que le niveau des pertes dans les deux machines est similaire. En effet, les deux machines présentent le même volume de cuivre, la même densité de courant, le même volume d'aimants et aussi les mêmes matériaux.

Tableau 20: Comparaison des pertes Joules dans les deux machines (bobinage @160°C)

	Machine référence	Machine avec le bobinage en étoile-triangle
Pertes Joules (W)	1225	1225
Pertes fer (W)	165.7	165.5

Notons cependant que, dans la pratique, des pertes joules supplémentaires apparaissent dans le bobinage étoile-triangle du fait de la circulation des courants harmoniques multiples de 3 dans l'enroulement raccordé en triangle.

4.2.3.2 Pertes rotoriques :

Comme la culasse rotorique est considérée feuilletée, seules les pertes dans les aimants sont considérées.

4.2.3.2.1 Pertes dues aux harmoniques d'espace dans les aimants:

Les pertes dues aux harmoniques d'espace dans les aimants des deux machines sont calculées par éléments finis comme décrit dans le chapitre 3 et leurs valeurs correspondantes au point de fonctionnement nominal (fréquence des courants statoriques de 33.33Hz et une vitesse de rotation de 50 tr/min) sont résumées dans le Tableau 21. Les résultats obtenus montrent que les pertes dues aux harmoniques d'espace dans les aimants sont inférieures à 0.1% de la puissance nominale de la machine. Par ailleurs, nous pouvons remarquer que les pertes dans les deux machines sont similaires malgré la suppression du sous harmonique et des harmoniques de rang $12k\pm 1$ (voir la Figure 110). En effet, l'augmentation du coefficient de

bobinage et donc des pertes liées aux harmoniques de rang {7, 17, 19, etc.} compense la réduction des pertes dues à la suppression des harmoniques de rang $12k \pm 1$.

Tableau 21: Pertes dues aux harmoniques d'espace dans les aimants

<i>Harmoniques</i>	<i>1</i>	<i>5</i>	<i>7</i>	<i>11</i>	<i>13</i>	<i>17</i>	<i>19</i>	<i>Total (W)</i>
Fréquence (Hz)	40	0	80	40	120	80	160	-
Pertes du bobinage de référence (W)	0.33	0	4.46	0	0	0.17	0.47	5.45
Pertes du bobinage en étoile triangle(W)	0	0	4.78	0	0	0.187	0.5	5.47

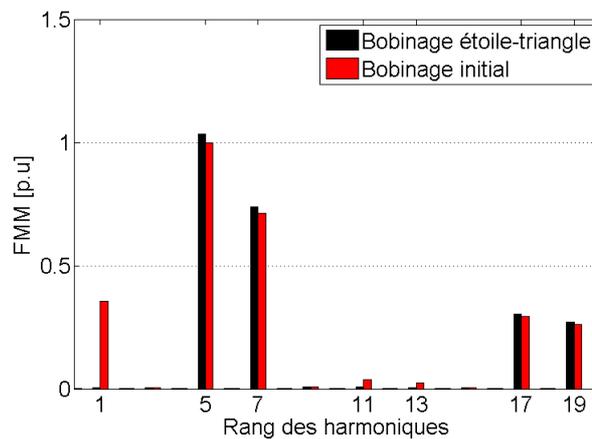


Figure 110: Comparaison du spectre harmonique de la FMM des deux bobinages

Nous obtenons aussi que les pertes liées au sous harmonique sont négligeables devant les pertes dues aux autres harmoniques d'espace et que la suppression du sous-harmonique a peu d'impact sur les pertes dans les aimants. Néanmoins, signalons que différents auteurs [1]–[3] mentionnent que les sous-harmoniques sont l'une des sources principales des pertes dans les aimants. Toutefois ces auteurs ne précisent pas toujours les modèles utilisés pour le calcul des pertes. A fortiori, les pertes associées au sous harmonique deviendraient importantes dans le cas où les aimants formeraient une couronne aimantée (c'est à dire lorsque les aimants ne sont pas isolés électriquement entre eux). La Figure 111 montre que les lignes des courants induits par le sous harmonique présentent des trajectoires différentes selon le cas où les aimants sont isolés ou non isolés électriquement. Nous pouvons remarquer que dans ce dernier cas (aimants non isolés), les courants induits se referment à travers plusieurs aimants du fait que

la longueur d'onde du sous harmonique est plus grande que les dimensions d'un pôle. Dans le cas où les aimants sont isolés électriquement, les courants induits ne peuvent se refermer qu'à l'intérieur du même aimant, ce qui augmente la résistance apparente de l'aimant et conduit à une diminution des pertes.

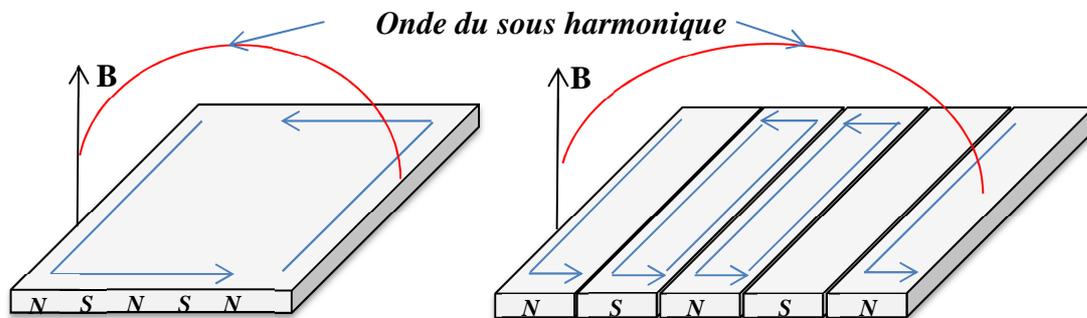


Figure 111: Courants induits par le sous harmonique. (a) aimants en anneau massif. (b) Aimants segmentés (isolés électriquement)

Remarquons aussi que pour l'harmonique de rang 7 caractérisé par une longueur d'onde proche des dimensions des aimants (Figure 112), que ces derniers soient isolés ou non isolés électriquement, cela n'affecte que légèrement le trajet et la résistance vue par les courants induits.

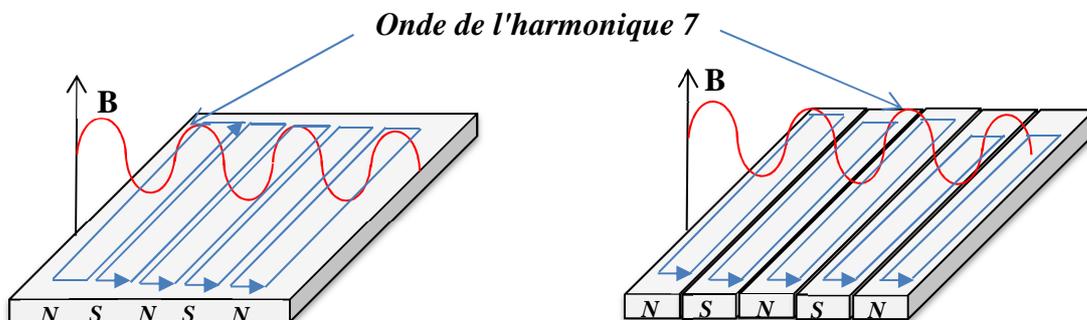


Figure 112: Courants induits par l'harmonique de rang 7. (a) aimants en anneau massif. (b) Aimants segmentés (isolés électriquement)

Pour valider cette proposition, nous avons tracé sur la Figure 113 les pertes dues aux harmoniques de rang 1 et 7 du bobinage de référence dans le cas où les aimants sont isolés ou non isolés électriquement. Les amplitudes relatives de ces harmoniques sont données dans le Tableau 22.

Tableau 22: Amplitudes relatives des harmoniques de rang 1 et 7 utilisés dans la simulation

harmonique	1	5	7
A_h/A_5	35%	100%	71%

Nous pouvons remarquer que l'écart des pertes est beaucoup plus important pour le sous harmonique que pour l'harmonique de rang 7.

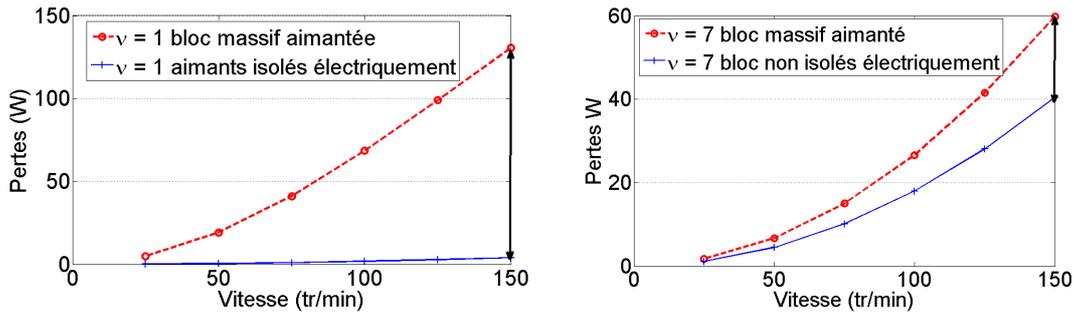


Figure 113: Evolution des pertes dans les aimants en fonction de la vitesse

Par ailleurs, nous pouvons remarquer que malgré la faible amplitude du sous harmonique devant l'harmonique 7, il conduit à des pertes plus importantes que dans le cas où les aimants forment un bloc massif aimanté. Comme conclusion, la suppression des sous harmoniques devient cruciale lorsque leurs longueurs d'ondes deviennent proche des dimensions des aimants.

Un avantage de la suppression du sous harmonique est qu'il conduit dans le cas d'utilisation d'une culasse rotorique massive à une réduction importante des pertes par courant de Foucault (voir Figure 114- culasse rotorique avec une perméabilité $\mu_r = 200$ et une conductivité électrique $\sigma = 5 \text{ MS/m}$). Nous pouvons remarquer une réduction supérieure à 65% des pertes dans la culasse rotorique.

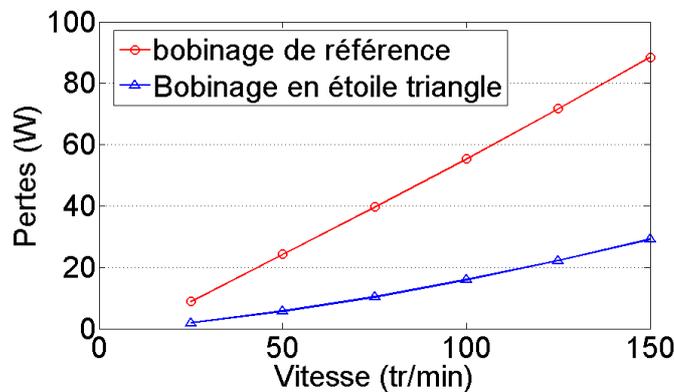


Figure 114: Evolution des pertes en fonction de la vitesse dans le cas d'une culasse rotorique de type massif

4.2.3.2.2 Pertes dues aux harmoniques de denture dans les aimants

Les pertes dues aux harmoniques de denture dans les aimants des deux machines sont calculées par éléments finis comme décrit dans le chapitre 3. Comme les deux machines présentent la même structure statorique et rotorique (ouvertures d'encoches identiques, même épaisseur d'entrefer, même volume des aimants), les pertes dues aux harmoniques de denture dans les aimants peuvent être considérés comme identiques.

Tableau 23: Pertes dues aux harmoniques de denture dans les deux machines (aimants @150°C)

	Machine référence	Machine avec un bobinage en étoile-triangle
Pertes (W)	43.61	43.61

4.2.4 Comparaison du facteur de puissance des deux machines

Pour une machine synchrone, le facteur de puissance, à couple maximum (FEM en phase avec le courant) et pour une chute de tension dans la résistance de l'enroulement négligeable, est égal à :

$$F_p = \cos\left(\tan^{-1}\left(\frac{L\omega I}{E}\right)\right) \quad (4-1)$$

Ce dernier peut aussi être exprimé en fonction du rapport de flux de réaction magnétique d'induit sur le flux à vide max.

$$F_p = \cos\left(\tan^{-1}\left(\frac{\phi_{bobine}}{\phi_{aimant}}\right)\right) \quad (4-2)$$

Le facteur de puissance des deux machines au point de fonctionnement nominal sont similaires (Tableau 24). Le convertisseur d'électronique de puissance de la machine à bobinage étoile-triangle a donc une puissance apparente identique à celle de la machine de référence.

Tableau 24: Comparaison du facteur de puissance

	Machine référence	Machine avec un bobinage en étoile triangle
Facteur de puissance	0.98	0.98

4.2.5 Comparaison de l'échauffement

L'élévation en température dans les deux machines peut être considérée comme étant identique du fait que les dimensions, les matériaux et la densité de pertes dans les différentes parties (dents, culasse, bobinage, etc.) des deux machines sont similaires. La distribution de la température calculée par éléments finis FEMM-2D est présentée sur la Figure 115. Dans cette simulation, seul le stator est considéré et toute la chaleur générée dans ce dernier est supposée évacuée au travers du bord externe de la machine. Par ailleurs, dans cette simulation, nous avons doublé le coefficient de convection sur le bord externe de la machine pour tenir compte des échanges de chaleur au travers des flasques latéraux de la machine.

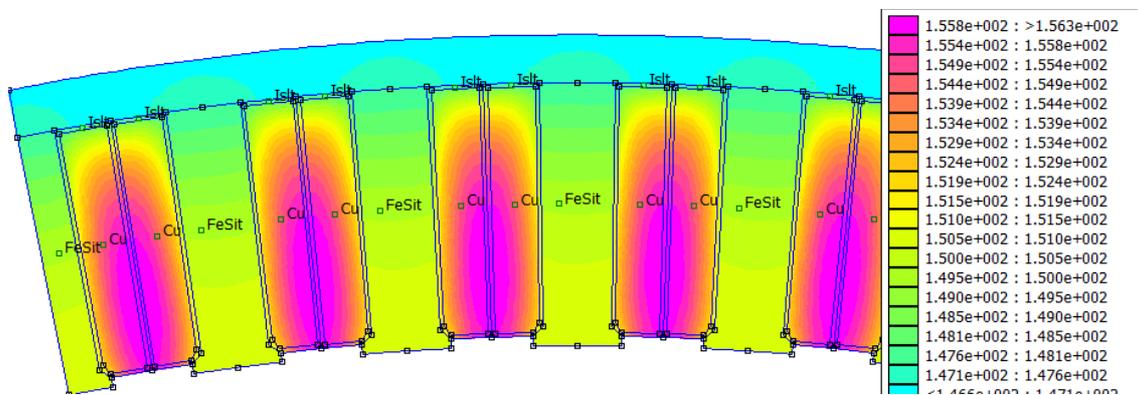


Figure 115: Cartographie de la température dans le stator de la machine de référence

Le Tableau 25 montre que la température dans le bobinage est au-dessous de la limite thermique de l'isolant.

Tableau 25: Température max et moyenne du bobinage statorique

Point chaud du bobinage (°C)	163 °
Température moyenne du bobinage (°C)	160°

4.3 Analyse et comparaison des performances de la machine à distribution irrégulière des encoches avec la machine référence

Il a été montré dans le chapitre 2 que pour maximiser le coefficient de bobinage des enroulements statoriques de la machine référence, une distribution irrégulière des encoches doit être utilisée pour pouvoir modifier le pas de bobinage de façon à ce qu'il soit proche du pas polaire. Pour analyser l'impact de l'accroissement du pas de bobinage sur les performances

de la machine, nous prendrons les mêmes dimensions externes, le même rayon d'alésage, la même densité de courant et le même rotor que celui de la machine de référence.

Le schéma de la nouvelle machine peut être obtenu en suivant les étapes suivantes (voir Figure 116) :

- On transforme dans un premier temps, le bobinage de la machine référence d'un bobinage double couche en un bobinage simple couche
- On double ensuite le nombre de spires dans l'encoche pour garder le même nombre d'ampères-tours.
- On élargit ensuite, la largeur w de la dent bobinée par Δw et on rétrécit la dent non bobinée par la même largeur afin de garder la surface d'encoche constante. La largeur Δw de laquelle la dent bobinée est incremented est définie par :

$$\Delta w = \lambda \cdot w = \lambda \cdot k_d \cdot \tau_s \quad (4-3)$$

Avec :

- λ est un rapport compris entre $[0,1]$
- k_d est le rapport entre la largeur de la dent w et le pas d'encoche τ_s .
- w_e est la largeur de l'encoche.

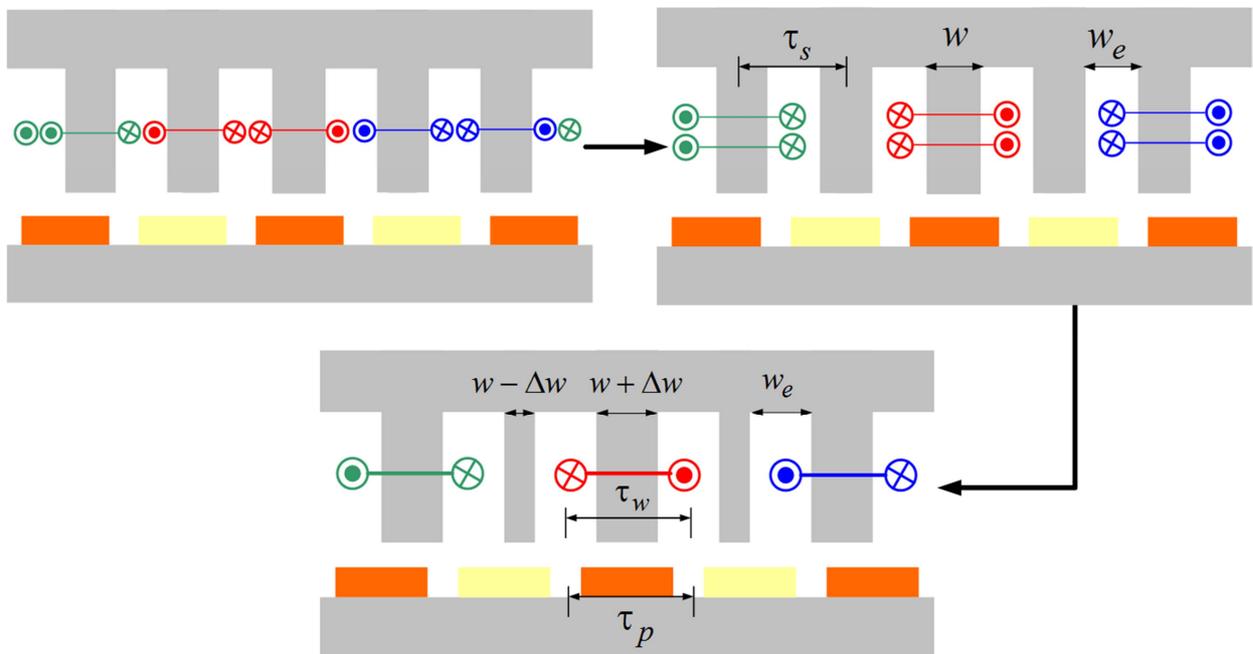


Figure 116: Processus de transformation de la machine référence à une machine à distribution irrégulière des encoches

Il est ainsi possible de varier le pas du bobinage τ_w en jouant sur la largeur de la dent bobinée. Ce pas τ_w est donné par :

$$\tau_w = \tau_s + \Delta w \quad (4-4)$$

Il a été montré que le coefficient de bobinage et donc le flux et le couple sont maximaux lorsque le ratio $\beta = \frac{\tau_w}{\tau_p}$ (pas du bobinage/pas polaire) est unitaire. Cependant, la saturation magnétique des dents étroites et les flux de fuites peuvent faire varier le rapport β optimal. Par ailleurs, la largeur non uniforme des dents peut conduire à un fort couple de détente. Pour analyser l'effet de l'utilisation d'une structure à distribution irrégulière des encoches sur les FEM, le couple et ondulations de couple, une étude paramétrique est présentée dans la partie suivante.

4.3.1 Validation du concept

Dans cette étude, nous ferons varier la largeur de la dent bobinée par $\Delta w \in [0 - 0,9 \cdot w]$ et nous tracerons l'évolution du flux, fems, couple moyen et ondulation de couple en fonction du rapport $\beta = (\tau_w/\tau_p)$.

4.3.1.1 Impact sur le flux produit par les aimants dans les enroulements statoriques

La Figure 117 présente l'évolution du fondamental du flux en fonction du rapport β entre l'ouverture de la bobine et le pas polaire rotorique. Le choix de l'analyse de l'évolution du fondamental au lieu de la valeur max ou efficace du flux vient du fait que le couple électromagnétique moyen est engendré par l'interaction entre le fondamental du flux et le courant statorique. L'analyse de la courbe, nous permet de voir que le flux capté par le bobinage augmente avec l'accroissement de l'ouverture de la bobine jusqu'à la valeur de $\beta=0.95$ puis diminue ensuite. L'utilisation d'une distribution irrégulière des encoches permet ainsi d'accroître le flux capté par le bobinage. Néanmoins, nous pouvons remarquer que la valeur optimale de β déterminée par éléments finis diffère de celle trouvée dans la phase d'optimisation du bobinage $\beta=1$.

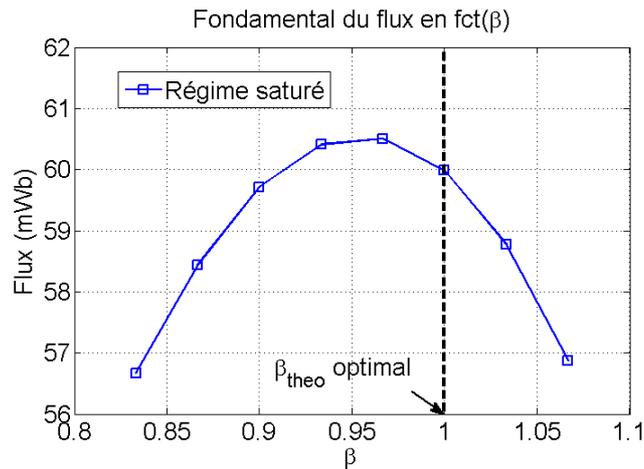


Figure 117: Evolution du fondamental du flux en fonction du rapport entre l'ouverture de bobine et le pas polaire

Cette différence est due essentiellement à la saturation magnétique qui entraîne une baisse du champ. En effet, plus on augmente le pas du bobinage et donc le rapport β , plus la largeur des dents non bobinées diminue. Cela conduit ainsi à la saturation de ces dernières et donc à la diminution du flux capté par le bobinage. Pour mieux mettre en évidence ce phénomène, nous avons tracé sur la Figure 118 l'évolution du fondamental du flux dans deux cas de figure. Dans le premier cas, le matériau magnétique est considéré comme étant linéaire ($\mu_r = 1000$) et dans le second cas la courbe B(H) du matériau est prise en compte dans la simulation. Nous pouvons constater que, pour des rapports β inférieurs à 0.95, l'évolution du fondamental du flux est similaire dans les deux cas. Néanmoins lorsque β devient supérieur à 0.95, l'écart devient plus important ce qui montre clairement l'effet du phénomène de saturation magnétique sur le flux dans la machine.

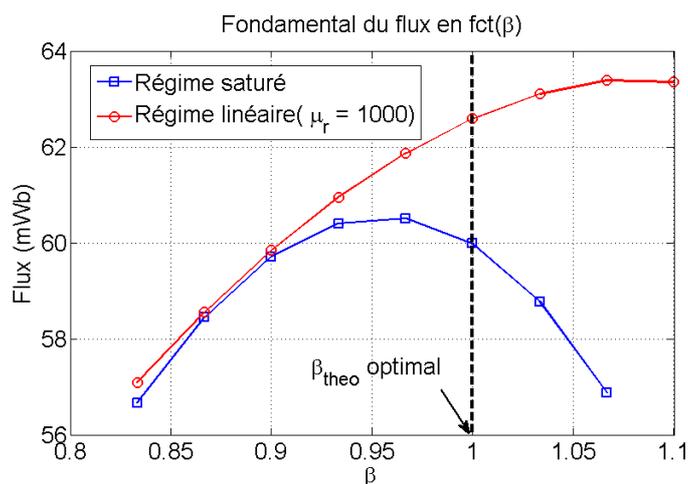


Figure 118: Comparaison du flux en fonction du pas dans le cas linéaire et dans le cas saturé.

Néanmoins, nous pouvons constater que même dans le cas où le matériau magnétique est considéré comme étant linéaire, la valeur optimale de β diffère aussi légèrement de l'optimum théorique (1.06 au lieu de 1). Ceci, est dû aux effets d'encoches (voir Figure 119) qui ne sont pas pris en compte dans la méthodologie d'optimisation du bobinage.

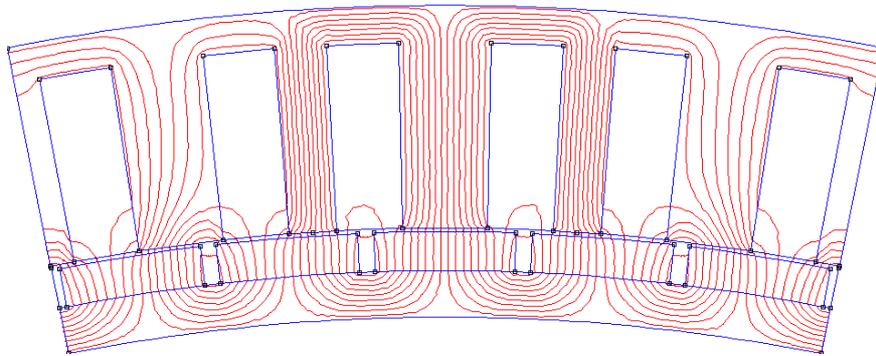


Figure 119: lignes de champs dans la machine à flux à vide

4.3.1.2 Effet sur les FEM

Sur la Figure 120 est tracé, pour différentes valeurs de β , l'évolution de la FEM en fonction de la position rotorique ainsi que le spectre harmonique correspondant. Comme, la FEM est directement proportionnelle au flux capté par le bobinage, nous pouvons remarquer que le fondamental de la FEM augmente avec l'accroissement de β , puis lorsque ce dernier devient supérieur à 1 le fondamental de la FEM diminue.

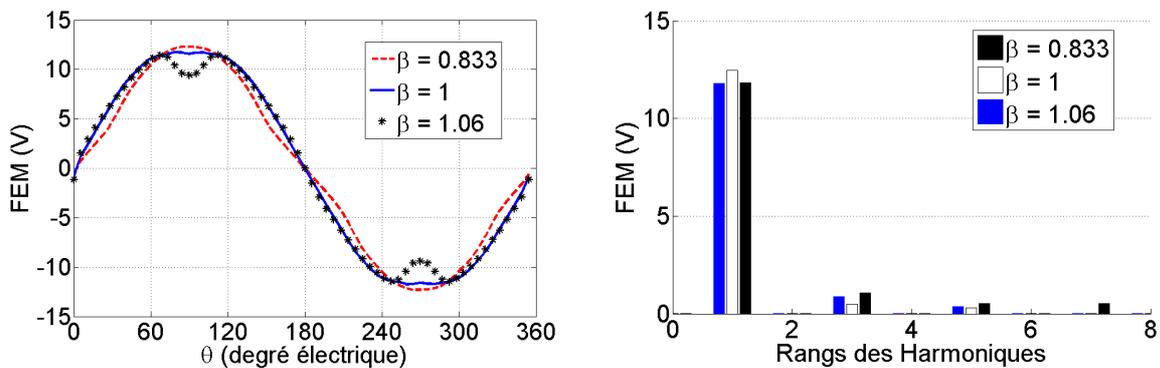


Figure 120: Allure et spectre de la FEM à 50 tr/min

4.3.1.3 Effet sur le couple de détente

La Figure 121 présente l'évolution du couple de détente pour différentes valeurs du paramètre β . La configuration avec $\beta = 0.833$ correspond au cas où $\Delta w = 0$, c'est-à-dire à une machine présentant des dents de largeurs identiques et les autres configurations avec ($\beta = 0.96$ et $\beta = 1.1$) correspondent à des structures avec des largeurs de dents inégales. Nous pouvons

remarquer alors que la valeur crête à crête du couple de détente augmente significativement avec l'utilisation d'un stator présentant une distribution irrégulière des encoches. Nous pouvons remarquer aussi que la période des ondulations de couple est multipliée par deux dans le cas d'un stator avec une distribution irrégulière des encoches (240 périodes au lieu de 480 périodes dans le cas d'une machine présentant des dents statoriques de largeurs identiques).

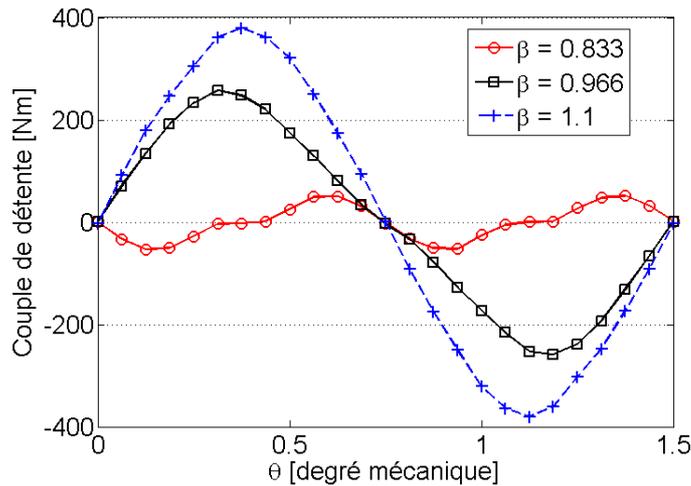


Figure 121: Evolution du couple de détente

4.3.1.4 Effets sur le couple et les ondulations de couple:

La Figure 122 représente l'évolution du couple moyen et des ondulations de couple en fonction de β lorsque la machine est alimentée par des courants sinusoïdaux en phase avec les FEM correspondantes.

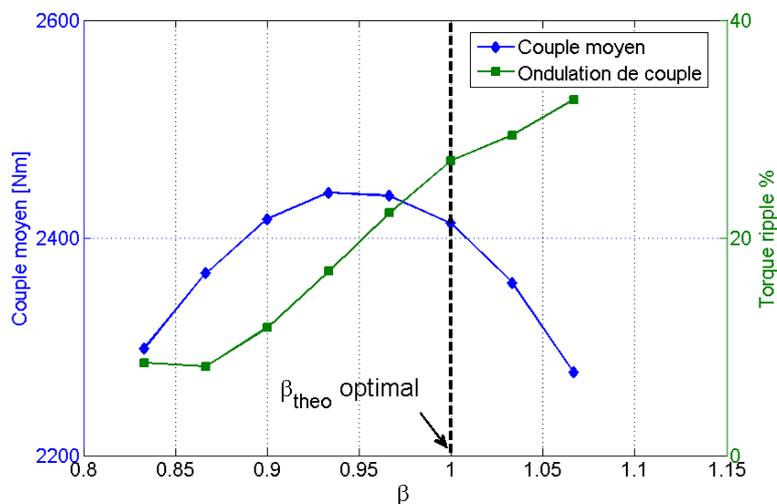


Figure 122: Evolution du couple moyen et des ondulations de couple en fonction du rapport β

Nous pouvons constater que l'évolution du couple moyen en fonction de β est similaire à celle obtenue pour le flux à vide; le couple moyen augmente avec l'accroissement du pas de bobinage jusqu'à une certaine valeur de β puis décroît au-delà. Néanmoins, dans ce cas, le rapport β pour lequel le couple moyen est maximal est légèrement différent de celui obtenu dans le cas de l'analyse du coefficient de bobinage et du flux à vide (0.93 au lieu de 1 et 0.96 respectivement). Ceci est en effet dû au champ de réaction magnétique d'induit qui augmente le champ dans les dents et ainsi la saturation. Par ailleurs, nous pouvons constater que l'augmentation du couple s'accompagne d'un accroissement important du taux d'ondulation du couple. En effet, plus les dents statoriques ont des largeurs différentes, plus la variation de perméance vue par l'aimant augmente, ce qui conduit donc à une augmentation du couple de détente et des ondulations de couple.

4.3.1.5 Conclusion

L'analyse de l'évolution des performances de la machine à distribution irrégulière des encoches en fonction du paramètre β (rapport entre pas de bobinage/pas polaire), nous montre bien que l'accroissement du pas de bobinage permet l'accroissement du couple développé par la machine. Néanmoins, nous avons trouvé que le rapport β pour lequel le couple est maximal est légèrement différent de l'optimum théorique (voir Tableau 26). Ceci, est en effet dû au phénomène de saturation magnétique qui n'a pas été pris en compte dans l'étude théorique.

Dans la suite de cette étude, nous fixerons le paramètre β à 0,933.

Tableau 26: Valeur optimale du rapport β

	Théorique	Eléments finis
β_{optim}	1	0.933

4.3.2 Comparaison des performances de la machine avec celle de la machine de référence

Pour vérifier si l'utilisation de la distribution irrégulière des encoches ne conduit pas à une élévation importante du niveau des pertes magnétiques, une analyse par éléments finis est menée dans l'objectif de comparer les performances de la machine à distribution irrégulière des encoches avec la machine de référence. Notons que dans cette comparaison, les

dimensions géométriques, les matériaux et le mode d'alimentation sont considérés identiques pour les deux machines.

4.3.2.1 Comparaison du couple massique

La Figure 123 trace l'évolution du couple électromagnétique en fonction de la position rotorique pour les deux machines. Le couple moyen développé par la machine à distribution irrégulière des encoches est 10% plus élevé que celui de la machine de référence. Néanmoins, les ondulations de couple augmentent aussi d'environ 10%.

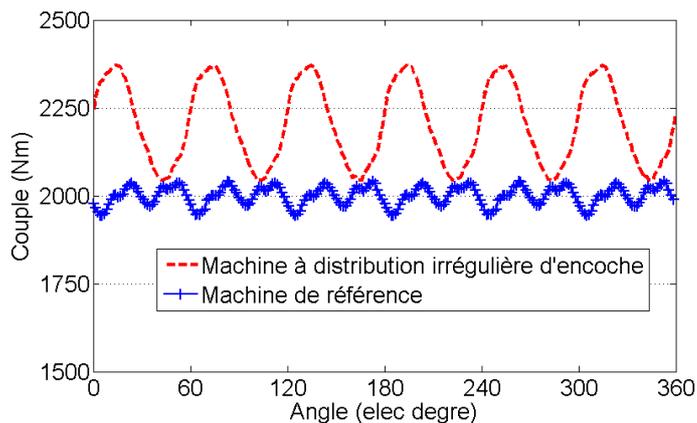


Figure 123: Evolution du couple en fonction de la position rotorique

Comme la machine à distribution irrégulière d'encoches développe un couple plus élevé, tout en présentant une masse similaire à celle de la machine de référence, le couple massique augmente (9.36% plus élevé, voir Tableau 27). La légère différence entre la masse des deux machines est due au fait que la machine à distribution irrégulière des encoches présente des têtes de bobines plus longues et ainsi une masse du cuivre plus élevée.

Tableau 27: Couple massique et taux d'ondulation du couple des deux machines

	Machine de référence	Machine à distribution irrégulière des encoches
Couple moyen (Nm)	2000	2204
Taux d'ondulation (%)	4.85	15
Masse active (kg)	136.65	137.9
Couple massique (Nm/kg)	14.63	16 (+9.36%)

4.3.2.2 Comparaison des pertes

Le Tableau 28 montre une comparaison des pertes dans les deux machines. Les pertes Joule sont évaluées pour une température du cuivre à 160°C. Les pertes fer et les pertes dans les aimants sont calculées par éléments finis via les méthodes décrites dans le chapitre 3. La température considérée des aimants est de 150°C.

Tableau 28: Comparaison des pertes et du rendement

	Machine de référence	Machine à distribution irrégulière des encoches
Pertes Joule (W)	1223	1265
Pertes fer (W)	165.7	182
Pertes dues aux harmoniques d'espace dans les aimants (W)	5.45	11.51
Pertes dues aux harmoniques de denture dans les aimants (W)	43.61	41
Pertes totales (W)	1437.76	1500
Puissance électromagnétique (kW)	10.47	11.54
Rendement (%)	88%	88.5%

Nous pouvons constater que l'utilisation d'un stator avec une distribution irrégulière des encoches conduit à une augmentation d'environ 4% des pertes électriques. Cette augmentation des pertes est due aux causes suivantes:

- Les têtes de bobines de la machine à distribution irrégulière des encoches sont plus longues; et les pertes joules dans les têtes de bobines sont plus importantes.
- La non-uniformité de la largeur des dents statoriques occasionne une augmentation de l'induction dans les dents étroites et ainsi le niveau des pertes fer.
- La FMM développée par le bobinage de la nouvelle structure présente un sous harmonique d'amplitude élevée par rapport à celle de l'harmonique de travail, ce qui a

conduit à une augmentation de 100% des pertes dues aux harmoniques d'espace dans les aimants.

Néanmoins, le rendement de la machine à distribution irrégulière des encoches est 0.5% plus élevé que celui de la machine de référence, du fait que le taux d'augmentation de la puissance électromagnétique est plus grand par rapport au taux d'augmentation des pertes.

4.3.3 Minimisation des ondulations de couple

Dans le paragraphe précédent, nous avons montré qu'il était possible d'accroître de manière significative le couple massique de la machine de référence en utilisant un stator avec une distribution irrégulière des encoches. Néanmoins, un inconvénient de cette technique est qu'elle conduit à une augmentation du couple de détente et des ondulations de couple. Pour améliorer les performances de la machine à distribution irrégulière des encoches, une procédure d'optimisation est présentée ci-dessous pour minimiser les ondulations de couple et maximiser le couple moyen de la machine.

4.3.3.1 Paramètres pour la minimisation des ondulations de couple

4.3.3.1.1 Détermination des paramètres les plus influents sur les ondulations de couple

Pour minimiser les ondulations de couple de la machine à distribution irrégulière d'encoches, il convient d'optimiser les paramètres de la machine. Néanmoins, cette tâche est rendue difficile du fait que la prise en compte de la saturation et des effets d'encoches dans le calcul des ondulations de couple nécessite l'utilisation d'un calcul numérique. De plus, comme la machine est caractérisée par un grand nombre de paramètres, la minimisation des ondulations de couple avec un algorithme d'optimisation de type stochastique couplé à un logiciel de calcul par éléments finis peut conduire à un temps de calcul très important. Afin de réduire le temps de calcul, nous mènerons ici une analyse de sensibilité pour déterminer les paramètres les plus influents sur le niveau des ondulations de couple. Les dimensions de la machine sont rappelées sur la Figure 124.

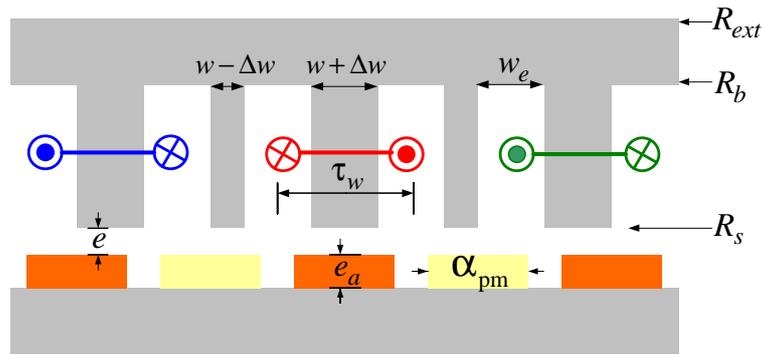


Figure 124: Dimensions géométriques de la machine à distribution irrégulière d'encoches

Pour rappel, la largeur des dents w et la largeur des encoches w_e sont définies par rapport au pas dentaire τ_s comme suit:

$$\begin{aligned} w &= k_d \cdot \tau_s \\ w_e &= (1 - k_d) \cdot \tau_s \end{aligned} \quad (4-5)$$

k_d étant un paramètre adimensionnel compris entre $[0,1]$, il représente le taux de fer dans la zone bobinable. La largeur d'accroissement des dents statoriques Δw est définie comme suit :

$$\Delta w = \lambda \cdot w \text{ avec } \lambda \in [0,1] \quad (4-6)$$

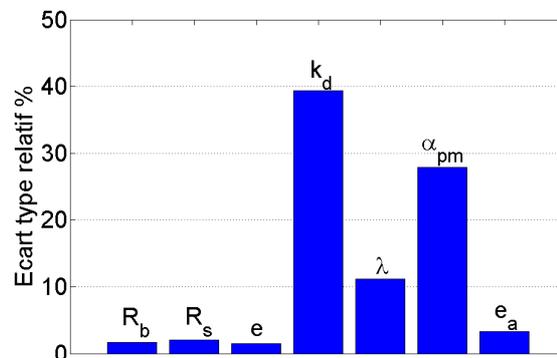


Figure 125: Analyse de la sensibilité du taux d'ondulation de couple vis-à-vis des paramètres de la machine

La Figure 125 montre l'écart type relatif du taux d'ondulation de couple vis-à-vis d'une variation de -5% à $+5\%$ des différentes dimensions géométriques de la machine. Pour chacune des variables considérées, nous avons calculé pour 20 points appartenant à l'intervalle $[-5\%, +5\%]$ l'ondulation de couple $\Delta\Gamma$ correspondante. L'écart-type relatif est ensuite obtenu en rapportant l'écart type de $\Delta\Gamma$ à la valeur moyenne de $\Delta\Gamma$ et en multipliant le tout par 100. L'analyse de la Figure 125 nous montre que seuls les paramètres correspondant au taux de fer

dans la zone du bobinage k_d , le taux d'accroissement de la largeur de la dent bobinée λ et l'ouverture angulaire de l'aimant α_{pm} ont une influence importante sur le niveau des ondulations de couple. Ainsi, seuls ces paramètres sont considérés dans la phase de minimisation des ondulations de couple. Pour mieux analyser l'influence de ces paramètres sur la valeur moyenne et le taux d'ondulations de couple, une étude paramétrique est réalisée.

4.3.3.1.2 Etude paramétrique

Dans cette étude, nous fixerons le taux d'accroissement λ de la largeur de la dent bobinée à une valeur permettant d'avoir le pas de bobinage égal au pas polaire afin de maximiser le couple (d'après la section précédente $\lambda = 30\%$). Nous analyserons ensuite l'influence des paramètres k_d et α_{pm} sur la valeur moyenne et le taux d'ondulation du couple. La Figure 126 illustre les résultats obtenus.

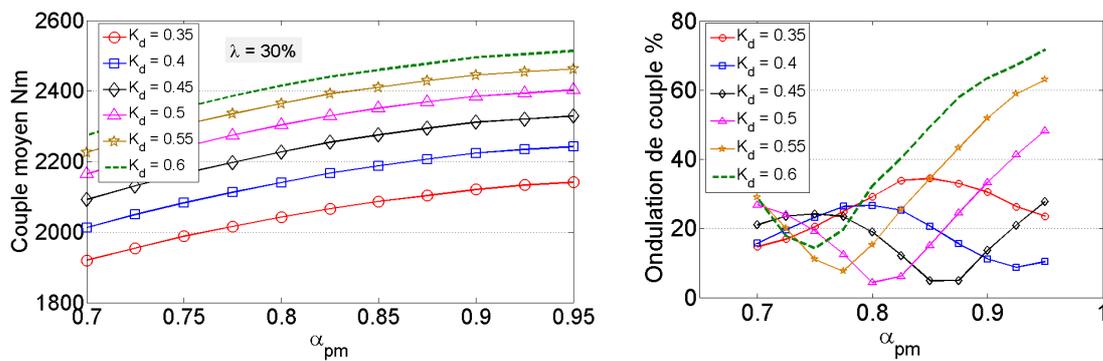


Figure 126: Evolution du couple moyen et du taux d'ondulation en fonction de l'ouverture angulaire des aimants pour différentes valeurs de k_d

Nous pouvons remarquer que le couple moyen augmente avec l'accroissement de k_d et α_{pm} . En effet, l'accroissement de k_d permet l'élargissement des largeurs des dents statoriques et aussi la diminution des ouvertures d'encoches. La saturation du circuit magnétique et le coefficient de Carter diminuent ce qui permet l'accroissement du niveau d'induction dans l'entrefer et ainsi la valeur moyenne du couple. L'augmentation du couple en fonction de l'ouverture angulaire des aimants α_{pm} est aussi due à l'augmentation du niveau d'induction dans l'entrefer. Cependant, on peut remarquer que le taux d'ondulation du couple varie plus significativement avec α_{pm} que le couple moyen. De plus, pour un k_d donné, il existe un α_{pm} optimal qui permet de minimiser les ondulations du couple. Cette valeur optimale dépend de k_d . Elle est d'autant plus grande que k_d est faible. A partir de cette analyse, il est possible de dégager des intervalles de variations (Tableau 29) sur lesquels la machine présente un couple

moyen élevé et de faibles ondulations de couple. Les valeurs optimales de ces paramètres seront déterminées via un algorithme d'optimisation.

Tableau 29: Intervalles des valeurs optimales

Paramètre	Intervalle de variation
K_d	0.5 - 0.55
α_{pm}	0.75 - 0.8
λ	20% - 40%

4.3.3.2 Procédure d'optimisation pour la minimisation des ondulations de couple

L'étude paramétrique présentée dans le paragraphe précédent montre clairement l'interdépendance des paramètres d'optimisation. Il est alors difficile de trouver les meilleurs paramètres permettant la minimisation des ondulations de couple. Pour réduire ces ondulations, nous utiliserons un algorithme génétique couplé avec le modèle éléments finis de la machine comme montré Figure 127.

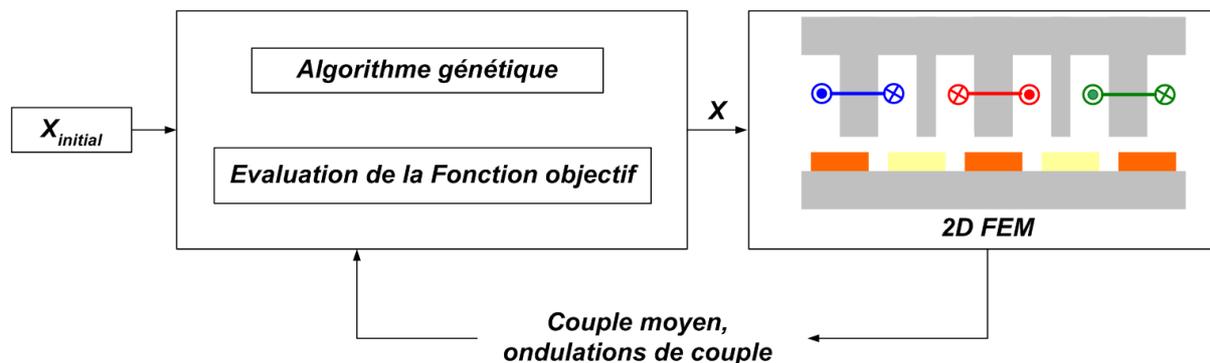


Figure 127: Procédure d'optimisation pour la minimisation des ondulations de couple de la machine à distribution irrégulière des encoches

Les paramètres d'optimisation sont résumés dans le vecteur $X = [\lambda, K_d, \alpha_{pm}]$. L'objectif étant de trouver le meilleur vecteur permettant de minimiser les ondulations du couple tout en maximisant sa valeur moyenne. La fonction objectif utilisée dans la procédure d'optimisation est donnée ci-dessous:

$$F_{obj}(X) = \min \left(\frac{\Delta\Gamma}{\Gamma_{moy}} \right) \quad (4-7)$$

L'évolution de la fonction objectif pour une population de 50 individus sur 50 générations est donnée sur la Figure 128.

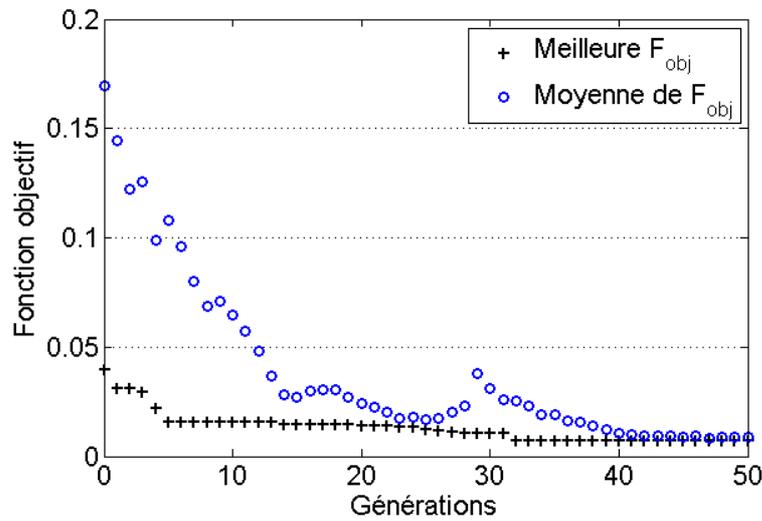


Figure 128: Evolution de la fonction objectif en fonction du nombre d'itérations

Les valeurs optimales obtenues pour les paramètres d'optimisation sont résumées dans le Tableau 30.

Tableau 30: Valeurs optimales des paramètres du vecteur d'optimisation X

Paramètre	Valeur optimale
λ	29%
K_d	0.51
α_{pm}	0.8

4.3.4 Analyse des performances de la machine optimisée

Les principales différences entre la machine à distribution irrégulière des encoches optimisée et non optimisée avec celles de la machine de référence concernent :

- le rapport β entre pas de bobinage et pas polaire,
- la largeur des encoches w_e du fait de la variation du coefficient k_d ,
- l'ouverture angulaire des aimants α_{pm} .

Les autres paramètres (rayon externe, longueur axiale, rayon statorique interne, entrefer, nombre de pôles, nombre d'encoches, force magnétomotrice par encoche, etc.) sont identiques.

Tableau 31: Paramètres variables dans les différentes machines considérées

	Machine à distribution irrégulière optimisée	Machine à distribution irrégulière non optimisée	Machine de référence
α_{pm}	0.8	0.877	0.877
β	0.957	0.933	0.833
k_d	0.51	0.4	0.4
$w_e, b_o(mm)$	8.64	10.58	10.58
$J_s (A/mm^2)$	4	3.33	3.33

Remarquons que dans le Tableau 31, la densité de courant dans les conducteurs de la machine à distribution irrégulière des encoches optimisée est supérieure à celle des autres machines. En effet, comme la force magnétomotrice par encoche est la même pour toutes les machines analysées, la diminution de la largeur d'encoche et donc de la surface d'encoche entraîne un accroissement de la densité de courant au sein de cette dernière.

4.3.4.1 Comparaison des FEM et du couple massique

La Figure 129 présente une comparaison de l'allure et du spectre harmonique de la FEM induite entre deux phases des deux machines considérées. Nous pouvons constater que la nouvelle machine présente un fondamental 16% plus élevé.

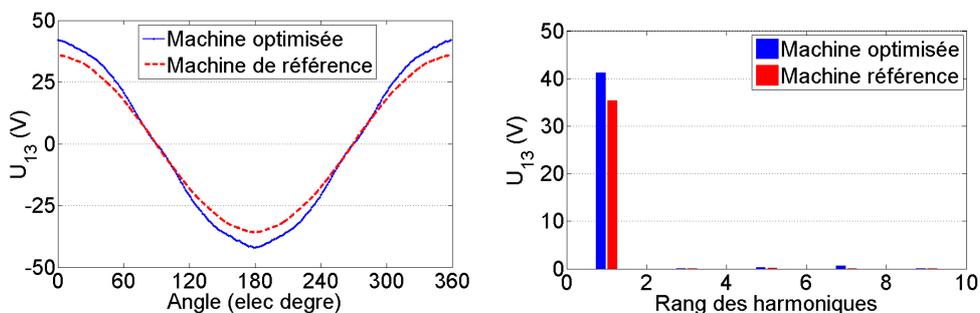


Figure 129: Comparaison de la FEM et du spectre harmonique correspondant aux deux machines

Par ailleurs, nous pouvons remarquer qu'après optimisation des paramètres de la machine à distribution irrégulière des encoches Figure 130, il est possible de combiner les avantages d'un couple moyen élevé avec un taux d'ondulation de couple réduit.

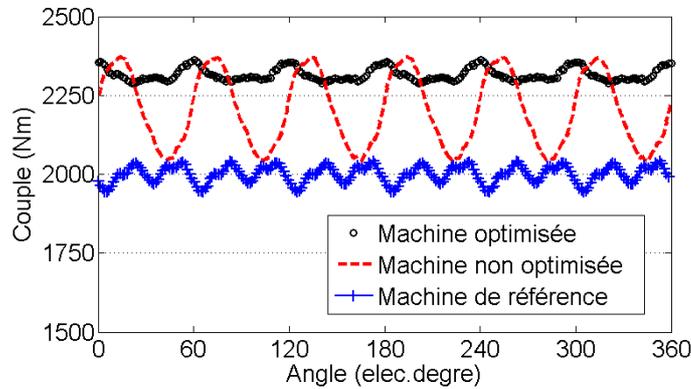


Figure 130: Couple électromagnétique en fonction de la position rotorique

Les résultats du Tableau 32 montrent que l'utilisation de la distribution irrégulière des encoches permet un accroissement d'environ 12.8% du couple massique et une réduction d'environ 1% des ondulations du couple.

Tableau 32: Comparaison du couple massique des deux machines

	Machine optimisée	Machine non optimisée	Machine de référence
<i>Couple moyen (Nm)</i>	2316	2204	2000
<i>Taux d'ondulation (%)</i>	3.28	15	4.85
<i>Masse active (kg)</i>	140.43	137.9	136.65
<i>Couple massique (Nm/kg)</i>	16.5 (+12.8%)	16 (+9.36%)	14.63

4.3.4.2 Comparaison des pertes et de l'échauffement

Dans le Tableau 31, il est montré que la densité de courant dans les conducteurs de la machine à distribution irrégulière optimisée est supérieure d'environ 20% à celle de la machine de référence. Ceci va alors conduire à une augmentation des pertes Joule et donc de l'échauffement du bobinage. L'objectif dans cette partie est d'analyser si la nouvelle machine optimisée ne conduit pas à un dépassement de la limite thermique de l'isolant. Le Tableau 33

donne une comparaison des pertes de la machine à distribution irrégulière d'encoches optimisée et non optimisée à celles de la machine de référence.

Tableau 33: Comparaison des pertes électromagnétiques

	Machine optimisée	Machine non optimisée	Machine de référence
Pertes Joule (W)	1550	1265	1223
Pertes fer (W)	162	182	165.7
Pertes aimants dues aux harmoniques d'espace (W)	9.14	11.51	5.45
Pertes aimants dues aux harmoniques de denture(W)	27	41	43.61
Pertes totales (W)	1748	1500	1437.76
Puissance électromagnétique (kW)	12.12	11.54	10.47
Rendement (%)	87.4	88.5	88
Facteur de puissance	0.94	0.95	0.98

Nous pouvons remarquer que le rendement des machines est similaire. Néanmoins, les machines avec une distribution irrégulière des encoches présentent un facteur de puissance légèrement inférieur à celui de la machine de référence, ce qui va conduire alors à un léger surdimensionnement du convertisseur d'électronique de puissance.

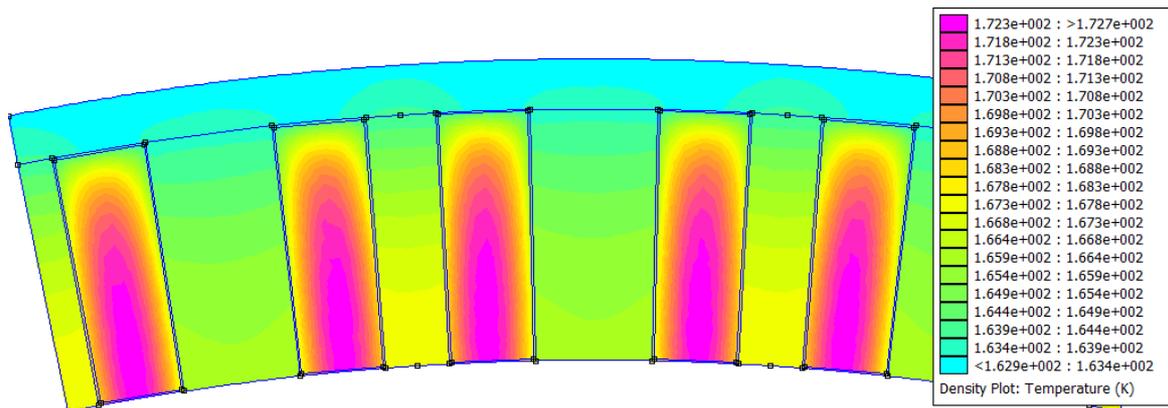


Figure 131: Cartographie de la température dans le stator de la machine à distribution irrégulière d'encoches optimisée

En ce qui concerne la distribution de la température dans la machine, la Figure 131 montre que la température dans le bobinage est 20% plus élevée à celle du bobinage de référence à cause de l'augmentation des pertes Joule. Néanmoins, la température du point chaud (voir Tableau 34) du bobinage est au-dessous de la limite thermique de l'isolant 180°C .

Tableau 34: Température dans le bobinage

Point chaud du bobinage	172°C
Température moyenne du bobinage	169.7°C

4.4 Bilan

Pour conclure cette étude, nous comparerons les performances des machines à bobinage fractionnaires présentées ci-dessus à la machine avec un bobinage à pas entier à l'encoche par pôle et par phase. Cette dernière a été dimensionnée pour répondre aux mêmes spécificités et aux mêmes contraintes que celles imposées lors du dimensionnement des machines à bobinage fractionnaire. Plus de détails sur cette machine sont présentés dans l'annexe n°2.

L'analyse du Tableau 35, nous montre que les performances des machines à bobinage fractionnaire concentrés autour des dents sont supérieures à celles des machines conventionnelles avec un bobinage à l'encoche par pôle et par phase. En effet, elles présentent des forces électromotrices avec un plus faible taux de distorsion, des ondulations de couple inférieures à 5% sans utiliser de vrillage. Aussi, elles sont plus compactes, plus efficaces et présentent un bon facteur de puissance. Par ailleurs, sur les différentes machines à bobinage fractionnaire, c'est la machine avec une distribution irrégulière des encoches qui présente le plus fort potentiel pour l'application considérée (10kW-50tr/min). En effet, elle permet

d'accroître d'environ 13% le couple massique (par rapport à la machine de référence) tout en maintenant un bon rendement et un bon facteur de puissance. Néanmoins, il est à noter que pour des vitesses de rotation plus élevées, la machine équipée d'un bobinage en étoile triangle pourra être la plus intéressante car elle permet d'augmenter le couple massique tout en ayant des pertes dans les aimants réduites. Le Tableau 36 résume les principaux avantages et inconvénients des nouvelles configurations présentées dans cette thèse.

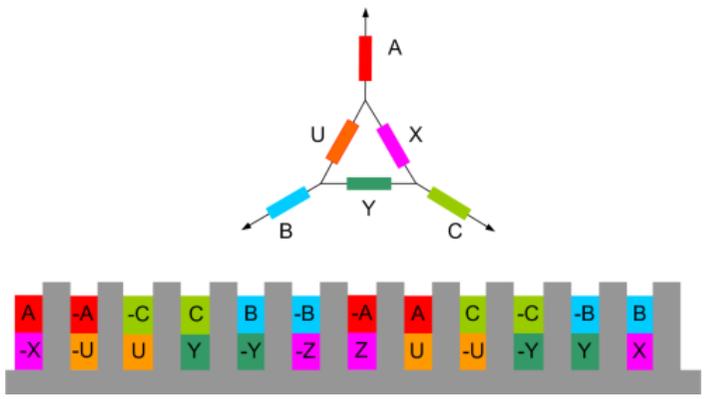
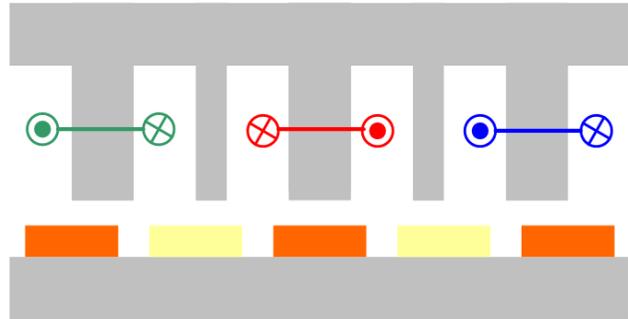
4.5 Références

- [1] G. Dajaku et D. Gerling, « Eddy current loss minimization in rotor magnets of PM machines using high-efficiency 12-teeth/10-slots winding topology », in *2011 International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, 2011, p. 1-6.
- [2] G. Dajaku, W. Xie, et D. Gerling, « Reduction of Low Space Harmonics for the Fractional Slot Concentrated Windings Using a Novel Stator Design », *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 50, n° 5, p. 1-12, mai 2014.
- [3] H.-J. Kim, D.-J. Kim, et J.-P. Hong, « Characteristic Analysis for Concentrated Multiple-Layer Winding Machine With Optimum Turn Ratio », *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 50, n° 2, p. 789-792, févr. 2014.

Tableau 35: Comparatif des performances des machines proposées aux machines conventionnelles

	<i>Machine à distribution irrégulière des encoches (2/5 encoches/pôle/phase)</i>	<i>Machine à bobinage en étoile-triangle (2/5 encoches/pôle/phase)</i>	<i>Machine à bobinage dentaire référence (2/5 encoches/pôle/phase)</i>	<i>Machine conventionnelle à lencoche/pôle/phase</i>
THD de la FEM (%)	6.27%	2.5%	4%	33.5 %
Couple massique (Nm/kg)	16.5 (+12.8%)	15.29 (+4.5%)	14.63	11.53 (-21%)
Couple volumique (kNm/m ³)	28.6 (+15%)	25.8 (+4.5%)	24.7	18.5 (-25%)
Taux d'ondulations de couple (%)	3.28% (sans vrillage)	4% (sans vrillage)	4.85% (sans vrillage)	20% (avec vrillage)
Rendement (%)	87.4	88	88	85.7 (-2%)
Facteur de puissance	0.94	0.98	0.98	0.98

Tableau 36: Avantages et inconvénients des bobinages proposés

<i>Configuration</i>	<i>Avantages & inconvénients</i>
<p data-bbox="347 327 940 359"><i>Machine avec un bobinage en étoile-triangle</i></p> 	<p data-bbox="1131 319 1332 351"><i>Les avantages :</i></p> <ul data-bbox="1176 375 2038 622" style="list-style-type: none"> - Simplicité de réalisation : cette configuration ne nécessite aucune modification de la géométrie du stator, - tolérance aux défaillances grâce à l'utilisation d'un système de deux bobinages triphasés, - Augmentation du couple massique de l'ordre de 4.5%, - un bon facteur de puissance. <p data-bbox="1131 646 1377 678"><i>Les inconvénients :</i></p> <ul data-bbox="1176 702 2038 821" style="list-style-type: none"> - Des courants homopolaires peuvent apparaître à cause de la circulation des harmoniques multiples de 3 dans l'enroulement raccordé en triangle.
<p data-bbox="280 869 1008 901"><i>Machine avec une distribution irrégulière des encoches</i></p> 	<p data-bbox="1131 853 1332 885"><i>Les avantages :</i></p> <ul data-bbox="1176 893 1948 973" style="list-style-type: none"> - Augmentation importante du couple massique (+12.8%), - un coefficient de remplissage en cuivre élevé. <p data-bbox="1131 997 1377 1029"><i>Les inconvénients :</i></p> <ul data-bbox="1176 1053 2038 1220" style="list-style-type: none"> - Facteur de puissance légèrement plus faible, - les pertes rotoriques peuvent devenir très importantes dans le cas d'un fonctionnement à haute vitesse à cause de l'amplitude élevée du sous-harmonique.

Conclusion générale et perspectives

Le travail présenté dans ce mémoire s'inscrit dans le contexte du développement des machines fort couple à attaque directe pour les systèmes embarqués. Nous nous sommes intéressés principalement au bobinage de ces machines ainsi qu'au développement de nouvelles méthodes pour l'optimisation de leurs forces magnétomotrices.

Dans le premier chapitre, nous avons souligné le besoin en moteurs à fort couple massive dans les applications embarquées. Nous avons vu que, hormis l'utilisation de matériaux performants, l'accroissement du nombre de pôles donc de la fréquence de conversion peut conduire à une amélioration notable des performances massiques des machines électriques grâce à la diminution de la masse des parties actives. Néanmoins, l'accroissement de la fréquence dans les machines conventionnelles avec un bobinage à nombre d'encoches par pôle et par phase entier conduit à un nombre d'encoches très élevé donc à une machine pouvant être très couteuse. Parmi, les solutions explorées pour augmenter la fréquence, l'utilisation des bobinages fractionnaires concentrés autour des dents donne des résultats très intéressants. Ces derniers permettent, en effet, l'utilisation d'un grand nombre de pôles tout en gardant un nombre d'encoches restreint. Par ailleurs, leur bobinage de type dentaire permet d'améliorer la compacité, le rendement et la fiabilité tout en présentant un coût de réalisation réduit. Néanmoins, les inconvénients principaux de ces bobinages sont leurs coefficients de bobinage relativement faibles ainsi que le riche contenu en harmoniques d'espace de leurs forces magnétomotrices (présence de sous harmoniques, harmoniques proches de l'harmonique de travail, etc.) qui entraînent une augmentation des pertes rotoriques, du bruit et des vibrations de la machine.

Dans le deuxième chapitre, nous avons passé en revue les différentes méthodes et techniques présentées dans la littérature qui permettent la minimisation du contenu harmonique de la FMM et la maximisation du coefficient de bobinage. Il a été montré que ces méthodes ne permettent pas d'améliorer les deux critères (contenu harmonique et coefficient de bobinage) simultanément et, dans le cas où elles le permettent, le bobinage devient plus complexe à réaliser. Ainsi, pour réduire d'une manière plus efficace les effets parasites des bobinages dentaires, nous avons proposé deux nouvelles méthodologies d'optimisation de la FMM. La première méthode, de type passive, est basée sur l'utilisation des techniques

d'optimisation et a pour objectif de définir, pour un harmonique de travail de la FMM de rang $v=p$ donné, la répartition optimale du bobinage statorique permettant la maximisation du coefficient de bobinage et la minimisation du contenu harmonique de la FMM. La deuxième méthode, de type active, est basée sur la technique utilisée dans les bobinages double étoile et étoile-triangle. L'idée est d'utiliser un système de deux bobinages identiques déphasés spatialement et alimentés par deux sources déphasés d'un certain angle de manière à ce que les FMM créées par les deux bobinages soient en phase pour l'harmonique à maximiser et en opposition de phase pour l'harmonique à éliminer. Ces méthodes ont été appliquées ensuite pour optimiser le bobinage dentaire de la machine synchrone à aimants dite de référence possédant un motif de base de 12-encoches/10-pôles. Deux bobinages ont été ainsi déterminés. Le premier est caractérisé par un coefficient de bobinage unitaire grâce à l'utilisation d'un stator avec une distribution irrégulière des encoches. Le deuxième bobinage, constitué de deux enroulements reliés en étoile-triangle, permet d'annuler les sous harmoniques de la FMM tout en maximisant le coefficient de bobinage.

Dans le troisième chapitre, une machine synchrone à aimants portant le bobinage dentaire de référence a été dimensionnée et optimisée pour répondre aux exigences d'une application de 10kW-50 tr/min. Le dimensionnement utilise un modèle électromagnétique basé sur la résolution formelle des équations de Maxwell, ainsi que des modèles analytiques pour le calcul des pertes et de l'échauffement. On tient compte des pertes joules, des pertes fer au stator et des pertes harmoniques dans les aimants (harmoniques d'espace et de denture). L'ensemble de ces modèles a été validé par éléments finis. Enfin, un algorithme d'optimisation a été couplé à l'ensemble des modèles pour optimiser le couple massique de la machine.

Le quatrième et dernier chapitre de cette thèse a été consacré à la comparaison des performances des machines portant les bobinages optimisés à la machine de référence. Les dimensions géométriques, les matériaux et l'alimentation des différentes machines ont été considérés identiques; seul le schéma du bobinage variant d'une machine à une autre. Dans la première partie de ce chapitre, nous avons comparé le couple, les pertes et facteur de puissance de la machine équipée du bobinage étoile-triangle combiné avec la machine de référence. Les résultats obtenus montrent que l'utilisation du nouveau bobinage permet une augmentation du couple massique d'environ 4.5% ainsi qu'une diminution du niveau des ondulations de couple. Par ailleurs, il a été montré que cette augmentation du couple massique

n'entraîne pas de dégradation du facteur de puissance ou du rendement de la machine. Notons, enfin, que ce bobinage n'entraîne pas de surcoût supplémentaire, car, par rapport au bobinage de référence, seul le mode de connexion des bobines doit être réadapté. Dans la deuxième partie de ce chapitre, nous avons présenté une étude comparative des performances de la machine équipée de l'enroulement à coefficient de bobinage unitaire avec la machine équipée du bobinage de référence. Nous avons trouvé que ce bobinage conduit à un accroissement du couple massique d'environ 12% tout en maintenant un rendement et un facteur de puissance similaires à ceux de la machine de référence. Enfin, la comparaison des performances des différentes machines à bobinage fractionnaire avec la machine équipée du bobinage conventionnel à 1 encoche par pôle et par phase a montré que les machines à bobinages fractionnaires dentaires présentent un meilleur couple massique, de plus faibles ondulations de couple (sans vrillage) et un meilleur rendement.

Notons aussi que pour les différentes machines analysées dans ce chapitre, nous avons pu remarquer que les pertes dans les aimants sont très faibles à cause de la faible vitesse de rotation des machines considérées. Par ailleurs, contrairement aux résultats obtenus dans la littérature où les sous harmoniques sont présentés comme une source principale des pertes dans les aimants, nous avons trouvé que la suppression des sous harmoniques du bobinage de référence (double couche) présente peu d'impact sur les pertes dans les aimants.

Perspectives

Les travaux présentés dans ce mémoire ouvrent de nouvelles voies de recherche :

- Il serait intéressant d'intégrer à la méthodologie d'optimisation du bobinage des critères tels que le couple, les pertes ou le facteur de puissance afin d'améliorer le processus d'optimisation. Par ailleurs, il serait intéressant d'enrichir le programme en intégrant de nouveaux degrés de liberté tels qu'un bobinage avec un pas de deux encoches ou/et l'augmentation du nombre de couches.
- Par ailleurs, il serait intéressant d'analyser le fonctionnement de la machine sur une large plage de fonctionnement particulièrement dans les zones de défluxage pour analyser l'influence de la réduction des harmoniques d'espace sur les performances de la machine.
- Peu de travaux ont été réalisés sur les machines asynchrones avec des bobinages fractionnaires dentaires, à cause du fort contenu harmonique qui conduirait à une

augmentation importante des pertes joules rotoriques et des ondulations de couple. Avec les techniques de réduction du contenu harmonique de la FMM proposées, l'utilisation de ces bobinages dans les machines asynchrones pourrait être envisagée.

- Il conviendrait aussi de développer des modèles vibro-acoustiques pour analyser l'impact de la réduction des harmoniques d'espace sur les vibrations et le bruit acoustique de la machine.

Annexes

6.1 Annexe 1 : Calcul et détermination du bobinage statorique

6.1.1 Conditions d'établissement d'un bobinage triphasé

Pour assurer le bon fonctionnement de la machine, le bobinage statorique doit être équilibré et périodique. En d'autres termes, les trois phases du bobinage devront être identiques, mais décalés les unes des autres de 120° électrique. Pour assurer ces propriétés, les conditions suivantes doivent être respectées :

- Que ce soit pour un bobinage en simple couche ou en double couche, le dénominateur c de la fraction irréductible $q = b/c$ du nombre d'encoches par pôle et par phase ne doit jamais être un multiple du nombre de phases, car les phases dans ce cas ne peuvent plus être décalées d'une manière régulière. Ainsi, dans le cas d'un système triphasé $q = 1/3k, 2/9k, \dots$ etc. sont interdites.
- Par ailleurs, le nombre d'encoches Z doit être un entier multiple du nombre de phases. De plus, dans le cas du bobinage en simple couche, le nombre d'encoches Z doit être un nombre pair du fait que dans ce cas chaque bobine occupe deux encoches consécutives.

6.1.2 Méthodes de détermination du schéma de bobinage

Pour identifier la phase à laquelle appartient chaque faisceau conducteur contenu dans les encoches statorique, Cros & Viarouge [1] ont présenté une technique basée sur la décomposition du nombre d'encoches par pôle et par phase q . La répartition des phases selon cette méthode s'obtient de la manière suivante :

- 1- Dans un premier temps, on écrit le nombre d'encoches par pôles et par phase sous la forme d'une fraction irréductible.

$$q = \frac{Z}{2mp} = \frac{b}{c} \quad (6-1)$$

- 2- Ensuite, on définit une séquence constitué de b fois le nombre 1 et de $(c-b)$ fois le nombre 0.

1. On associe à chaque encoche portant le numéro n un phaseur dont l'angle par rapport à l'origine ($\theta_{m,0} = 0$) est donné comme suit :

$$\theta_{m,n+1} = p \cdot \frac{2\pi}{Z} + \theta_{m,n} \quad (6-4)$$

2. Ensuite, on répartit la circonférence englobant tous les phaseurs en six secteurs comme montré sur la Figure 133 et chaque encoche se verra attribuée la phase dans lequel son phaseur se trouve. A titre d'exemple, l'encoche 1 va se voir attribuée la phase A du fait que son phaseur est situé dans le secteur A (voir Figure 133).
3. Dans le cas d'un bobinage en double couche, la deuxième couche se détermine on décalant le conjugué de la première couche d'une encoche.

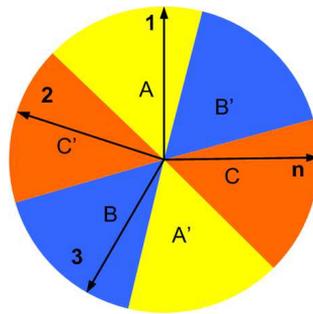


Figure 133: Etoile des encoches

Pour mieux appréhender le principe de cette méthode, nous analyserons ci-dessous l'exemple de détermination du bobinage en double couche de la machine à 12 encoches et 10 pôles avec la méthode de l'étoile des encoches. Pour cela, nous déterminons dans un premier temps les angles électriques de chacun des phaseurs des FEMs induites dans les encoches statoriques comme montré dans le Tableau 37.

Tableau 37: Angle électrique des différents phaseurs

n	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
$\theta_{m,n}^\circ$	150	300	450	600	750	900	1050	1200	1350	1500	1650	1800
$\theta_{m,n}^\circ$	150	300	90	240	30	180	330	120	270	60	210	0

Ensuite, on trace l'étoile des encoches correspondante (Figure 134 à gauche) qui est constituée de 12 vecteurs de FEM d'encoches désignés par les chiffres de 1 jusqu'à 12. La répartition du bobinage (Figure 134 à droite) peut ainsi être obtenue en faisant attribuée à chaque encoche la

phase sous laquelle se trouve le phaseur correspondant. Enfin, pour obtenir la deuxième couche du bobinage, on décale le conjugué de la première couche d'une encoche.

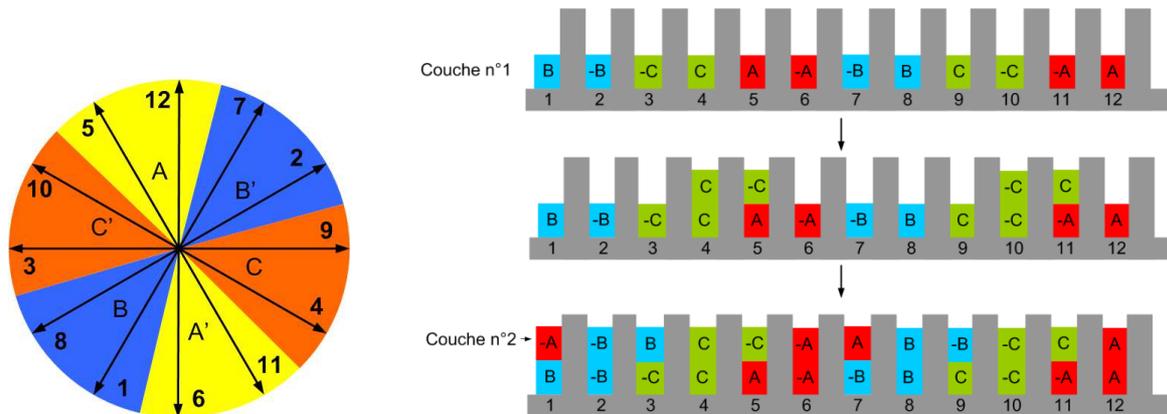


Figure 134: Etoile des encoches de la machine 12 encoches-10 pôles et étapes de construction du bobinage

Une autre méthode plus rapide et plus facile pour la détermination du bobinage statorique consiste à l'utilisation du programme informatique de (www.emetor.org/windings/) ou de (www.koil.sourceforge.net/) qui permettent en outre de la détermination du bobinage de calculer les coefficients de bobinages, les forces magnétomotrices, le nombre de symétrie du bobinage, la fréquence spatiale du premier harmonique du couple de détente, etc.

6.1.3 Calcul et détermination des coefficients de bobinage

Le coefficient de bobinage (k_w) est défini comme étant le produit de quatre coefficients.

1. Le coefficient de distribution k_d

Ce coefficient apparaît lorsque le bobinage d'une phase est constitué de plusieurs bobines réparti le long de l'entrefer comme illustré sur la Figure 135. Dans une telle configuration, les tensions induites dans les différentes bobines ne sont plus en phase et la mise en série de ces bobines va donc conduire à une FEM résultante d'amplitude inférieure à celle obtenue dans le cas d'un bobinage concentrique. Le coefficient de distribution est le paramètre qui permet de quantifier le rapport entre l'amplitude de la FEM du bobinage distribué et du bobinage concentrique.

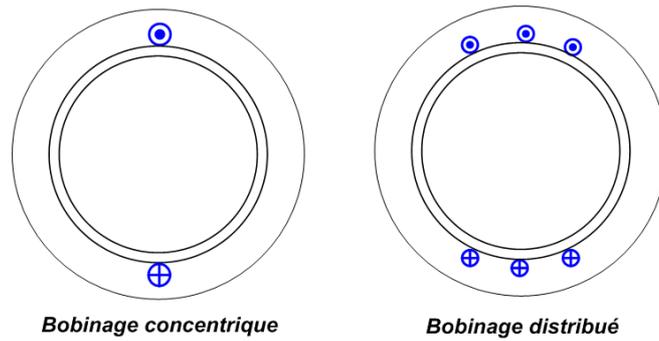


Figure 135: Différentes dispositions du bobinage statorique d'une phase (concentrique, distribué)

Pour déterminer ce coefficient, on représente dans un premier temps, les phaseurs des FEMs de chaque faisceau aller des bobines constituant la phase statorique comme montré dans la Figure 136. Ensuite, on détermine la résultante associée à ces différents phaseurs et le rapport de la norme du vecteur résultant à la norme du vecteur résultant de l'association des différentes bobines statoriques lorsqu'elles sont juxtaposées donne la valeur du coefficient de distribution.

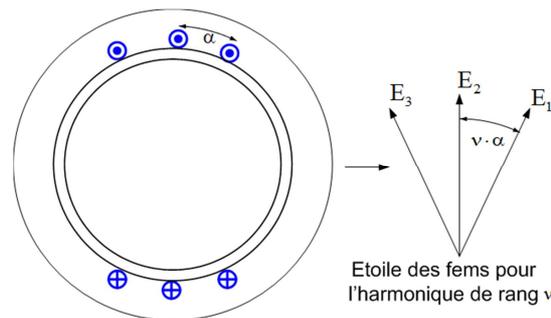


Figure 136: Phaseurs correspondants aux faisceaux allers de la bobine d'une phase statorique

Pour un calcul rapide du coefficient de distribution, certains auteurs [3], [4] ont proposés des formules analytiques permettant le calcul du k_d de n'importe quel configuration de bobinage.

2. Le coefficient de raccourcissement k_p

Lorsque le pas de bobinage τ_w (c.-à-d. l'ouverture angulaire entre le faisceau aller et retour d'une bobine) est inférieur au pas polaire τ_p , le bobinage est appelé bobinage à pas raccourci. Ce raccourcissement est souvent utilisé pour réduire le contenu harmonique de la FEM et aussi pour réduire la longueur des têtes de bobines.

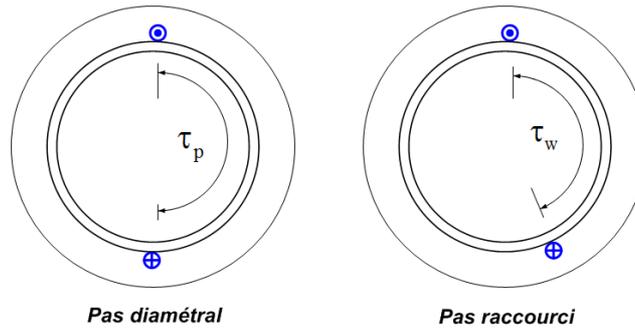


Figure 137: Bobinage à pas diamétral et à pas raccourci

Le raccourcissement du bobinage entraîne une certaine diminution du flux capté par le bobinage. Le coefficient de raccourcissement k_p traduit le rapport entre ce que donne le bobinage réel et ce que donnerait le bobinage à pas diamétral. La valeur correspondante à ce coefficient pour l'harmonique de rang ν est donnée comme suit :

$$k_p = \sin\left(\frac{\nu}{p} \cdot \frac{\tau_w}{\tau_p} \cdot \frac{\pi}{2}\right) \quad (6-5)$$

Avec: p le nombre de paires de pôles de la machine et représente donc le fondamental de la FEM.

- **Le coefficient de vrillage k_s**

L'inclinaison des encoches est utilisée dans les machines pour réduire le couple de détente et les vibrations. Lorsque les encoches sont inclinées, on définit un paramètre k_{sv} qui permet de prendre en compte l'effet de cette inclinaison sur la FMM et la FEM.

$$k_s = \sin\left(\nu \cdot \frac{s_{sq}}{\tau_p} \cdot \frac{\pi}{2}\right) / \left(\nu \cdot \frac{s_{sq}}{\tau_p} \cdot \frac{\pi}{2}\right) \quad (6-6)$$

Avec : $\frac{s_{sq}}{\tau_p}$ représente le rapport entre le pas de vrillage et le pas polaire.

- **Le coefficient de filtrage d'encoche k_{fe}**

Souvent, lors de l'analyse de la force magnétomotrice (FMM) produite par le bobinage statorique, les faisceaux conducteurs contenus dans les encoches sont modélisés par des conducteurs infiniment petits. Or, comme dans la réalité, le bobinage s'étale sur toute la largeur de l'encoche 2α . La variation de la FMM au voisinage des ouvertures d'encoches ne se fait alors plus d'une manière discontinue mais bien au contraire d'une manière continue

comme présenté sur la Figure 138. Ceci conduit donc à une atténuation du contenu harmonique de la FMM produite par le bobinage.

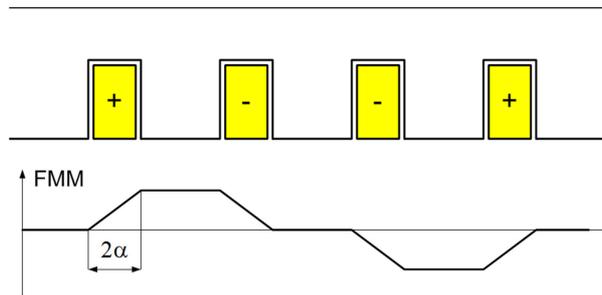


Figure 138: Allure de la FMM

Le coefficient de filtrage d'encoche traduit cette atténuation des harmoniques et peut être défini comme suit:

$$k_{fe} = \sin(\nu \cdot \alpha) / (\nu \cdot \alpha) \quad (6-7)$$

6.1.4 Références

- [1] J. Cros et P. Viarouge, « Synthesis of high performance PM motors with concentrated windings », *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 17, n° 2, p. 248–253, 2002.
- [2] N. Bianchi et M. Dai Prè, « Use of the star of slots in designing fractional-slot single-layer synchronous motors », in *Electric Power Applications, IEE Proceedings-*, 2006, vol. 153, p. 459–466.
- [3] BERNOT François, « Alternateurs synchrones de grande puissance (partie 1) », *Techniques de l'ingénieur Différents types de machines électriques tournantes*, vol. base documentaire : TIB249DUO, n° ref. article : d3550, août 2002.
- [4] A. E. Clayton, « A mathematical development of the theory of the magnetomotive force of windings », *Journal of the Institution of Electrical Engineers*, vol. 61, n° 320, p. 749–787, juill. 1923.

6.2 Annexe 2: Dimensionnement de la machine synchrone à aimants avec un bobinage à pas entier à 1 encoche/pôle/phase

Pour comparer les performances des machines étudiées dans cette thèse à celles de la machine conventionnelle avec un bobinage à 1 encoche/pôle/phase, il conviendrait de réaliser la comparaison avec les mêmes dimensions géométriques et le même nombre de pôles que ceux utilisés pour les machines à bobinage fractionnaire. Néanmoins, avec le nombre de pôles considéré ($2p=80$), l'utilisation d'un bobinage à 1 encoche par pôle et par phase conduirait à une géométrie difficile à réaliser. En effet, avec un tel nombre de pôles, le stator doit comporter 240 encoches, ce qui conduirait à des largeurs d'encoches très étroites (d'environ 3.5mm) et à des hauteurs d'encoches très grandes. Ce genre de configurations rend la structure mécanique de la machine peu rigide et conduit à une dégradation du facteur de puissance à cause de l'augmentation des inductances de fuites. Ainsi, pour avoir des dimensions plus raisonnables, nous reprendrons dans cette partie la conception de la machine à bobinage à pas entier en utilisant le même cahier des charges et les mêmes contraintes que celles utilisées lors du dimensionnement des machines à bobinage fractionnaire.

6.2.1 Dimensionnement de la machine synchrone à aimants avec un bobinage à pas entier

6.2.1.1 Présentation du schéma de bobinage

Le motif de base de la machine avec un bobinage à 1 encoche/pôle/phase ainsi que la distribution de la FMM correspondante sont donnés sur la Figure 139.

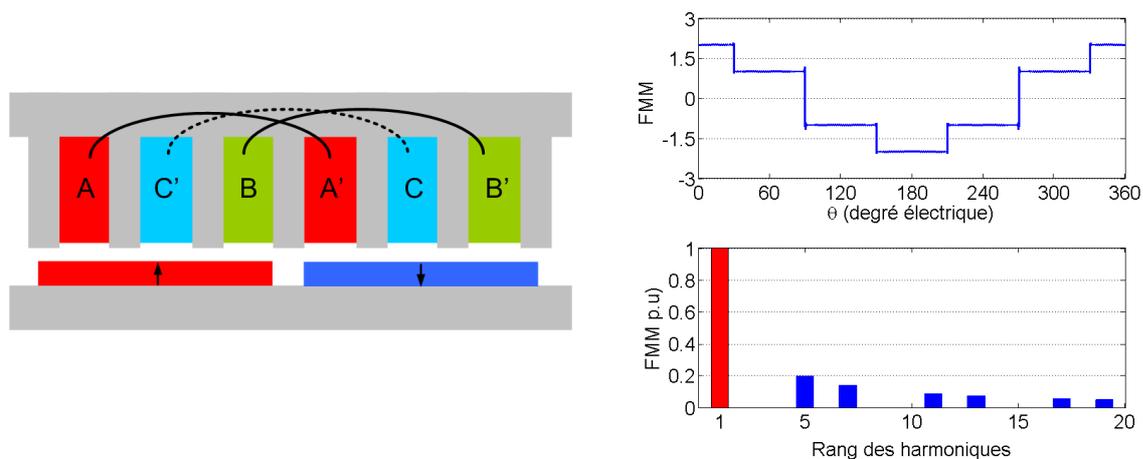


Figure 139: Motif de base du bobinage à 1 encoche/pôle/phase et force magnétomotrice correspondante

Comme nous pouvons le constater, ce bobinage présente une FMM dont l'allure est "proche" d'une sinusoïde et présente un contenu en harmoniques d'espace beaucoup plus faible par rapport à celui des bobinages dentaires. Par ailleurs, il est caractérisé par un coefficient de bobinage unitaire du fait qu'il n'existe qu'une bobine concentrique par phase dont l'ouverture angulaire est égale au pas polaire. Néanmoins, ces inconvénients sont ses têtes de bobines très longues et la nécessité d'un grand nombre d'encoches (6 encoches) sous chaque paire de pôles.

6.2.1.2 Dimensionnement de la machine

L'objectif du dimensionnement est la conception d'une machine d'une puissance de 10 kW à 50 tr/min avec la masse la plus réduite possible. Les contraintes et les constantes du problème sont prises identiques à celles utilisées dans le dimensionnement des machines à bobinage fractionnaire (voir chapitre 3) excepté pour le coefficient de remplissage en cuivre qui est pris dans cette analyse égal à 0.4 au lieu de 0.5 [1]. Le processus de conception et les variables d'optimisation de la machine sont rappelés sur la Figure 140.

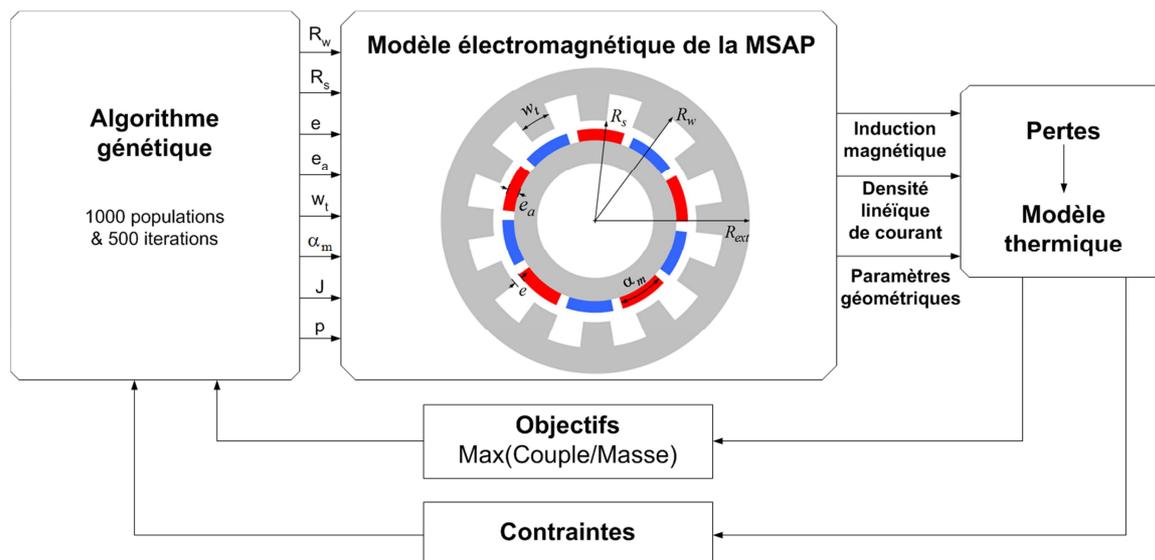


Figure 140: Procédure de dimensionnement de la machine à bobinage à pas entier

Dans cette optimisation, nous considérerons un nombre de pôles variant de 4 à 60 et pour chaque nombre de pôles, nous lancerons la procédure d'optimisation montrée sur la Figure 140 pour déterminer la géométrie optimale (la limitation de $2p$ à 60 vient du fait que pour des valeurs plus grandes le pas dentaire devient très étroit). Notons que pour tenir compte de la nature aléatoire de l'algorithme génétique, la procédure d'optimisation est exécutée pour chaque nombre de pôles 3 fois de manière simultanée et c'est le meilleur individu de ces trois tests qui est retenu comme optimum.

6.2.1.3 Résultats d'optimisation

Sur la Figure 141, nous avons tracé l'évolution du couple massique et de la masse active des machines optimisées en fonction du nombre de pôles.

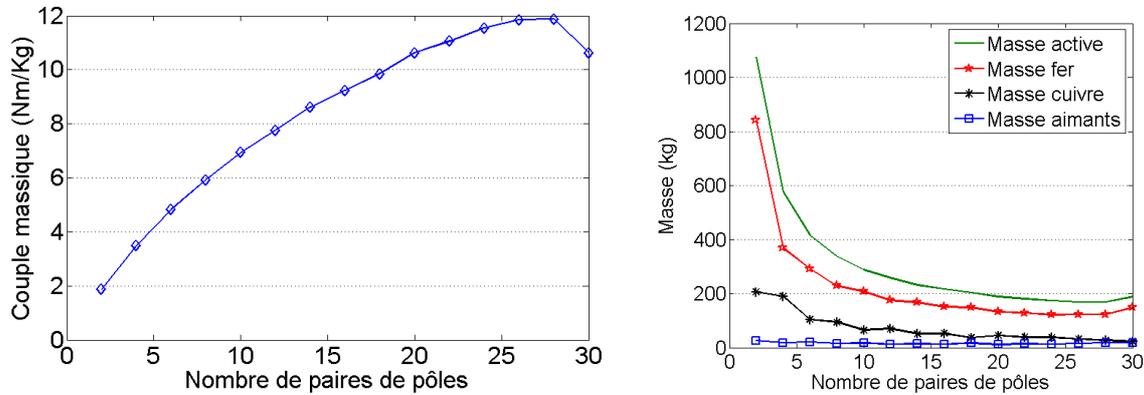


Figure 141: Couple massique et rendement des machines optimisées

Nous pouvons constater que le couple massique croît avec l'augmentation du nombre de paires de pôles jusqu'à $p = 26$ où le couple massique commence à décroître. En effet, pour des nombres de paires de pôles supérieurs à 26, il n'y a plus de réduction de masse du fer du fait que les contraintes sur les dimensions minimales des encoches et des culasses (5mm minimum) sont atteintes (voir Figure 142).

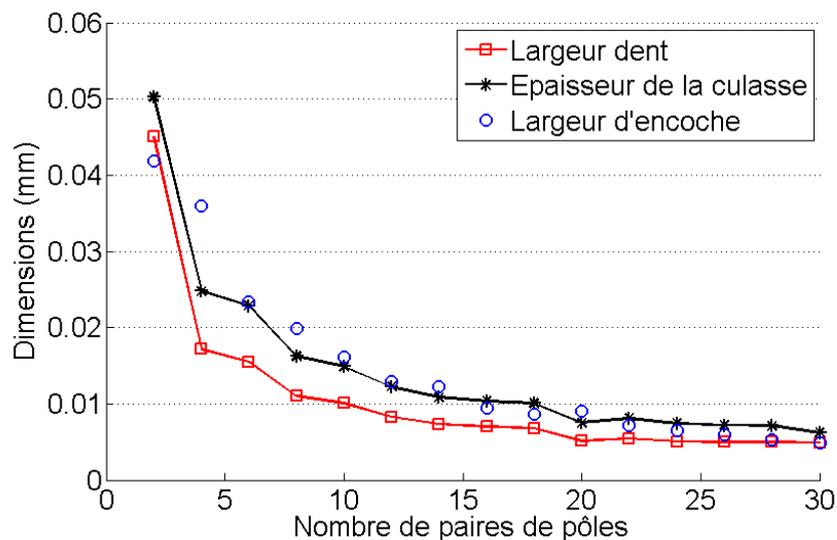


Figure 142: Dimensions des encoches et des culasses en fonction du nombre de pôles

Ainsi, la valeur optimale du nombre de pôles peut être choisie pour $2p=52$. En effet, augmenter encore plus le nombre de pôles ne permet pas une augmentation significative du couple massique. De plus, la complexité de réalisation et le coût augmentent avec le nombre

de pôles. Les dimensions et les paramètres électriques de la machine optimisée avec 26 paires de pôles sont regroupés dans le Tableau 38.

Tableau 38: Paramètres de la machine optimisée

Paramètres	Valeurs
Nombre d'encoches (Z)	156
Nombre de pôles ($2 \times p$)	52
Rayon statorique externe (mm)	300
Rayon statorique d'alésage (mm)	268
Longueur active du stator (mm)	373
Epaisseur des culasses (mm)	7.2
Hauteur des encoches (mm)	21.44
Largeur des encoches (mm)	5.9
Epaisseur d'entrefer (mm)	0.5
Hauteur des aimants (mm)	3.5
Rapport largeur aimant sur le pas polaire	0.9
Densité des courants (A/mm^2)	3.76
Ampères-tours/encoche (At)	200
Masse globale de la machine (kg)	169

6.2.1.4 Validation par éléments finis des performances de la machine dimensionnée

Pour vérifier si la machine dimensionnée répond aux exigences en termes de puissance et de rendement imposées par le cahier des charges, nous mènerons dans cette partie une analyse par éléments finis via le logiciel FEMM-2D[2].

6.2.1.4.1 Analyse des niveaux d'inductions et des FEM induites

La Figure 143 trace les lignes de champs et les niveaux d'inductions dans les parties magnétiques de la machine. Nous pouvons remarquer que la machine dimensionnée respecte bien les valeurs limites sur les inductions ($B < 1.6T$ dans les dents et les culasses) imposées dans la procédure de conception.

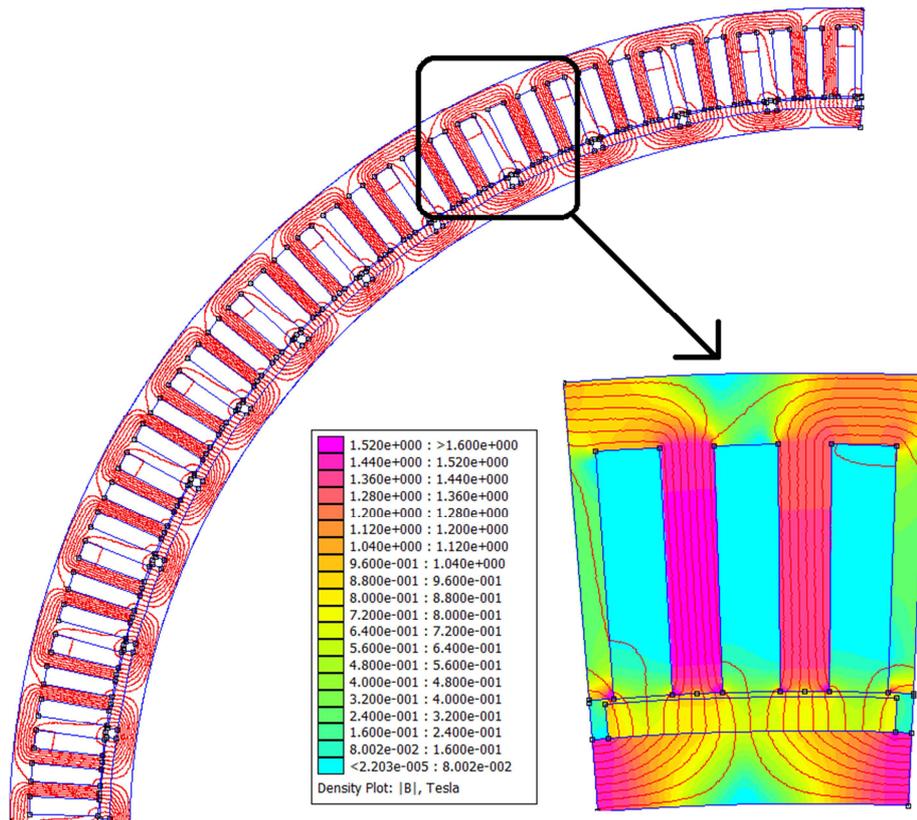


Figure 143: Géométrie de la machine optimisée

La forme et le spectre de la force électromotrice induite dans le bobinage statorique est présentée sur la Figure 144.

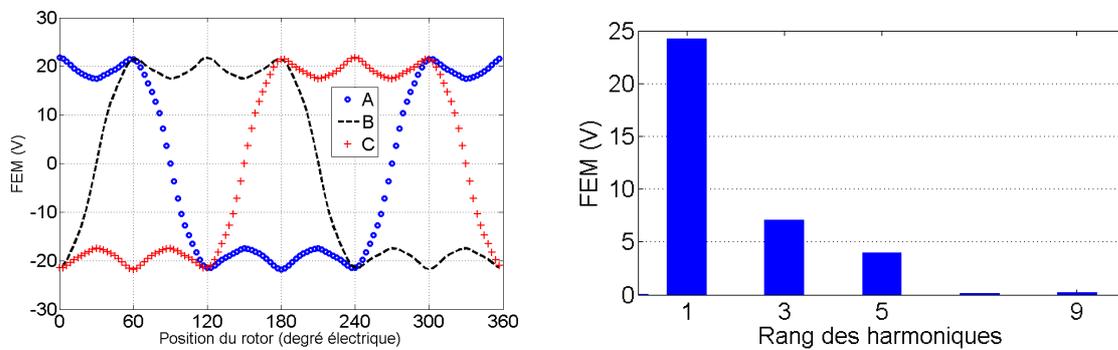


Figure 144: Allure et spectre harmonique des FEM par spire

Nous pouvons remarquer que les forces électromotrices induites dans le bobinage présentent une forme trapézoïdale et le THD correspondant est de 33%.

6.2.1.4.2 Analyse du couple électromagnétique

La Figure 145-(a) trace l'allure du couple électromagnétique obtenu lorsque les 3 phases sont alimentés par des courants sinusoïdaux en phase avec les FEM correspondantes tandis que la Figure 144-(b) montre le couple de détente de la machine.

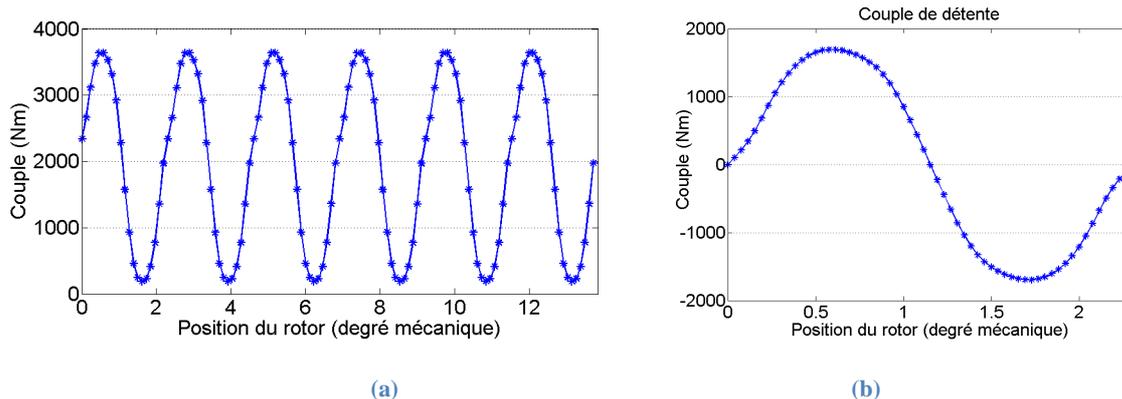


Figure 145: (a) Couple électromagnétique en fonction de la position avec les 3 phases alimentées. (b) Couple de détente en fonction de la position

La valeur moyenne et le taux d'ondulation de couple de la machine dimensionnée sont donnés dans le Tableau 39. Nous pouvons remarquer la présence d'importantes ondulations de couple du fait que d'une part le pas polaire est un entier multiple du pas dentaire et d'autre part à cause des larges ouvertures d'encoches (dents sans isthmes d'encoches).

Tableau 39: Valeur moyenne et taux d'ondulation du couple de la machine dimensionnée

Grandeur	Valeur
Couple moyen (Nm)	1954
Couple de détente crête à crête (Nm)	3386
Taux des ondulations de couple (%)	176
Couple massique (Nm/kg)	11.56
Couple volumique (Nm/m ³)	1.85 10 ⁴

6.2.2 Minimisation des ondulations de couple

La machine dimensionnée présente un niveau élevé d'ondulations de couple qui peut conduire à l'usure et à la fatigue mécanique de la machine. Pour cela, nous analyserons ci-dessous des méthodes de réduction de ces ondulations.

6.2.2.1 Action sur les paramètres géométriques de la machine (entrefer+ ouverture des aimants)

Comme détaillé dans la thèse de GASC [3], il est possible de réduire les ondulations de couple en agissant sur l'entrefer et sur l'ouverture angulaire des aimants. Nous avons ainsi tracé sur la Figure 146 l'évolution du couple moyen et des ondulations de couple en fonction de l'ouverture angulaire des aimants et pour différentes valeurs d'entrefer.

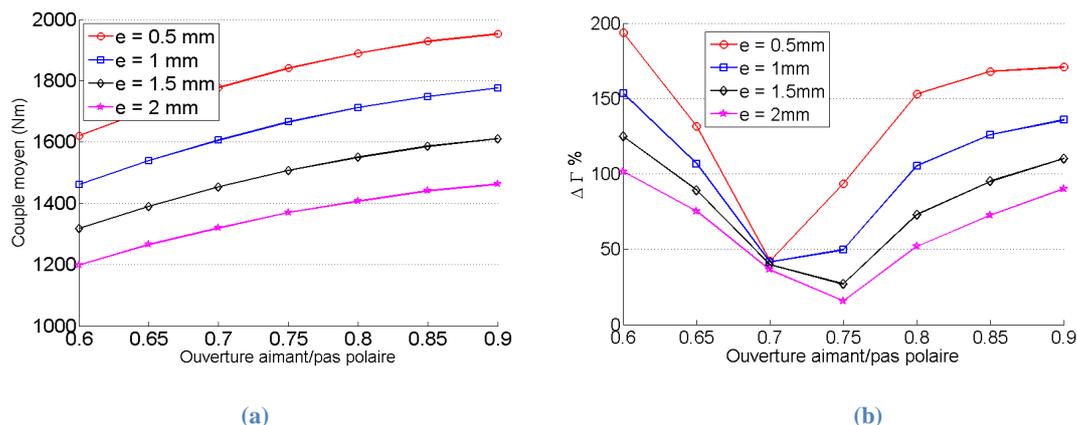


Figure 146: Evolution du : (a) Couple moyen, (b) taux d'ondulation en fonction de l'ouverture d'aimant avec l'entrefer comme paramètre

D'une manière générale, nous pouvons constater que plus l'épaisseur d'entrefer est élevée plus le taux d'ondulation du couple décroît. En effet, l'entrefer se comporte comme un filtre passe bas qui permet d'atténuer de manière significative les harmoniques de denture origine du couple de détente. En revanche, ceci s'effectue au dépend de la valeur moyenne du couple qui diminue drastiquement. Par ailleurs, nous pouvons remarquer qu'avec un choix judicieux du rapport ouverture aimant/pas polaire, le niveau des ondulations de couple peut être aussi fortement réduit. Par exemple pour un entrefer de 2mm et pour un rapport ouverture aimant/pas polaire de 0.75, le taux d'ondulation est réduit à un niveau d'environ 20%, cependant, le couple moyen baisse de plus de 35% ce qui est très grand. Pour cela, nous analyserons ci-dessous une autre méthode qui permet une forte minimisation des ondulations de couple pour seulement une dégradation de quelques pour cents du couple moyen.

6.2.2.2 Vrillage du stator ou du rotor

Une autre technique pour éliminer le couple de détente consiste à incliner les encoches d'un pas dentaire ou à incliner les aimants par blocs comme montré sur la Figure 147. Plus de détails sur ces méthodes peuvent être trouvées dans les références [3], [4]

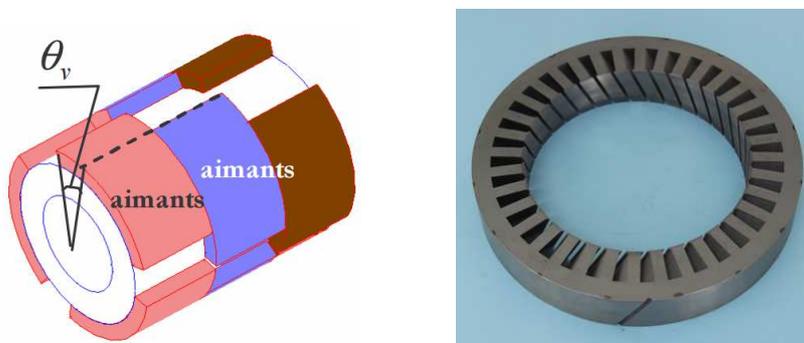


Figure 147: Inclinaison des aimants (à gauche) et vrillage statorique (à droite) [4], [5]

La Figure 148 trace l'allure instantanée du couple en fonction de la position rotorique lorsque les encoches statoriques sont droites et dans le cas où elles sont inclinées d'un pas dentaire.

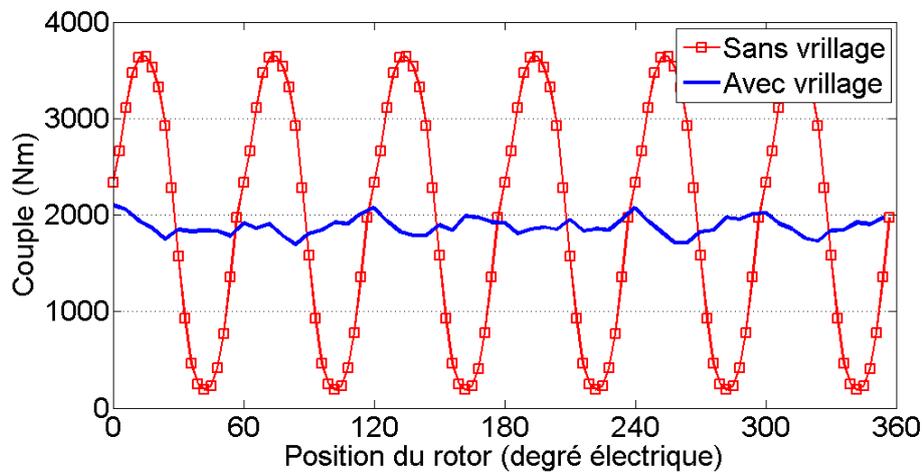


Figure 148: Evolution du couple en fonction de la position avec et sans vrillage du stator

Nous pouvons remarquer (voir Tableau 40) que l'utilisation du vrillage permet une réduction supérieure à 150% des ondulations de couple pour seulement une baisse inférieure à 4% du couple moyen. En revanche, l'inclinaison des encoches doit être réalisée de façon très précise, en effet, une faible erreur sur l'angle d'inclinaison, ou plus ou en moins, peut laisser subsister un couple de détente parasite qui rend l'opération inutile [3].

Tableau 40: Couple moyen et taux d'ondulation de couple avec et sans vrillage

	Sans vrillage	Avec vrillage
Couple moyen (Nm)	1955	1882
Taux d'ondulation du couple (%)	176	20

Pour obtenir le couple moyen de 2000 Nm exigé par le cahier des charges, nous augmenterons la longueur axiale de la machine de 6.2% ce qui donne une longueur de 396mm.

6.2.3 Evaluation du rendement de la machine

Le Tableau 41 donne les pertes et le rendement correspondant à la machine dimensionnée. Les pertes Joules sont calculées via un modèle analytique tel que présenté dans le chapitre 3 et les pertes fer et les pertes dans les aimants sont déterminées par éléments finis (voir aussi le chapitre 3). L'analyse des résultats obtenus nous montre que le rendement de la machine

dimensionnée est bien supérieur à la valeur minimale de 75% imposée par le cahier des charges.

Tableau 41: Pertes et rendement de la machine à 1 encoche/pôle/phase

Grandeur	Valeur
Fréquence (Hz)	21.66
Pertes Joules (W)	1230
Pertes dans les têtes de bobines (W)	166
Pertes fer au stator (W)	251
Pertes dues aux harmoniques d'espace dans les aimants (W)	0.38
Pertes dues aux harmoniques de denture dans les aimants (W)	31
Rendement (%)	85.7

6.2.4 Références

- [1] M. Machmoum, L. Moreau, M. Zaim, J. AZZOUZI, G. BARAKAT, N. TAKORABET, C. CHILLET, D. MATT, S. TAÏBI, A. TOUNZI, et others, « Comparaison de structures électromagnétiques pour des applications à faible vitesse et fort couple », *Revue internationale de génie électrique*, vol. 8, n° 2, p. 259–286, 2005.
- [2] D. Meeker, « Finite Element Method Magnetics (FEMM): A Free Magnetic Finite-Element Package for Windows », <http://www.femm.info>.
- [3] L. Gasc, « Conception d'un actionneur à aimants permanents à faibles ondulations de couple pour assistance de direction automobile : approches par la structure et par la commande », Thèse de doctorat, Toulouse, INPT, 2004.

- [4] R. Lateb, « Modélisation des machines asynchrones et synchrones à aimants avec prise en compte des harmoniques d'espace et de temps : application à la propulsion marine par POD », Thèse de doctorat, Vandoeuvre-les-Nancy, INPL, 2006.
- [5] « Foshan Zhi-Xing Industrial Development Co.,Ltd ». [En ligne]. Disponible sur: <http://www.zhi-xing.com>. [Consulté le: 14-oct-2015].

Thèse de Doctorat

Nassim BEKKA

Modélisation et optimisation d'actionneurs rotatifs fort couple pour systèmes embarqués

Modeling and optimization of high torque actuators dedicated to embedded systems

Résumé

Les machines synchrones à aimants avec bobinage fractionnaire concentré autour des dents sont des solutions très prometteuses pour les applications fort couple basse vitesse. Cette technologie de bobinage permet d'accroître la compacité de la machine tout en maintenant un coût de réalisation réduit. Néanmoins, elle présente des coefficients de bobinage relativement faibles ainsi qu'une force magnétomotrice (FMM) riche en harmoniques d'espace pouvant conduire à une augmentation des pertes dans les aimants et à un niveau non négligeable de bruit et de vibrations. Pour améliorer les performances de ces bobinages, deux nouvelles méthodes ont été proposées. La première, de type passive, agit sur les paramètres du bobinage tels que l'ouverture angulaire des bobines, le nombre de spires, la distribution des encoches dans le but d'accroître le coefficient de bobinage et de réduire le contenu harmonique de la FMM. La seconde, de type actif, utilise un système de deux bobinages décalés spatialement et alimentés par des courants déphasés de manière à ce que les deux bobinages produisent des FMM en phase pour l'harmonique créant le couple moyen et en opposition de phase pour les harmoniques indésirables. Ces méthodes ont été appliquées par la suite pour l'optimisation du bobinage d'une machine synchrone avec une combinaison de $12 \times n_{\text{base}}$ encoches / $10 \times n_{\text{base}}$ pôles (n_{base} est un nombre entier). Deux nouvelles configurations de bobinages sont ressorties de cette phase d'optimisation. Des machines synchrones portant ces bobinages optimisés ont été ensuite dimensionnées pour une application de 10 kW-50tr/min. L'analyse et la comparaison des performances de ces différents bobinages montrent que les méthodologies proposées permettent l'émergence de bobinages à meilleures performances.

Mots clés

Machines lentes, Bobinages fractionnaires concentrés autour des dents, Machines synchrones à aimants, Harmoniques d'espace, Optimisation.

Abstract

Permanent magnet machines with fractional slot concentrated windings are very suited in low speed high torque applications, thanks to their high torque density and low manufacturing costs. However, they are characterized by low fundamental winding factor and high content of magnetomotive force (MMF) space harmonics that can lead to undesirable effects, such as eddy current losses in the magnets, acoustic noise and vibration. To overcome these drawbacks, two novel methodologies for optimal design of fractional slot with concentrated windings have been proposed, passive and active methods. The passive method acts on the winding parameters (coil span, number of turns, slot distribution, etc.) to optimize the winding layout. The active method uses two identical windings shifted in space and fed by currents shifted in time in a manner that the MMF waveforms produced by the two windings will be in phase for the torque harmonic and in opposite phase for the undesirable harmonic ranks. These two methods have been applied to optimize the winding layout of the permanent magnet machine with a $12 \times n_{\text{base}}$ slots / $10 \times n_{\text{base}}$ poles (n_{base} is an integer number). Two new winding layouts were then obtained. Permanent magnet machines with the optimized windings are then designed for a 10 kW-50rpm application. The electromagnetic performances of the optimized windings are investigated and compared with conventional winding topology. It is found that the proposed approaches allow the emergence of new windings with higher performances.

Key Words

Low speed machines, Fractional slot with concentrated tooth windings, Permanent magnet synchronous Machines, Space harmonics, Optimization.