



**République Algérienne Démocratique et
Populaire**
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche
Scientifique
Ecole Nationale Polytechnique
Département d'Electrotechnique
Laboratoire de Recherche en Electrotechnique



Thèse de Doctorat en Sciences

Présentée par

Brahim LADGHEM CHIKOUCHE

Magister en Electrotechnique, ENP

Thème

PRE-DIMENSIONNEMENT DE MACHINES SYNCHRONES A ENTREFER LISSE ET A AIMANTS PERMANENTS MONTES SUR LA SURFACE ROTORIQUE

Soutenue publiquement le 25/10/2018 devant le jury composé de :

Président	Omar TOUHAMI	Professeur à l'ENP, Alger
Directeur de thèse	Rachid IBTIOUEN	Professeur à l'ENP, Alger
Co-directeur de thèse	Kamel BOUGHRARA	Professeur à l'ENP, Alger
Examineur	Yacine AMARA	Professeur à l'Université du Havre, France
Examineur	Larbi HADJOUT	Professeur à l'USTHB, Alger
Examineur	Youcef OUAZIR	Professeur à l'USTHB, Alger
Examineur	Redouane TAHMI	Professeur à l'ENP, Alger

ENP 2018

ملخص

يناول العمل الطروح في هذه المذكرة الى دراسة التصميم الامثل للآلات المتزامنة ذات المغنطيسي الدائم الموضوع على السطح الدوار وهذا من أجل تخفيف عزم الدوران الدائم وتموجات عزم الدوران المحرك. مجموعه من الدراسات والابحاث تم مناقشتها في هذه الأطروحة.

تعتمد المقاربات الحسابية المطبقة في هذه الأطروحة على معادلات ماكسويل في الإحداثيات القطبية وهذا من اجل تحديد توزيع المجال المغناطيسي في عدة مناطق الفعالة من الحرك. النهج الأول هو تحليل يتم وضعه للحساب الهندسي الدقيق للآلة في النظام الخطي. الطريقة الثانية تناولت تأثير التشبع المغناطيسي، فهي تجمع بين النموذج التحليلي الاول وشبكة المنافذ المغناطيسية.

تم مناقشة الشكل الأمثل للمغناطيس المحدب وتأثيره على كفاءة المحرك عن طريق تغيير ابعاده. هذا الشكل تم معالجته وتحسينه حيث تم من خلاله ايجاد نوعين اخرين ذو كفاءه عالية. هاذان النوعين يمكن استغلالهما عن طريق دراسة الابعاد الهندسية للمحرك.

نوعان اخرين جديان لشكل المغناطيس تم معالجته في موضع اخر من هذه المذكرة، مثل المغناطيس متعدد الطبقات وذو المغناطيسية الجيبية حيث تم وضع دراسة مقارنة مع المحركات ذات الكفاءات المنافسة المذكورة سابقا. صحة النماذج المدروسة تم مراجعتها باستعمال الطريقة العددية المسندة على العناصر المتناهية.

كلمات مفاتيح: المحركات المتزامنة، المغنطيسي الدائم، عزم التمسك، متعدد الطبقات، العناصر المتناهية.

ABSTRACT

This work deals with the modelling of permanent magnet synchronous machines in order to attenuate the cogging torque and torque ripple. Firstly, a state of the art of cogging torque and torque ripple minimization techniques in electrical machines is drawn up.

The first accurate linear analytical subdomain model for computation of magnetic field in surface-mounted permanent-magnet machines is presented in the second part of this work. It is derived by solving the field governing equations in each simple and regular subdomain, i.e., magnet, air-gap and stator slots. The second hybrid analytical modelling approach, based on a direct coupling of analytical solution of Maxwell's equations with reluctance networks is presented with the goal is to take into account the saturation effect. The third part of this work is interested to give an optimal sinusoidal permanent magnet shape by a parametric study. Two original configurations have been discovered where the choice between these ones depends on the geometric parameters such as the number of pair poles or the number of slots.

The results obtained with the developed models are compared with finite elements analysis ones and a good agreement between them are obtained.

Keywords : Synchronous Machines, Permanent Magnets, Cogging torque, Multi-layers, Finite elements.

RESUME

Ce travail porte sur le prédimensionnement des machines synchrones à aimants permanents montés sur la surface du rotor. L'objectif est de réduire le couple de détente et les ondulations du couple résultant.

Les approches de calcul, adoptées au niveau de notre étude, pour déterminer la distribution du champ magnétique au niveau des aimants, de l'entrefer et des encoches sont basées sur les équations de Maxwell. Une première approche analytique (sous domaines) est développée. Elle permet un calcul précis des paramètres géométriques de la machine en régime linéaire. Pour tenir compte de la saturation des matériaux ferromagnétiques, une deuxième approche est développée. Celle-ci fait appel au modèle analytique de la première approche et aux réseaux de perméances.

Le prédimensionnement de machines synchrones à aimants dits « biseautés » est effectué. Cette structure d'aimants est favorable à la réduction de l'amplitude du couple de détente. Deux configurations géométriques ont été retenues. Le choix de l'une par rapport à l'autre dépend des paramètres géométriques de la machine parmi lesquels le nombre de paires de pôles et le nombre d'encoches statoriques. Deux autres structures d'aimants (dites multicouches) montés à la surface du rotor de machines synchrones à entrefer lisse sont pré-dimensionnées. Leurs performances sont comparées avec celles obtenues par d'autres machines de structures similaires.

La validité des modèles développés est vérifiée en comparant les résultats obtenus avec ceux issus d'un logiciel basé sur la méthode des éléments finis.

Mots clés : Machines synchrones, Aimant permanents, Couple de détente, Multicouches, Éléments finis.

Remerciements

Ce travail a été effectué au laboratoire d'électrotechnique de l'Ecole Nationale Polytechnique à Alger. Je tiens à témoigner ma plus vive reconnaissance aux nombreuses personnes qui m'ont aidé pendant ces années, soit par leur collaboration, soit par leur amitié et leur soutien. Je voudrais, par ces quelques lignes, leur adresser ma plus sincère reconnaissance.

*Tout d'abord, je voudrais témoigner ma gratitude à mon directeur de thèse, Monsieur **Rachid IBTIOUEN**, Professeur à l'Ecole Nationale Polytechnique (Alger) et à mon co-directeur de thèse, Monsieur **Kamel BOUGHRARA**, Professeur à l'Ecole Nationale Polytechnique (Alger), qui m'ont chaleureusement accepté. Leurs conseils, leurs appuis et leurs enthousiasmes m'ont permis de bien mener la présente étude. Je suis extrêmement ravi d'avoir travaillé avec eux car, outre leur totale disponibilité, leur suivi et leurs critiques fondées m'ont permis d'avancer dans ma thèse.*

Mes remerciements aussi aux membres du jury qui étaient disposés à consacrer leur temps à la lecture et à la critique de ce travail.

*Je tiens à remercier très vivement Monsieur **Omar TOUHAMI**, Professeur à l'Ecole Nationale Polytechnique (Alger), de m'avoir fait l'honneur de présider le jury et pour ses remarques judicieuses.*

*Je suis très honoré de la participation au jury de Monsieur **Yacine AMARA**, Professeur à l'Université du Havre, France. Je tiens à le remercier profondément pour avoir bien voulu examiner ce mémoire. Mes remerciements aussi pour son aide, ses conseils et son soutien durant le stage que j'ai effectué au sein du Groupe de Recherche en Electrotechnique et Automatique GREAH de l'Université du Havre.*

*Je tiens également à exprimer ma profonde gratitude envers Monsieur **Larbi HADJOUT**, Professeur à l'USTHB, Monsieur **Youcef OUAZIR** Professeur à l'USTHB et Monsieur **Redouane TAHMI** Professeur à l'Ecole Nationale Polytechnique pour leur participation au jury et pour les nombreuses discussions scientifiques constructives.*

Mes vifs remerciements vont aussi à Monsieur le Directeur du laboratoire-GREAH Georges BRAKAT ainsi que son équipe pour leur précieuse aide.

Enfin, un grand remerciement aussi à tous ceux qui ont été à mes côtés et qui m'ont aidé et encouragé. Vous êtes tellement nombreux que vous citer tous seraient un très grand défi. Sachez toutefois que vous êtes tous dans mes pensées.

A mon père

A ma mère

A ma sœur et mon frère

*A ma femme et mes deux jumeaux
Meysa et Anes*

Sommaire

Introduction générale	12
Chapitre I : Généralités sur les machines à aimants permanents	
I.1. Introduction	14
I.2. Etude d'une machine synchrone à aimants permanents	14
I.3. Aspects généraux sur la conception des machines électriques	17
I.3.1. Choix de machines synchrones à aimants permanents	18
I.3.2. Enjeux de la conception optimale	19
I.3.2.1. Contraintes thermiques	20
I.3.2.2. Contraintes magnétiques	22
I.3.2.3. Contraintes mécaniques	23
I.3.2.4. Contraintes électroniques	26
I.3.2.5. Contraintes industrielles et économiques	26
I.4. Techniques d'amélioration des performances des machines synchrones à aimants permanents montés en surface	27
I.4.1. Type de bobinage	28
I.4.2. Aimantation de l'aimant	29
I.4.3. Ouverture et/ou inclinaison des aimants ou des encoches	30
I.4.4. Forme des dents	31
I.4.5. Nombre fractionnaire d'encoches par pôle	31
I.4.6. Forme et position des aimants	32
I. 5. Vérification des spécifications	33
6. Conclusion	33

Chapitre II - Modélisation analytique de la machine synchrone à aimants permanents montés à la surface du rotor

I.1. Introduction	34
II.2. Modèles d'aide au dimensionnement	35
II.3. Modélisation magnétostatique du type de structure de machine étudiée	37
II.3.1. Equations de Maxwell dans le cadre de la magnétostatique	38
II.3.2. Conditions aux limites	40
II.4. Définition du modèle de la machine synchrone à entrefer lisse à aimants biseautés montés sur la surface rotorique	40
II.4.1. Modélisation analytique par la résolution formelle des équations de Maxwell	41
II.4.1.1. Hypothèses adoptées	41
II.4.1.2. Solution du potentiel vecteur magnétique au niveau de l'entrefer ...	42
II.4.1.3. Solution du potentiel vecteur magnétique au niveau de l'encoche et de son isthme	44
II.4.1.4. Solution du potentiel vecteur magnétique au niveau de l'aimant	47
II.5. Calcul des constantes	49
II.6. Prise en compte de la saturation	51
II.6.1. Modélisation de la machine par la méthode hybride	51
II.6.2. Méthode de couplage	53
II.6.3. Identification de la matrice topologique [A] et du vecteur source [B]	53
II.7. Calcul du couple et de la FEM de la machine étudiée	55
II.7.1. Calcul du couple de détente	55
II.7.2. Expression de la force électromotrice	56
II.7.3. Expression du couple d'interaction	57
II.8. Validation par éléments finis	57
II.9. Conclusion	58

Chapitre III - Dimensionnement de la machine synchrone à entrefer lisse et à aimants permanents rotoriques biseautés

III.1. Introduction	59
III.2. Présentation de la structure de machine étudiée	59
III.2.1. Paramètres de la machine	59
III.3. Distributions des inductions dues aux aimants	60
III.4. Etude du couple de détente	65
III.5. Etude de la force électromotrice et du couple électromagnétique	69
III.5.1. Effet du nombre d'harmoniques sur les répartitions de la FEM et du couple électromagnétique Tem	74
III.5.2. Effet de l'épaisseur de l'aimant	76

III.5.3. Effet de l'ouverture de l'encoche	76
III.6. Etude en charge de la machine	77
III.7. Effet de la saturation	78
III.8. Conclusion	82
<i>Chapitre IV - Etude comparative entre les différentes structures de machines synchrones à aimants permanents à entrefer lisse étudiées</i>	
IV.1. Introduction	83
IV.2. Analyse de la structure multicouche	83
IV.3. Source du courant pour la machine	89
IV.4. Etude comparative avec d'autres structures similaires	91
IV.5. Conclusion	97
<i>Conclusion générale</i>	98
<i>Références bibliographiques</i>	100
<i>Annexe</i>	108

Liste des tableaux

Tableau I.1	Température maximale admissible par le moteur électrique	20
Tableau I.2	Exemples de propriétés mécaniques et physico-chimiques des aimants	22
Tableau II.1	Zones des machines étudiées	41
Tableau III.1	Caractéristiques du type de machines étudiées	60
Tableau III.2	Temps de calcul des inductions consommé par chaque méthode et chaque structure	63
Tableau III.3	Résultats analytiques. Cas : 1ère, 2ème et 3ème configuration de l'aimant de type SPM-M2A	71
Tableau III.4	Résultats analytiques. Cas de la 1ère, 2ème et 3ème configuration de l'aimant de type SPM-M2B	71
Tableau III.5	Résultats analytiques pour l'amplitude optimale du couple de détente	71
Tableau III.6	Résultats analytiques de la machine ayant SPM-M2 (A ou B) et RPM .	74
Tableau III.7	Résultats analytiques du couple électromagnétique pour différents nombres d'harmoniques	75
Tableau III.8	Temps de calcul des inductions consommé par chaque méthode	79
Tableau IV.1	Caractéristiques du type de machines étudiées	86
Tableau IV.2	Résultats analytiques du couple pour des machines à aimants multicouches	88
Tableau IV.3	Résultats analytiques de la machine RPM-M1 et RPM-M2 comparés	95

	à la machine de type SPM-M2A	
Tableau IV.4	Résultats analytiques de la machine RPM-M1 et RPM-M2 comparés à la machine de type SPM-M2B	95

Listes des figures

Figures I.1	Evolution des prix du Néodyme et du Samarium sur une décennie ..	15
Figure I.2	Contexte géopolitique autour des terres rares	15
Figure I.3	Différents types d'alimentations en fonction de la forme de la FEM générée	16
Figure I.4	Topologie simplifiée du moteur MSAP a) rotor externe, b) rotor interne	17
Figure I.5	Moteurs-roues à faible coût pour véhicules électriques et hybrides .	17
Figure I.6	Vie d'un produit industriel	18
Figure I.7	Organigramme général du processus de conception des machines électriques	19
Figure I.8	Modes de refroidissement des machines tournantes	21
Figure I.9	Excentricité (a) statique, (b) dynamique, (c) mixte	24
Figure I.10	Cellule de Taylor composée de deux tourbillons	26
Figure I.11	Couplage entre les différentes étapes de la conception	27
Figure I.12	Différents types de bobinages a) une couche, b) double couches	28
Figure I.13	Différentes configurations du bobinage	29
Figures I.14	Différents types d'aimantations pour une machine à aimants montés en surface	30
Figures I.15	Différentes géométries de l'encoche	30
Figure I.16	Différentes formes des dents	31
Figures I.17	Différentes formes des aimants	32
Figure II.1	Modèle de calcul direct et inverse de dimensionnement optimal	35
Figures II.2	Représentation de différents modèles de calcul	36
Figures II.3	Transformation d'un stator encoché en un stator lisse équivalent	36
Figure II.4	Modèles utilisés pour la conception des machines électriques	37
Figure II.5	Machine étudiée	40
Figure II.6	Zone de l'entrefer	42
Figure II.7	Transformation d'une encoche réelle en une forme équivalente	45
Figure II.8	Différentes formes géométriques de l'aimant rotorique : RPM (barreaux rectangulaires aimantés radialement) et SPM (forme biseautée à aimantation radiale)	47
Figure II.9	Division de l'aimant en N_c couches pour l'aimant rotorique biseauté	49
Figure II.10	Maillage basé sur la méthode des réseaux de perméances (sans source magnétique ou électrique)	52
Figure II.11	Élément de réluctance	52
Figure II.12	Couplage des deux méthodes au niveau du rayon interne du stator du côté de l'entrefer ($r = R_2$)	53
Figure II.13	Représentation de la zone d'intégration	56
Figures III.1	Représentation des éléments de la matrice [A] pour la machine de	61

	type a) RPM et celle de type b) SPM	
Figure III.2	Influence du nombre d'harmoniques sur le temps de calcul	61
Figures III.3	Distributions de l'induction a) radiale et b) tangentielle due aux aimants rotoriques ayant une forme géométrique de type RPM au milieu de l'entrefer pour $\beta = 81\%$	62
Figures III.4	Distributions de l'induction a) radiale et b) tangentielle due aux aimants rotoriques ayant une forme biseautée SPM au milieu de l'entrefer pour $\beta = 81\%$	62
Figure III.5	Maillage des différentes zones de la machine	63
Figure III.6	Spectre harmonique pour l'induction radiale de la machine pour les deux cas : RPM et SPM	64
Figures III.7	Influence des paramètres géométriques sur le spectre harmonique de l'induction radiale de la machine : a) RPM et b) SPM	64
Figures III.8	Lignes du champ magnétique créées par les aimants à vide pour les deux cas : a) RPM et b) SPM	64
Figure III.9	Lignes de champ magnétique créées par les aimants court-circuités au niveau de leurs extrémités	65
Figure III.10	Différentes étapes de configuration des aimants	66
Figure III.11	Représentation de la première et de la deuxième configuration de l'aimant	66
Figure III.12	Représentation de l'amplitude du couple de détente en fonction de l'ouverture de l'isthme d'encoche et du rapport arc polaire/pas polaire	67
Figure III.13	Variation de l'amplitude du couple de détente en fonction du rapport arc polaire/pas polaire (β)	67
Figure III.14	Variation de l'amplitude du couple de détente en fonction du rapport arc polaire/pas polaire (α)	68
Figure III.15	Constitution de la deuxième configuration de l'aimant SPM-M1	68
Figure III.16	Représentation de la troisième configuration de l'aimant : a) SPM-M2A et b) SPM-M2B	68
Figure III.17	Variation de l'amplitude du couple de détente en fonction du rapport arc polaire/pas polaire γ	69
Figure III.18	Variations de la force électromotrice pour différentes configurations de l'aimant	69
Figure III.19	Variations du couple électromagnétique pour différentes configurations de l'aimant	70
Figures III.20	Influences de l'amplitude du courant d'alimentation sur : a) la valeur moyenne du couple électromagnétique et b) les ondulations du couple total pour la machine $2p = 6, Qs = 36$	70
Figure III.21	Représentation des différentes étapes de configuration de l'aimant ainsi que l'amplitude du couple de détente optimale par la méthode analytique	72
Figures III.22	Distribution des lignes de champ magnétique créées par les aimants pour une machine ayant SPM-M2A $2p = 6, Qs = 36$ pour différentes positions de l'aimant par rapport aux encoches	73
Figures III.23	Distribution des lignes de champ magnétique créées par les aimants pour une machine ayant RPM $2p = 6, Qs = 36$ pour différentes positions de l'aimant par rapport aux encoches	73
Figures III.24	Effet du nombre d'harmoniques sur la forme de la FEM pour $2p =$	74

	6, $Q_s = 36$	
Figures III.25	Effet du nombre d'harmoniques sur la forme du couple électromagnétique Tem pour $2p = 6, Q_s = 36$	75
Figures III.26	Effet du nombre d'harmoniques sur les distributions des inductions créées par les aimants au milieu de l'entrefer	75
Figure III.27	Effet de l'épaisseur de l'aimant sur le couple électromagnétique moyen pour $2p = 6, Q_s = 36$	76
Figure III.28	Effet de l'ouverture de l'encoche sur l'amplitude du couple de détente pour $2p = 6, Q_s = 36$	76
Figures III.29	Distribution de la densité du courant (pas diamétral) au niveau des encoches	77
Figures III.30	Représentation de la forme de l'induction a) radiale et b) tangentielle due aux courants au milieu de l'entrefer pour un bobinage à une couche	77
Figures III.31	Représentation de la forme de l'induction a) radiale et b) tangentielle due aux courants au milieu de l'entrefer pour un bobinage à deux couches	78
Figure III.32	Représentation des éléments de la matrice [A] pour la machine à aimants de type SPM (23 couches, $2p = 6, Q_s = 36$) ($NL = 30, NC = 240$)	78
Figures III.33	Répartitions de l'induction a) radiale et b) tangentielle due aux aimants pour la machine de type SPM (23 couches, $2p = 6, Q_s = 36$) ($NL = 30, NC = 240$)	79
Figure III.34	Caractéristique B(H) du circuit magnétique de la machine étudiée ..	79
Figures III.35	Cartographié de la machine en a) linéaire et en b) saturation	80
Figures III.36	Répartitions de de l'induction a) radiale et b) tangentielle due aux aimants pour la structure SPM en régime linéaire (analytique) et saturé (éléments finis)	81
Figure III.37	Couple de détente en linéaire et en saturé pour la machine de type SPM	81
Figure III.38	Force électromotrice en linéaire et en saturé pour la machine de type SPM	81
Figures III.39	Répartitions de l'induction a) radiale et b) tangentielle due aux courants pour la structure SPM en régime linéaire (analytique) et saturé (éléments finis)	82
Figure IV.1	Structure de l'aimant multicouche	84
Figures IV.2	Passage de la structure monocouche à celle multicouches dans le cas d'une machine (3 couches, $2p = 6, Q_s = 36$)	84
Figure IV.3	Algorithme pour l'amélioration des performances de la structure de machine à aimants multicouches à la surface du rotor	85
Figures IV.4	Répartitions de différentes inductions pour a) aimant à une couche $\beta = 68\%$ et b) aimant à trois couches $\beta_{1,2,3} = 59,35,68\%$...	86
Figures IV.5	Couple de détente pour les trois structures de l'aimant possédant trois couches pour une machine ($2p = 6, Q_s = 36$)	87
Figures IV.6	Répartitions de : a) FEM et son b) sceptra harmonique et b) couple électromagnétique pour une machine possède trois couches ($2p = 6, Q_s = 36$)	89
Figure IV.7	Différentes formes d'ondes du courant électrique d'alimentation ...	90
Figures IV.8	Impact du la forme du courant électrique sur les ondulations du	90

	couple (aimant avec 6 couches)	
Figure IV.9	Différentes formes de l'aimant a) RPM-M1, b) RPM-M2	91
Figure IV.10	Exemple de la forme de l'aimantation possédant 7 niveaux pour la machine RPM-M2	91
Figure IV.11	Représentation de la forme de l'induction a) radiale et b) tangentielle due aux aimants au milieu de l'entrefer pour $\beta = 100\%$	92
Figure IV.12	Amplitude du couple de détente en fonction de l'ouverture de l'isthme d'encoche et du rapport arc polaire/pas polaire de la machine RPM-M1	93
Figure IV.13	Amplitude du couple de détente en fonction de l'ouverture de l'isthme d'encoche et du rapport arc polaire/pas polaire de la machine RPM-M2	94
Figure IV.14	Représentation de a) la force électromotrice et b) couple électromagnétique pour des valeurs optimales du rapport arc polaire/pas polaire (β) pour chaque structure	95
Figure IV.15	Résultats analytiques comparatifs du couple de détente pour différentes structures des aimants	96
Figure IV.16	Résultats analytiques comparatifs des ondulations du couple total pour différentes structures des aimants	96
Figure IV.17	Résultats analytiques comparatifs du couple volumique pour différentes structures des aimants	97

Introduction générale

L'introduction accrue des actionneurs synchrones à aimants permanents dans le domaine industriel, du transport ou même domestique a poussé les concepteurs de machines à améliorer ou à rénover des structures permettant de suivre les besoins et les exigences recherchées. Ces derniers peuvent concerner plusieurs domaines tels que le magnétisme, la mécanique, la thermique, l'électronique et l'aspect économique. Néanmoins, le machiniste doit être à même de prendre en compte les contraintes inhérentes qui peuvent être d'ordre mécanique (résistance, déformation due à la vitesse de rotation, vibrations), d'ordre thermique (démagnétisation des aimants, échauffement du bobinage) ou encore liées à l'électronique.

Une machine à aimants peut trouver une place intéressante par rapport aux autres machines disponibles dans l'industrie en raison de ses multiples avantages dans les applications industrielles. L'élément déclencheur du travail présenté provient d'une problématique qui nous a été soumise qui porte sur la réduction des vibrations dues aux ondulations du couple de la machine par action sur la forme de l'aimant et le sens de l'aimantation. Nous ciblons dans ce manuscrit cette démarche en cherchant à effectuer un dimensionnement classique des aimants sous des contraintes fixées.

Le manuscrit s'articule autour de quatre chapitres. Au niveau du premier, on effectue une revue générale de certains travaux scientifiques relatifs aux enjeux de la conception optimale des machines synchrones à aimants permanents et à une description des contraintes imposées par le cahier des charges, l'architecture de la machine ainsi que son alimentation.

L'exploitation des outils, permettant l'aide à la modélisation et à la conception des machines électriques, a actuellement atteint un haut niveau de maturité. Aujourd'hui, les méthodes de calcul disponibles sont de trois types : analytique, semi-analytique et numérique [DUE09, ZWX10, BID12, WZS12, ZBL06, BLI09, BZI09, BIZ10]. Ces trois méthodes sont exploitées selon le niveau de la précision recherchée. Dans le deuxième chapitre, un modèle analytique de dimensionnement est développé avec les détails nécessaires. Ce modèle est basé sur les équations de Maxwell en coordonnées polaires. Le principe consiste à diviser la machine en plusieurs domaines où chacun d'eux a sa propre formulation. La résolution finale dépend de la géométrie de la machine. La linéarité du modèle dans la première partie sous des contraintes fixes, est exigée afin d'accélérer le calcul. Le modèle non-linéaire est proposé et résolu par une

autre méthode dite hybride développée par le Groupe de Recherche en Electrotechnique et Automatique GREAH du Havre [YMG15, SAY15, SAG16].

La première forme biseautée de l'aimant, présentée dans ce manuscrit de thèse, est connue. Elle est utilisée dans les machines pour fournir d'excellentes performances contrairement à la forme classique [JPC11, LKL11, CSK12, WZO14, WZH14]. Elle est traitée analytiquement dans le second chapitre Il s'avère que la forme classique à aimantation radiale est un moyen indispensable pour aboutir à la forme biseautée.

Le troisième chapitre s'appuie sur le dimensionnement de la machine proposée dans le deuxième chapitre en linéaire et en saturation. Nous commençons par calculer la distribution des inductions magnétiques au milieu de l'entrefer pour ensuite déterminer le couple de détente. La forme finale de l'aimant est fonction de l'amplitude minimale de ce couple de détente.

Le quatrième chapitre est consacré à l'étude comparative des structures dimensionnées dans ce manuscrit de thèse. L'idée de la modélisation des aimants, tel que citée au troisième chapitre pour dimensionner des aimants biseautés, est exploitée afin d'aboutir à une autre structure dite multicouches. Le développement de cette dernière structure est conditionné par un nombre réduit de couches pour que les épaisseurs restent réalisables. D'autres structures similaires de machines synchrones à entrefer lisse et à aimants permanents montés en surface sont aussi proposées au niveau de ce dernier chapitre afin d'effectuer une étude comparative par rapport à celles abordées aux chapitres précédents.

Nous terminons ce manuscrit de thèse par une conclusion générale décrivant le travail de recherche effectué et par quelques perspectives.

Chapitre I

Généralités sur les machines à aimants permanents

I.1. Introduction

De par ses performances accrues, une machine synchrone à aimants permanents est actuellement le moteur à succès dans un monde industriel où les exigences sont toujours plus élevées. L'objectif de ce chapitre est de présenter différents éléments pour la conception optimale de ce genre de machines. Il existe de nombreuses références abordant une partie de ce travail, parmi lesquelles, celles traitant des aspects techniques et celles traitant des aspects économiques sachant que ces deux aspects sont liés.

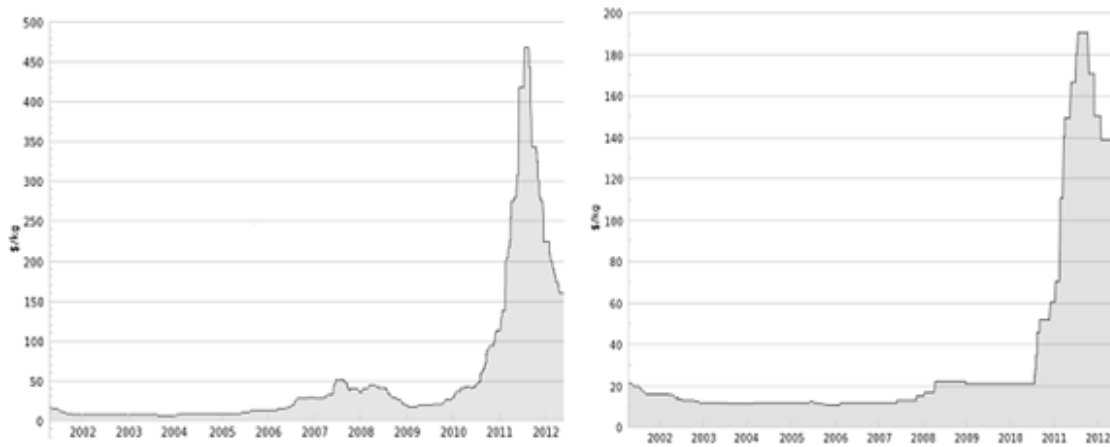
I.2. Etude d'une machine synchrone à aimants permanents

Au niveau des entraînements à vitesse variable, la machine à courant continu est restée longtemps la plus utilisée. Cette situation revenait à la souplesse de sa commande avec un couple qui est pratiquement proportionnel au courant d'induit. Néanmoins, son coût reste relativement élevé et le système balais-collecteur, qui nécessite un entretien régulier, impose une limite à la densité de ce courant d'induit ainsi qu'à la vitesse de rotation.

Grâce à ses performances, le moteur synchrone à aimants permanents rencontre un succès. L'amélioration sensible des performances des aimants modernes a été un des facteurs déterminants dans ce succès au niveau des entraînements à hautes performances et dans les servomécanismes. L'excitation de ce type de moteur se fait généralement au niveau du corps interne qui est le rotor par des aimants permanents. Afin de la protéger contre le risque de démagnétisation, ce type de machine demande un système de protection contre la température excessive, les vibrations et le champ inverse.

Les machines synchrones à aimants permanents (MSAP) ont été donc essentiellement développées depuis l'introduction de nouveaux aimants NdFeB (fin 1983 [MSN83]) (Figs I.1 et I.2). Les MSAP ont été de plus en plus utilisées dans différentes applications en raison de leurs nombreux avantages notamment un haut rendement, une bonne compacité, un couple élevé, de bonnes conditions de transfert thermique et un contrôle relativement simple. Ce type de machines peut convenir pour des applications exigeant une densité de puissance et un rendement élevé (traction, éoliennes, hydroliennes etc.).

Les machines synchrones peuvent être des machines à aimants permanents (MSAP), des Brushless DC Machines (BDCM) ou des Moteurs Pas à Pas (MPP). On peut les différencier en fonction de la forme des courants traversant le bobinage statorique qui peut être sinusoïdale ou non-sinusoïdale.



(a) Cours du Néodyme

(b) Cours du Samarium

Figures I.1. Evolution des prix du Néodyme et du Samarium sur une décennie [NBR12]

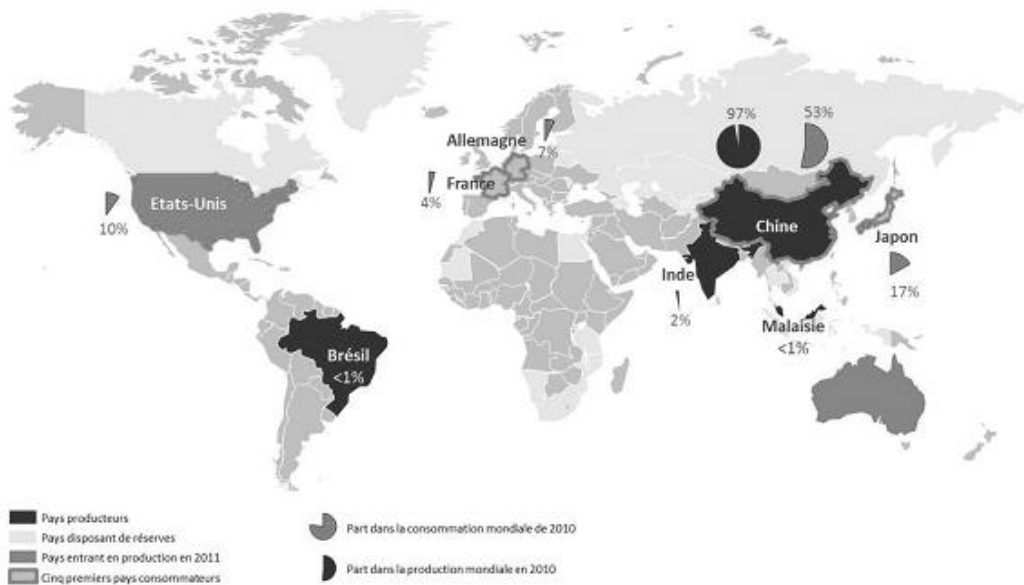
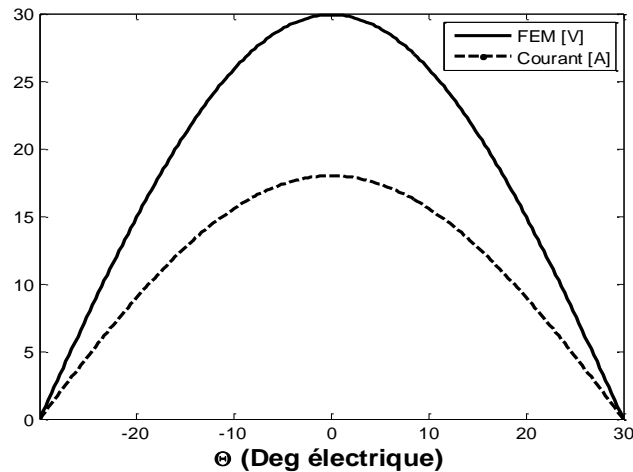


Figure I.2. Contexte géopolitique autour des terres rares [NBR12]

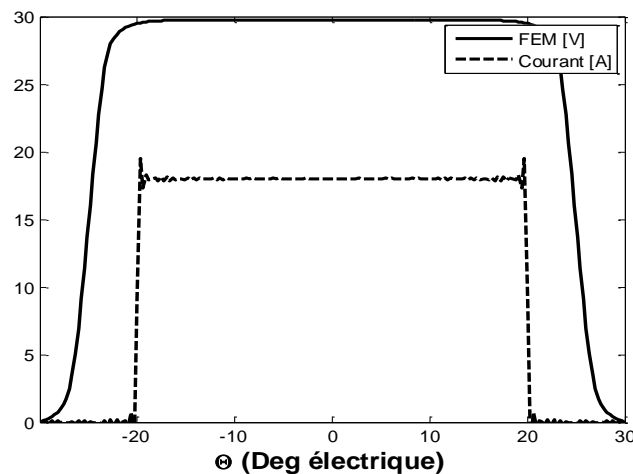
Les machines à aimants parcourues par des courants sinusoïdaux sont les MSAP (Fig. I.3.a). Cette stratégie d'alimentation permet d'adapter l'alimentation avec une répartition quasi-sinusoïdale du flux dans l'entrefer et ainsi d'obtenir de meilleures performances. Le point faible de ces machines est le coût et la complexité de l'électronique (commande et puissance) inhérente à ces machines. En effet, pour fonctionner à vitesse variable, les MSAP sont alimentées par des onduleurs qui permettent de faire circuler dans la machine des courants à fréquence variable. Toutefois, pour éviter que le moteur ne décroche, l'onduleur doit tenir compte de la position du rotor. Cette estimation de la position est fréquemment réalisée au moyen d'un resolver [NBR12].

Les machines à aimants de type Brushless (Fig. I.3.b) et MPP à aimants présentent des performances moins bonnes. Leur principal avantage est la simplicité de

l'électronique de puissance et de commande qui réduit le prix de l'ensemble convertisseur-machine. Les machines à courant continu (MCC) à aimants sont bien alimentées en continu tandis que les machines Brushless sont alimentées par des signaux en formes de créneaux ou de trapèzes. Les MPP se différencient des machines Brushless au niveau de la commande. Malgré de faibles performances, elles sont également utilisées car elles jouissent d'un faible coût et d'un fonctionnement relativement simple [NBR12].



(a)



(b)

Figure I.3. Différents types d'alimentation en courant en fonction de la forme de la FEM générée

Les rotors des machines synchrones peuvent être internes (Fig. I.4.b) ou externes (Fig. I.4.a). Dans la configuration à flux radial, les machines à rotors internes sont des machines classiques. Les machines à rotor externe sont couramment employées en moteur dans le domaine de la traction électrique où on les désigne par le terme de «moteurs roues» (Fig. I.5).

Actuellement, les coûts de plus en plus élevés des carburants et leurs impacts néfastes sur l'environnement remettent les moteurs-roues au goût du jour. Dans les applications automobiles, cette solution présente l'avantage de libérer de l'espace à l'intérieur du véhicule. Non seulement le moteur s'insère dans un espace libre, mais cela permet d'éliminer plusieurs éléments et liaisons mécaniques : l'arbre de transmission, la

boîte de vitesses, le différentiel etc. Il suffit d'appuyer sur l'accélérateur qui envoie un signal électrique pour augmenter le couple au niveau de la roue.

Les machines à rotor intérieur sont faciles à réaliser et possèdent une bonne évacuation des pertes statoriques car le stator se trouve en périphérie. En effet, il y a généralement peu de pertes au rotor du fait de l'utilisation d'aimants permanents.

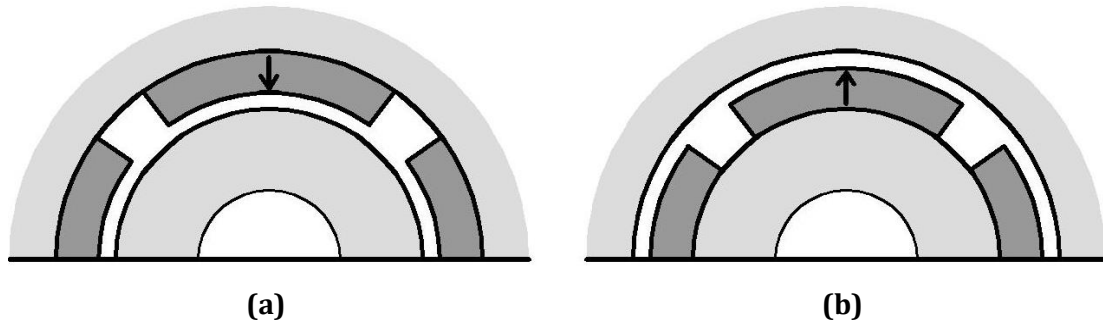


Figure I.4. Topologies simplifiées du moteur MSAP a) rotor externe, b) rotor interne



Figure I.5. Moteurs-roues pour véhicules électriques et hybrides [ELA]

I.3. Aspects généraux sur la conception des machines électriques

Les progrès technologiques dans le domaine des entraînements à vitesse variable exigent d'excellentes performances pour une application donnée. Ainsi, il faut concevoir l'ensemble de l'entraînement en tenant compte des différents points de fonctionnement (couple-vitesse) et des cycles d'opération pour maximiser le rendement et optimiser l'efficacité énergétique.

Le début de la vie d'un produit, c'est le recensement d'un besoin par les actions commerciales menées par l'entreprise. Une étude de marché peut faire apparaître une évolution du besoin que les produits du moment ne peuvent prendre en compte. Ce besoin peut aussi être mis en évidence par les utilisateurs au cours d'opérations de maintenance ou de démarchage commercial. La satisfaction de ce besoin nouveau se traduit ensuite par la définition d'un cahier des charges constitué par un ensemble de spécifications qui doivent être satisfaites par le produit adéquat qui peut être un

nouveau produit ou l'adaptation du produit existant. A partir de ces spécifications et de l'expérience de l'entreprise, un certain nombre d'hypothèses conduisent au choix d'une structure de principe qui permet de définir les grandes lignes d'un avant-projet qui serait à la base du travail de conception (Fig. I.6).

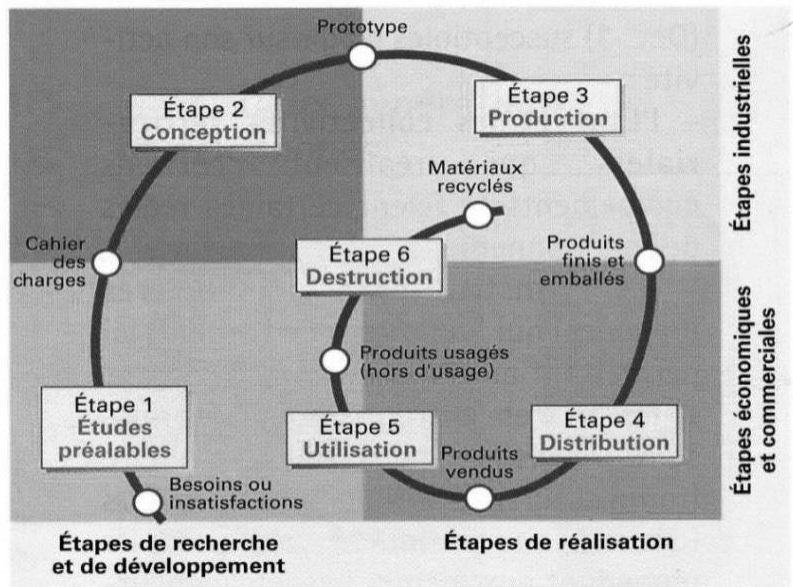


Figure I.6. Vie d'un produit industriel [HHR05]

La conception d'actionneurs électromécaniques dépend de nombreux paramètres. Le but du concepteur est de trouver une solution qui va satisfaire le cahier des charges. Cette solution repose donc sur des caractères principalement subjectifs en ce qui concerne le choix de la structure de l'actionneur ou des matériaux le constituant. Le concepteur devra en effet choisir une structure préexistante ou s'orienter vers un nouveau type d'actionneur. Si l'application visée est comparable à une ou plusieurs autres déjà développées, dans ce cas, le concepteur s'orientera naturellement vers les structures de solutions antérieures. Il peut y avoir des choix à faire quant à la topologie ou aux matériaux à utiliser mais l'expert dispose de résultats antérieurs permettant de le guider. En fonction des objectifs technico-économiques, la machine peut prendre des structures très différentes. La conception de moteurs est effectuée à l'aide de modèles analytiques incluant différents domaines de la physique comme le domaine électrique, magnétique et mécanique concernant la modélisation multiphysique faible qui est couramment utilisée par les électrotechniciens.

Avant tout, il est primordial d'exprimer clairement le besoin fonctionnel initial. Le but de la procédure est de fournir la meilleure solution au problème initial. Il est donc très important d'effectuer une analyse aussi fine que possible afin d'aboutir au produit final désiré.

I.3.1. Choix de machines synchrones à aimants permanents

Le choix de la machine consiste à bien définir la structure adaptée et apte à satisfaire les exigences définies dans le cahier de charges qui comprend généralement les performances à réaliser et les contraintes à respecter. Cette étape exige de la créativité et/ou de l'expérience. En effet, généralement on fait appel à l'expérience ou on agit par similitude avec d'autres applications plus ou moins proches et déjà traitées [ESP99].

Une fois la structure choisie selon la première étape (Fig. I.7), il s'agit dans la deuxième étape de déterminer les paramètres géométriques satisfaisant les performances et respectant les contraintes préalablement définies par le cahier de charges. Autrement dit, il s'agit de l'opération inverse de la modélisation où l'on donne les performances d'un système à partir de ses caractéristiques géométriques et physiques [HAD06, JUL07]. Pour dimensionner une machine électrique, il est question de la modéliser puis de développer ou de disposer d'une méthodologie pour réaliser l'inversion du modèle en question. A la fin de cette étape, un choix définitif pourra être réalisé à partir des résultats de dimensionnement des différentes structures.

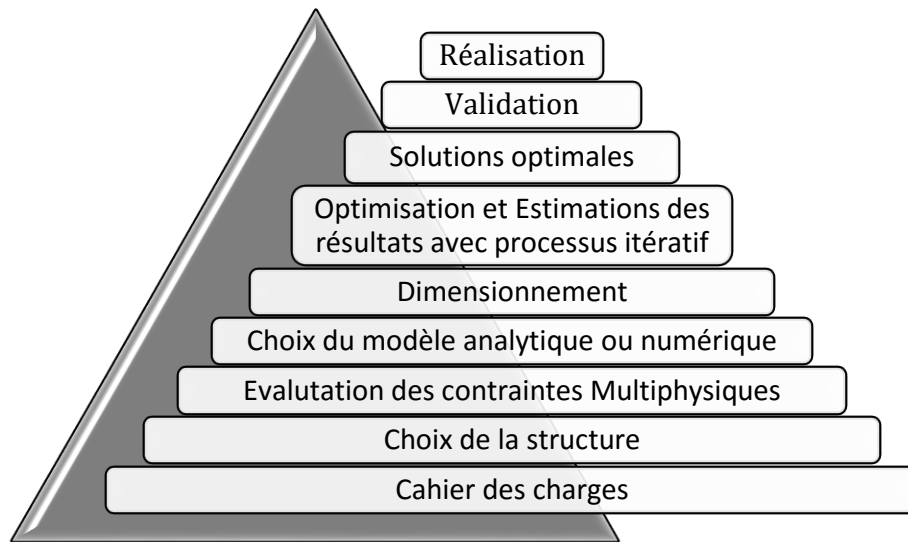


Figure I.7. Organigramme général du processus de conception des machines électriques

De nombreux auteurs [LJW04, MMB09, PCK15] ont montré que le dimensionnement des machines électriques est équivalent à un problème d'optimisation non linéaire sous contraintes. Evidemment, l'existence d'une solution n'est pas toujours garantie surtout si le cahier de charges est trop contraignant ou si la structure choisie n'est pas bien adaptée à ce cahier de charges. Dans le cas contraire, plusieurs solutions se présentent ce qui correspond à un cahier de charges réalisable. Dans ce cas, il s'agit de tirer ces solutions et trier la meilleure en se basant sur un ou plusieurs critères [NKA13].

I.3.2. Enjeux de la conception optimale

La conception des moteurs à aimants permanents n'est pas une tâche simple. Sur un plan plus général, comme nous l'avons déjà mentionné, la conception du moteur nécessite la connaissance du magnétisme, de l'électricité, de la mécanique, de la thermodynamique, de l'électronique, de l'acoustique et des sciences des matériaux. Sur un plan plus spécifique, il est demandé une connaissance des exigences de performance et des contraintes imposées par les applications du moteur prévu. Compte tenu de cet ensemble de connaissances, la conception du moteur consiste à trouver une solution optimale à moindre coût.

De nouveaux concepts peuvent voir le jour par le biais de création de nouvelles géométries et/ou d'intégration de nouveaux types de matériaux. L'offre des matériaux disponibles est en croissance constante et il serait quasiment impossible d'être exhaustif [HIL17]. La décision finale du choix du concept et de la structure qui va être induite par

un travail d'étude et de comparaison des possibilités offertes qui consistent, en fait, à un vrai travail de prédimensionnement. Au terme de cette procédure, le concepteur dispose de tout ce qui est nécessaire pour résoudre le problème bien énoncé : un cahier des charges clair et précis comportant les fonctions à réaliser et la technologie utilisée pour y répondre. Avant de donner une structure optimale de telle machine électrique, il faudra bien connaître les contraintes rencontrées que ce soit en terme physique ou même économique.

I.3.2.1. Contraintes thermiques

Le couple maximum que peut fournir un moteur dépend essentiellement de la capacité de refroidissement du système et de sa tolérance à la chaleur [MUL05, FLO13]. Les études menées sur les causes de défaillances dans les machines électriques montrent que la plupart de défauts sont liés à une rupture d'un élément de l'isolation statorique à cause des pertes Joule qui constituent une des sources principales d'échauffement [JUL15]. Selon les types d'alimentation des machines électriques, les pertes cuivre peuvent comprendre plusieurs sources. Par exemple, dans les machines synchrones à double excitation, elles se situent dans les bobinages d'induit ainsi que dans les bobinages d'excitation alors que dans les MSAP, elles ne se situent que dans les bobinages d'induit.

D'un point de vue technologique, le choix de la classe d'isolation du bobinage reste donc un des premiers éléments déterminants de la conception. Les techniques permettant d'améliorer la résistance à la chaleur (classe de température des systèmes isolants (Tableau I.1)) ou permettant d'améliorer la conductivité thermique de l'ensemble sont multiples [GGG14].

Température ambiante 40°C + température d'échauffement						
Classe d'isolation	A	E	B	F	H	C
Température limite du bobinage	105°C	115°C	130°C	155°C	180°C	Plus de 180

Tableau I.1. Température maximale admissible par le moteur électrique [SCH]

La dégradation des isolants dans les enroulements peut provoquer des courts-circuits. En effet, les différentes pertes (Joule, fer, mécanique, etc.) engendrent une augmentation de la température des différents constituants du moteur. Les différentes causes pour ce type de défaut sont [BVA09] :

- Dégradation de l'isolant.
- Tension de l'enroulement supérieure à la limite du matériau d'isolation.
- Courant élevé dans l'enroulement dû à un court-circuit, un défaut du convertisseur, une surcharge.
- Vibrations mécaniques.
- Vieillesse naturelle des isolants. Tous les matériaux isolants ont une durée de vie limitée. Même dans une utilisation normale, l'isolant finit naturellement par se dégrader.
- Fonctionnement dans un environnement sévère.

Lorsqu'un défaut de l'isolant se crée sur une spire, le courant de défaut circule entre le cuivre de cette spire et la tôle du stator (défaut phase - masse). Il peut aussi circuler entre deux spires d'une même phase si l'isolant qui les sépare est détérioré (défaut entre-spires). Dans le cas des bobinages à deux couches, une même encoche peut

contenir des conducteurs de deux phases différentes. La détérioration simultanée dans une même zone des isolants de ces deux bobines provoque un contact électrique entre deux spires de deux phases différentes (défaut phase-phase). Ce type de défaut peut aussi exister dans les bobinages à une couche au niveau des têtes de bobines où les conducteurs de deux phases différentes peuvent entrer en contact. La topologie du circuit électrique est ainsi influencée par ces défauts.

Pour le refroidissement, la méthode la plus performante pour les conducteurs consiste à faire passer un liquide ou un système de pulvérisation d'huile à l'intérieur de ceux-ci. Cependant, ce type de refroidissement direct est d'une part trop chère pour des machines de moins de 200 kW et augmente d'autre part le diamètre extérieur du stator. Le refroidissement du stator dans le cas des machines hautes vitesses se fait par de l'air, par de l'eau ou par de l'huile ou avec un liquide spécial. Soulignons qu'en général, la machine encochée dissipe mieux les pertes au niveau du rotor en comparaison avec la machine sans encoches. En effet, la machine encochée bénéficie d'un coefficient thermique meilleur grâce aux dents en fer [COU08].

Pour renforcer le refroidissement du rotor, il est conseillé d'installer des canaux ou des ventilateurs au rotor (Fig. I.8). Cependant, ceci va forcément augmenter le prix de la machine. De plus, la fiabilité de la machine sera diminuée. Pour diminuer les inconvénients d'une machine à aimants permanents au rotor, des machinistes ont pensé à déplacer les aimants du rotor au stator. Ainsi les performances mécaniques et thermiques peuvent être améliorées tout en gardant une haute densité du couple de la machine à aimants permanents. De plus, le refroidissement des aimants se trouvant au niveau du stator est plus facile car ceux-ci sont proches du système de refroidissement externe. Ainsi, la chaleur produite dans les aimants peut être évacuée sans traverser l'entrefer. Il est donc plus facile de limiter l'augmentation de la température dans les aimants par rapport aux machines à aimants permanents au rotor.

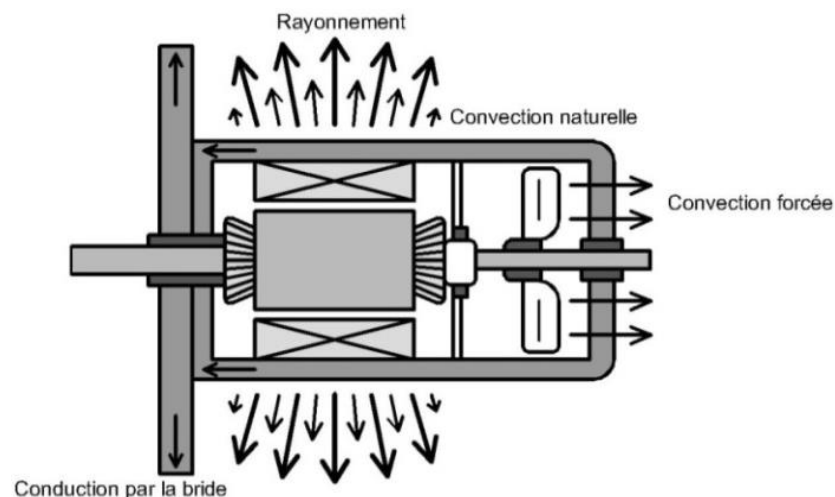


Figure I.8. Modes de refroidissement des machines tournantes [YVE99]

On distingue trois sortes de transfert de chaleur : par conduction, par convection et par radiation.

- La première est l'échange de chaleur entre deux régions immobiles.
- La deuxième représente l'échange de chaleur entre une paroi et un fluide en mouvement où ce transfert est très important pour le calcul de la température à la surface extérieure.

- La troisième est dans les applications électromécaniques comme les machines électriques en raison de l'étroite plage de température (inférieure à 100°C). Le transfert de chaleur par radiation (rayonnement) n'est pas souvent un mode de transfert aussi important que le transfert par convection ou par conduction à cause de la température qui généralement ne dépasse pas 100°C [YBE99, JNE08].

I.3.2.2. Contraintes magnétiques

La limite magnétique associée à la démagnétisation des aimants impose une valeur maximum du courant statorique et donc un couple maximum générateur d'une réaction d'induit démagnétisante. Cette limite magnétique est plus faible pour des aimants à faible polarisation rémanente (ferrite) en comparaison aux aimants de types NdFeB ou SmCo. Dans la machine sans encoches, la réaction du courant sur le champ dans l'entrefer est assez faible et sans danger pour les aimants. Dans la machine avec encoches, une forte réaction de l'induction dans l'entrefer due aux courants montre que le risque de démagnétisation est plus important. Le Tableau (I.2) montre quelques paramètres importants des aimants permanents.

Type d'aimant	$B_{r\max}$ [T]	$H_{cB\max}$ [kA/m]	BH_{\max} [kJ/m ³]	T_{\max} [C°]	T_{\max} de Curie [C°]	Résistance à la corrosion	Points positifs	Points négatifs
Ferrite	0.43	280	30	250	450	Bonne	Faible coût, bonne tenue en température	Faible puissance magnétique
Alnico	1.35	140	88	550	550	Moyenne	Faible coût, haute tenue en température	Démagnétisable par un champ externe fort
SmCo	1.08	851	255	350	800	Médiocre	Puissant, bonne tenue en température	Fragile, coût élevé
NdFeB	1.48	1033	422	230	350	Médiocre	Le plus puissant	Fragile, coût élevé

Tableau I.2. Exemples de propriétés mécaniques et physico-chimiques des aimants [ARN]

Une des problématiques importantes des actionneurs associés avec les aimants permanents est la désaimantation ou la démagnétisation. La désaimantation pour les machines à aimants est liée aux pertes liées au rotor et à l'échauffement des aimants. Cette désaimantation est accentuée par un niveau élevé du champ externe fort. Selon le degré de la température, on distingue trois types de pertes : réversibles, irréversibles et permanentes [SUP].

1. Pertes réversibles

- Plage de température : légèrement au-dessus de la température d'utilisation maximale
- L'aimant est seulement moins magnétique tant qu'il est chaud.
- Lorsqu'il refroidit, il retrouve sa force magnétique initiale.
- Peu importe le nombre de fois qu'il a été chauffé et refroidi.

2. Pertes irréversibles

- Plage de température : nettement au-dessus de la température d'utilisation maximale
- L'aimant est plus faible de manière permanente même après avoir été refroidi.
- Si l'on chauffe l'aimant plusieurs fois à la même température, les pertes irréversibles n'augmenteront pas pour autant.

- A l'aide d'un champ magnétique extérieur assez puissant, un aimant ayant subi une perte de magnétisation irréversible pourra retrouver sa force initiale.
3. Pertes permanentes : Avec des températures se situant autour du point de Curie, la structure des aimants permanents commence à se modifier de manière permanente. Une nouvelle magnétisation n'est plus possible.

Lors du démarrage ou du fonctionnement en régime de défaut, le courant d'alimentation des machines électriques tournantes peut être important. Les aimants permanents doivent alors pouvoir supporter le champ de réaction d'induit correspondant. En pratique, chaque concepteur a donc besoin de savoir jusqu'à quelle valeur limite du champ démagnétisant il peut opérer pour un matériau donné.

Les pertes fer dans les machines électriques, spécialement dans les machines à aimants permanents, font l'objet de plusieurs études. Selon les types de machines, elles peuvent se situer uniquement dans les tôles magnétiques et/ou dans les aimants permanents. Les pertes fer dépendent directement du niveau de saturation et des fréquences d'alimentation. Un compromis est donc à faire puisque pour une géométrie de machine imposée, la diminution du nombre de paires de pôles tend à augmenter l'état de saturation de la culasse mais elle diminue par là même la fréquence. A l'inverse, l'augmentation du nombre de paires de pôles permet de réduire l'induction au stator mais augmente la fréquence. Les besoins de modèles précis et efficaces, pour répondre à des enjeux de plus en plus complexes du système électrique, sont nécessaires. C'est pourquoi, plusieurs modèles de pertes fer ont été développés. Particulièrement, le modèle classique le plus connu qui est le modèle développé par Bertotti [**BER88**]. Il est devenu une référence pour développer des modèles plus détaillés de pertes fer [**NPH11**]. Pour cela, il ajoute une partie des pertes excédentaires tenant compte de celles en fonction de la densité de flux et de la fréquence qui sont différentes par rapport aux pertes par hystérésis et aux pertes par courants de Foucault. En effet, en se basant sur le modèle de Bertotti, plusieurs auteurs ont développé des modèles de pertes appliqués aux machines électriques, notamment pour les machines à aimants permanents en tenant compte des variations non-sinusoïdales de la densité de flux. Parmi les modèles développés, nous pouvons les classer en deux groupes :

- l'un qui sépare les pertes fer en deux parties : pertes par hystérésis et par courants de Foucault [**JSS03, CGR03, KYY06, DHT10**],
- l'autre qui les sépare en trois parties : pertes par hystérésis, pertes par courants de Foucault et pertes excédentaires [**JKJ08, XJA11**].

1.3.2.3. Contraintes mécaniques

Les différentes pertes mécaniques prennent en compte tous les frottements dus à la rotation de la partie tournante de la machine. Les contraintes maximales tangentielles à l'intérieur du rotor doivent être prises en compte pour accepter les vitesses et les survitesses qui peuvent être produites.

La présence des aimants au rotor nécessite une construction complexe. Lorsque les aimants sont déposés en surface, les forces centrifuges s'appliquent directement sur les aimants risquant leur décollement. La frette est un élément indispensable dans les machines à aimants déposés en surface, notamment pour les applications à hautes vitesses (plusieurs milliers de tr/min) par exemple les compresseurs, les pompes, les machines-outils etc. En effet, la frette est utilisée afin d'augmenter la tenue mécanique et

éviter les conséquences graves suite au décollage des aimants (dû à la force centrifuge importante). Ainsi, la technique de frettage consiste à couvrir le rotor d'un élément, généralement de forme cylindrique, fabriqué à base d'un matériau amagnétique métallique (Titane, Inconel718) ou composite (frette composite : fibre de verre, fibre de Carbone). L'avantage des frettes composites non-conductrices est qu'elles limitent la circulation des courants induits et par conséquent diminuent les pertes Joule associées [CHO06, GEE12]. Néanmoins le comportement thermique de ce type de matériaux est inadéquat pour certaines applications. En effet, la frette composite présente également une conductivité thermique faible, elle peut se comporter comme un isolant qui empêche la diffusion thermique entre le rotor et le stator, ce qui cause un échauffement excessif et rend difficile le refroidissement du moteur [HEI02]. C'est pour cela, que dans certains cas, les fabricants privilégient une frette métallique, généralement de type Inconel718 [GIE08, SHA09].

L'excentricité du rotor est aussi un paramètre important à prendre en compte lors de la phase de conception. En effet, la machine fonctionnant à haute vitesse, de légères excentricités (dues à la dilatation des matériaux, Fig. (I.9)), peuvent se former. C'est le cas aussi lors du fonctionnement en régime transitoire (changement brutal de la vitesse) de la machine. Dans le cas de vitesse élevée, pour des rotors multipolaires avec des aimants séparés ainsi que pour des grands diamètres du rotor, il est nécessaire d'utiliser des frettes. Les matériaux intéressants pour le frettage doivent être résistant aux fortes contraintes mécaniques ainsi qu'à une faible dilatation thermique. La machine subit aussi des efforts électrodynamiques proportionnels aux courants instantanés. Les harmoniques de courant créent des impulsions de couple générant des vibrations et du bruit acoustique. Ces efforts peuvent entraîner la destruction des matériaux. Pour protéger les aimants permanents contre la force centrifuge à haute vitesse, une couche de carbone est ajoutée à la surface externe des aimants permanents [ATM05].

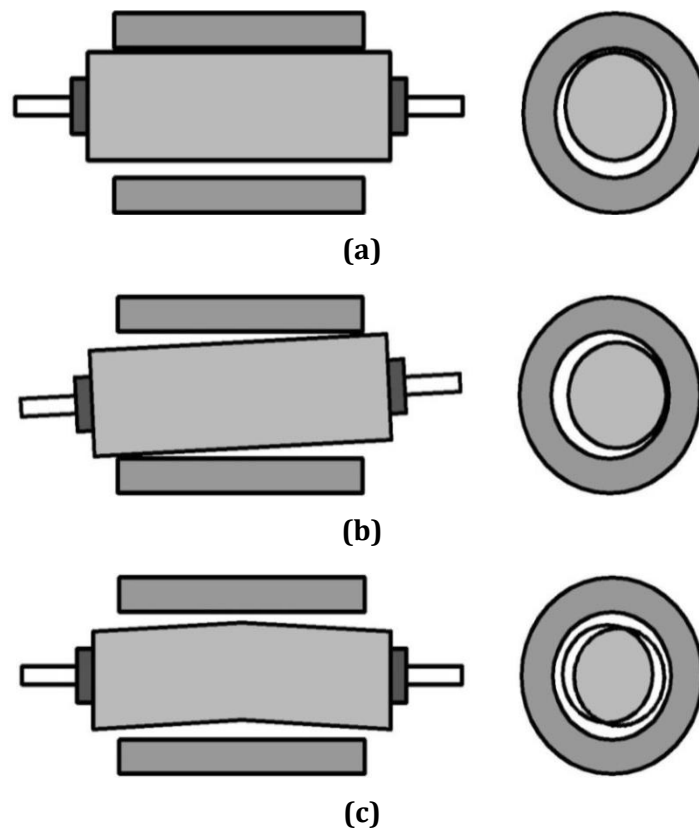


Figure I.9. Excentricité (a) statique, (b) dynamique, (c) mixte

L'excentricité est définie comme une asymétrie dans l'entrefer qui existe entre le stator et le rotor. La présence d'un certain niveau d'excentricité est normale dans les machines électriques. Des fabricants et utilisateurs spécifient un niveau admissible maximum de 5%, tandis que dans d'autres cas, un niveau maximum de 10% de la largeur d'entrefer est permis par d'autres utilisateurs [TGI03]. Cependant, les fabricants essayent d'avoir un niveau d'excentricité très faible afin de réduire les vibrations, le bruit et de minimiser les forces radiales résultantes qui peuvent créer une bande de frottement entre le stator et le rotor qui endommagent la machine. L'excentricité se répartie en deux catégories. Excentricité statique et excentricité dynamique. L'excentricité statique se distingue par le fait que le centre du rotor n'est pas identique à celui du stator. L'excentricité dynamique fait que le centre du rotor tourne autour du centre du stator. L'excentricité statique résulte soit d'une imperfection dans l'alésage du stator, soit d'un mauvais positionnement du rotor et/ou du stator à l'assemblage. Supposant que l'arbre du rotor est suffisamment raide ; le niveau de l'excentricité statique ne change pas. L'excentricité dynamique peut être provoquée par plusieurs facteurs tels que des tolérances de fabrication, usure des roulements, désalignement, résonance mécanique à la vitesse critique ou aussi à des pièces endommagées à la fabrication.

L'excentricité fait apparaître de nouvelles harmoniques dans l'entrefer et/ou une augmentation dans l'amplitude des harmoniques existants auparavant. Ensuite, elle produit un effet global qui stimule le développement d'effets secondaires suivants [DPM04] :

- Efforts d'attraction magnétiques non compensés.
- Distorsion du couple.
- Intensification de vibrations et du bruit.
- Réduction de la vitesse du rotor.
- Passage du courant électrique à travers les roulements.

Les roulements à billes jouent le rôle d'interface mécanique entre le stator et le rotor. En outre, ils représentent l'élément de maintien de l'axe de la machine permettant d'assurer une bonne rotation du rotor. Le vieillissement est le défaut le plus fréquent au niveau des machines surtout de fortes puissances. Il est généralement lié à l'usure des roulements et plus précisément à une dégradation des billes ou de la bande de roulement. Ses causes possibles sont l'usure due au vieillissement, une température de fonctionnement élevée, la perte de lubrification et à l'huile contaminée (par des paillettes métalliques issues de la dégradation des billes ou de la bande de roulement). Ce type de défaut se traduit par des oscillations du couple de charge, une apparition de pertes supplémentaires et un jeu entre la bague interne et la bague externe du roulement entraînant des vibrations par les déplacements du rotor autour de l'axe longitudinal de la machine. Dans le cas le plus défavorable, la présence d'un roulement défectueux peut engendrer au blocage du rotor [BVA09].

Les pertes aérodynamiques (Fig. I.10) sont des facteurs à ne pas négliger. Ces pertes sont liées aux phénomènes produits par l'écoulement d'un fluide sur une paroi. L'observation des phénomènes physiques montrent quatre types d'écoulement [CSJ06]. D'une manière générale, la nature de l'écoulement du fluide est caractérisée par le nombre de Reynolds. Ce nombre adimensionnel représente le rapport entre les forces d'inertie et les forces visqueuses.

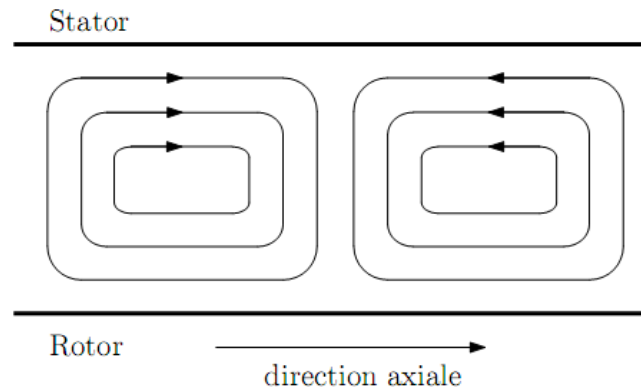


Figure I.10. Cellule de Taylor composée de deux tourbillons

Il est indéniable que la connaissance de la nature de ces pertes et leur localisation est capitale dans l'étude d'une machine électrique. Elles sont la source de base du rendement dans la machine et mal les connaître peut avoir des mauvaises conséquences. Mieux les connaître permet d'améliorer le rendement ou d'optimiser économiquement les différents matériaux.

I.3.2.4. Contraintes électroniques

Les entraînements par moteur synchrone à aimants permanents se trouvent dans de nombreux domaines d'application où l'on exige de très hautes performances en termes de réglage de vitesse et de couple comme la robotique, les machines-outils et les systèmes de commande de vol électromécaniques ou électrohydrauliques. Dans ces entraînements, le moteur est alimenté par un convertisseur statique « onduleur de tension » qui reçoit son énergie des batteries ou d'un réseau alternatif redressé via un redresseur. L'électronique de puissance utilisée comporte des semi-conducteurs fonctionnant en « interrupteurs ». Un « interrupteur » peut être formé par un seul semi-conducteur ou par un groupement en série ou en parallèle de plusieurs semi-conducteurs. Les convertisseurs actuels fournissent une large plage de puissance à des fréquences élevées. Ils ne constituent plus vraiment une limite à l'utilisation des machines à grande vitesse. La fréquence est le facteur dominant dans le choix du composant dans une application grande vitesse. Le choix des composants devient indispensable.

I.3.2.5. Contraintes industrielles et économiques

La production en grande série, impose un processus de fabrication avec des opérations courtes et automatisées afin que les coûts de main d'œuvre et de valeur ajoutée par pièce soient minimaux (Fig. I.11). Dès lors, le poids des investissements est tel qu'il entraîne une standardisation que devra respecter le concepteur. Dans tous les cas, les contraintes de faisabilité données principalement par le processus de fabrication (tolérances de fabrication etc.) ont un rôle essentiel dans la recherche de solutions viables. La politique de réduction des coûts a aussi nécessairement une répercussion sur le choix des matériaux employés pour la fabrication des moteurs électriques. Ainsi le concepteur devra être capable de choisir les matériaux les plus économiques en regard des performances visées. Enfin, le délai de conception et de développement d'un produit doit être le plus court possible afin de répondre au plus vite aux besoins du client, de réduire les coûts de développement et ainsi de gagner de nouveaux marchés [MMB09].

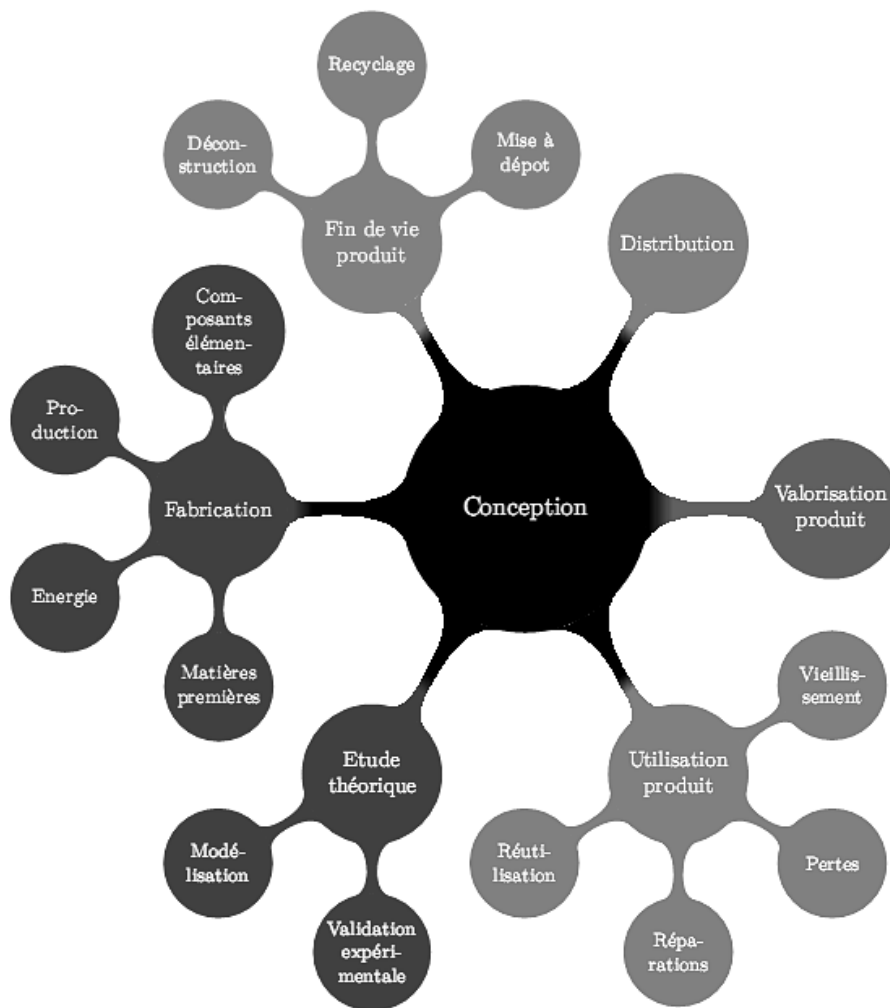


Figure I.11. Couplage entre les différentes étapes de la conception [VDB10]

Quelles que soient les machines retenues pour les applications, elles devront respecter le cahier des charges, notamment les points suivants : Performances (large plage de fonctionnement), fiabilité et compacité (hybride, petits véhicules, emplacement dans un volume limité, etc.) et sans oublier aussi l'aspect économique qui devra être pris en considération lors de la conception des machines électriques (coûts réduits, concurrence, grande série, etc.).

I.4. Techniques d'amélioration des performances des machines synchrones à aimants permanents montés en surface

Produire un couple électromagnétique dépourvu de fluctuations est une nécessité dans beaucoup d'applications nécessitant un contrôle du mouvement précis comme c'est le cas, par exemple, des servomoteurs embarqués dans des équipements tels que les robots manipulateurs, le système d'assistance de direction dans l'automobile ou les satellites de surveillance [MOH09]. Ces fluctuations ont diverses origines à savoir :

- les harmoniques temporels comme c'est le cas des machines commandées par un onduleur de tension fonctionnant en Modulation de la Largeur d'Impulsions (MLI) où les harmoniques sont regroupés autour de fréquences multiples de la fréquence de commutation des interrupteurs de l'onduleur,
- les harmoniques d'espace de la force magnétomotrice qui sont de sources multiples.

La machine synchrone à aimants permanents montés en surface est la structure la plus répandue parmi les machines synchrones à aimants permanents. Le rotor est à pôles lisses dans la mesure où l'inductance dans l'axe « d » est égale à celle dans l'axe « q ». Plusieurs propositions ont été faites et présentées dans divers travaux afin d'améliorer les performances de ce genre de machine. Nous citons ci-dessous les techniques les plus utilisées à savoir :

I.4.1. Type de bobinage

Le bobinage multicouches offre un degré de liberté supplémentaire pour réduire les harmoniques de temps de la forme de la force magnétomotrice pour la rendre plus proche de la sinusoïde [KBR09]. La Figure (I.12) montre deux configurations différentes pour une machine triphasée ayant 24 encoches et deux paires de pôles. La configuration du bobinage dépend des paramètres caractéristiques comme le coefficient de distribution et le coefficient de raccourcissement indiqués dans plusieurs ouvrages [ABD95, KBR09]. L'utilisation de l'enroulement régulier à une couche est généralement destinée, mais pas forcément, aux machines de faible puissance c.-à-d. aux machines ayant un diamètre statorique intérieure faible. Cependant, l'enroulement imbriqué, qui impose la présence de deux bobines par encoche, est pratiquement réservé aux machines de moyenne et de grandes dimensions (Fig. I.13). Cet enroulement présente l'avantage de réduire non seulement la masse de cuivre utilisée, donc du coût de fabrication, mais aussi d'éliminer les harmoniques de rangs supérieurs, de réduire des chutes ohmiques ainsi que le flux de fuite et la longueur des têtes de bobines [ABD95].

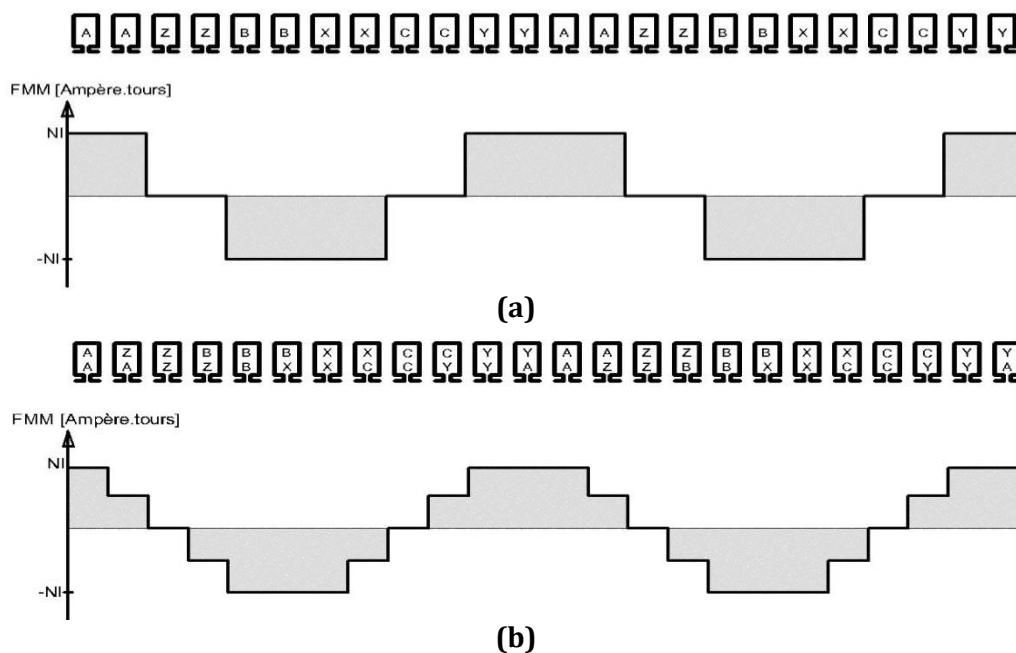


Figure I.12. Différents types de bobinages a) une couche, b) double couches

L'isolation électrique est un facteur clé de la fiabilité des bobinages statoriques des machines électriques. Pour l'enroulement à deux couches, il nécessite une bonne qualité de l'isolant à cause de la présence de deux faisceaux qui appartiennent soit à la même phase soit à deux phases différentes. Les isolants généralement utilisés sont constitués de polymères sélectionnés pour leurs propriétés mécaniques et leurs tenues aux températures élevées. Pour l'isolation, on a trois grandes familles :

- l'isolation entre les phases,
- l'isolation entre l'enroulement et la carcasse métallique de la machine et,
- l'isolation inter-spires.

L'isolation des bobinages est réalisée en deux fois, elle comprend l'isolation du conducteur ainsi que le vernis d'imprégnation qui permet la tenue mécanique du bobinage.

Les propriétés isolantes du polymère organique peuvent être dégradées irréversiblement au cours du temps suite aux différentes contraintes à savoir :

- électrique (champs électriques),
- mécanique (efforts, vibrations),
- ou environnementale (température, humidité, pression, pollutions chimiques...).

Le vieillissement aboutit à une défaillance de l'isolation provoquant donc un échauffement local. Le fonctionnement de la machine peut rester un certain temps si le défaut ne concerne que quelques spires (court-circuit inter-spires), mais son extension provoque, à terme, l'arrêt de l'actionneur électrique par la rupture de l'isolation principale entre une partie du bobinage et la masse métallique de la machine.

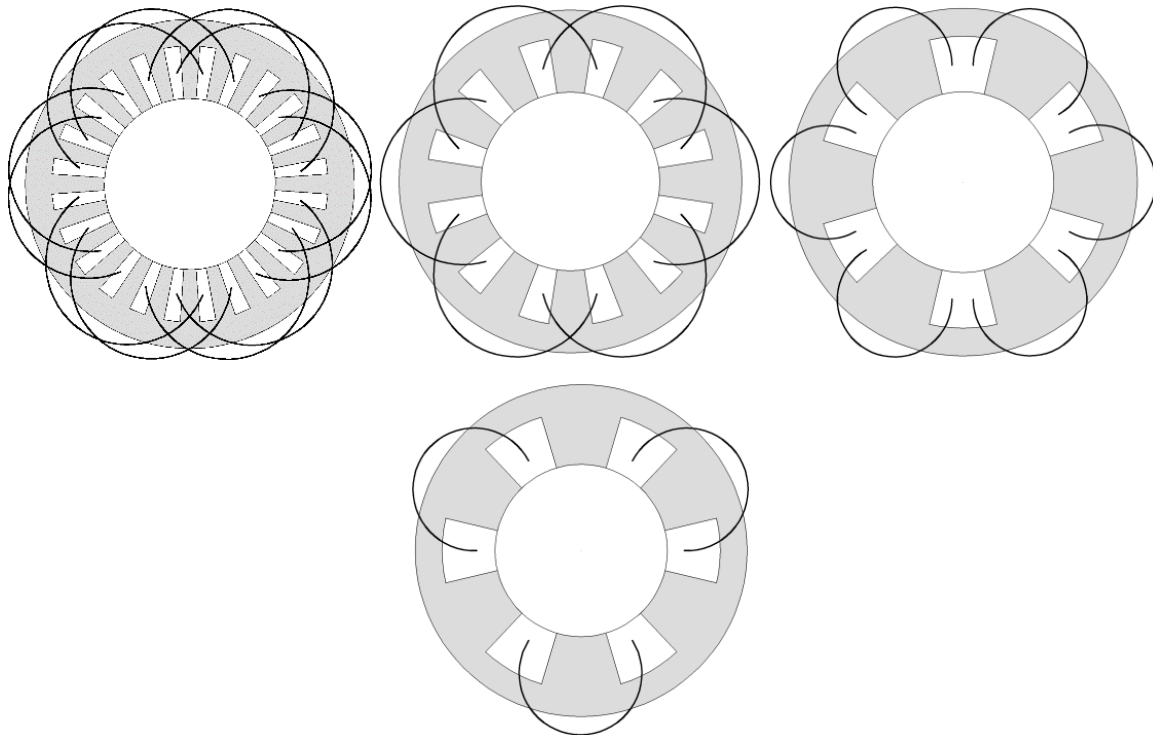
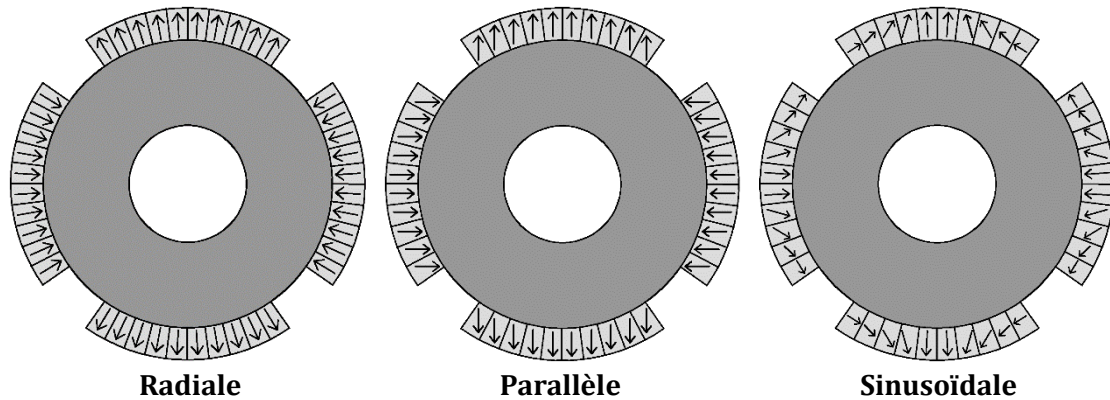


Figure I.13. Différentes configurations du bobinage

I.4.2. Aimantation de l'aimant

Les aimants installés sur chaque pôle du rotor sont habituellement composés de plusieurs blocs aimantés. Ces derniers sont collés par des frettes de type amagnétique. Pour réaliser une telle forme d'aimantation [LBI15], il suffit de travailler avec un nombre fini de blocs au lieu d'une unique pièce cylindrique dont l'aimantation est inclinée d'un angle bien mesuré correspondant à la position du bloc dans le pôle. Souvent, l'aimantation sinusoïdale est la plus favorable parmi les autres types [KBR09]. L'aimantation parallèle peut servir à fournir un champ d'induction sinusoïdale dans

l'entrefer à condition que le nombre de paires de pôles ne dépasse pas le cas bipolaire. La Figure (I.14) montre les différentes configurations possibles de l'aimantation pour une machine synchrone à aimants montés en surface.



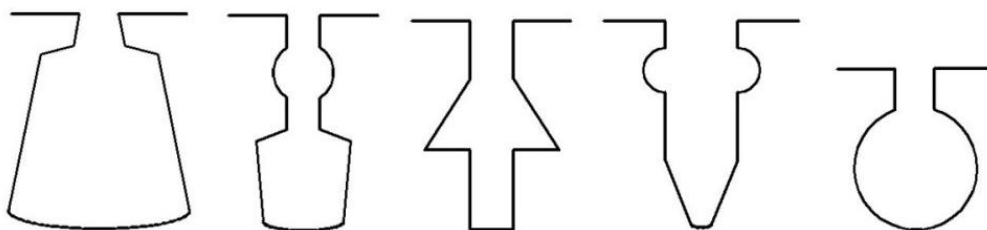
Figures I.14. Différents types d'aimantations pour une machine à aimants montés en surface

I.4.3. Ouverture et/ou inclinaison des aimants ou des encoches

Lorsque les aimants ou les encoches sont asymétriques [LJW04, GID11], le flux dans les dents et dans la culasse du stator seront associés de telle sorte que la somme finale soit en fonction du facteur d'inclinaison des aimants ou des encoches. Ce facteur pour l'harmonique de rang n sera alors donné par une expression connue. L'inclinaison des encoches est la technique paraissant être la moins difficile à mettre en œuvre compte tenu des compétences de réalisation disponibles [DAV01, CHA14, MAS15].

Afin d'éviter les couples parasites synchrones, les couples de vibration, le bruit, les forces radiales et les pertes supplémentaires, il est nécessaire de faire un choix judicieux du nombre d'encoches. L'ouverture importante des encoches accentue la réluctance de l'entrefer et par ailleurs celle de l'amplitude du couple de détente et les fluctuations du couple. Un stator lisse est le seul moyen pour garder la réluctance de l'entrefer constante cependant, une encoche fermée ne laisse pas les lignes de champ traverser l'entrefer sauf si le circuit magnétique est saturé. Un couple de détente très faible peut être assuré aussi en travaillant sur un stator non encoché en fixant l'enroulement sur le stator avec de la résine Epoxy. Cependant, cette dernière technique diminue le flux dans l'entrefer ce qui demande un volume des aimants plus important pour récupérer cette diminution.

Les formes des encoches illustrées ci-dessous (Fig. I.15) varient d'une machine à l'autre. La surface occupée par les conducteurs n'influe pas sur la distribution du champ magnétique au niveau de l'entrefer mais elle doit être optimisée afin de mieux supporter le nombre de spires.



Figures I.15. Différentes géométries de l'encoche

I.4.4. Forme des dents

La demande et l'insistance de l'amélioration des machines électriques font l'objet de recherche d'une autre solution permettant la modification de la forme des dents. Le travail effectué par les auteurs de la référence [SSH11] a montré expérimentalement et numériquement que la fréquence et l'amplitude du couple de détente dépendent de la courbure des dents ainsi que de l'état de l'aimantation des aimants. Les ondulations du couple peuvent être minimisées en changeant la forme des dents [GZF15] ou sa largeur [XJY09]. Les Figures (I.16.a) et (I.16.b) montrent un pas d'encoche d'une structure ayant des dents différentes. Dans ce cas, le pas d'encoche n'est pas uniforme ce qui veut dire que la période de la perméance dans l'entrefer l'est aussi [WWQ11].

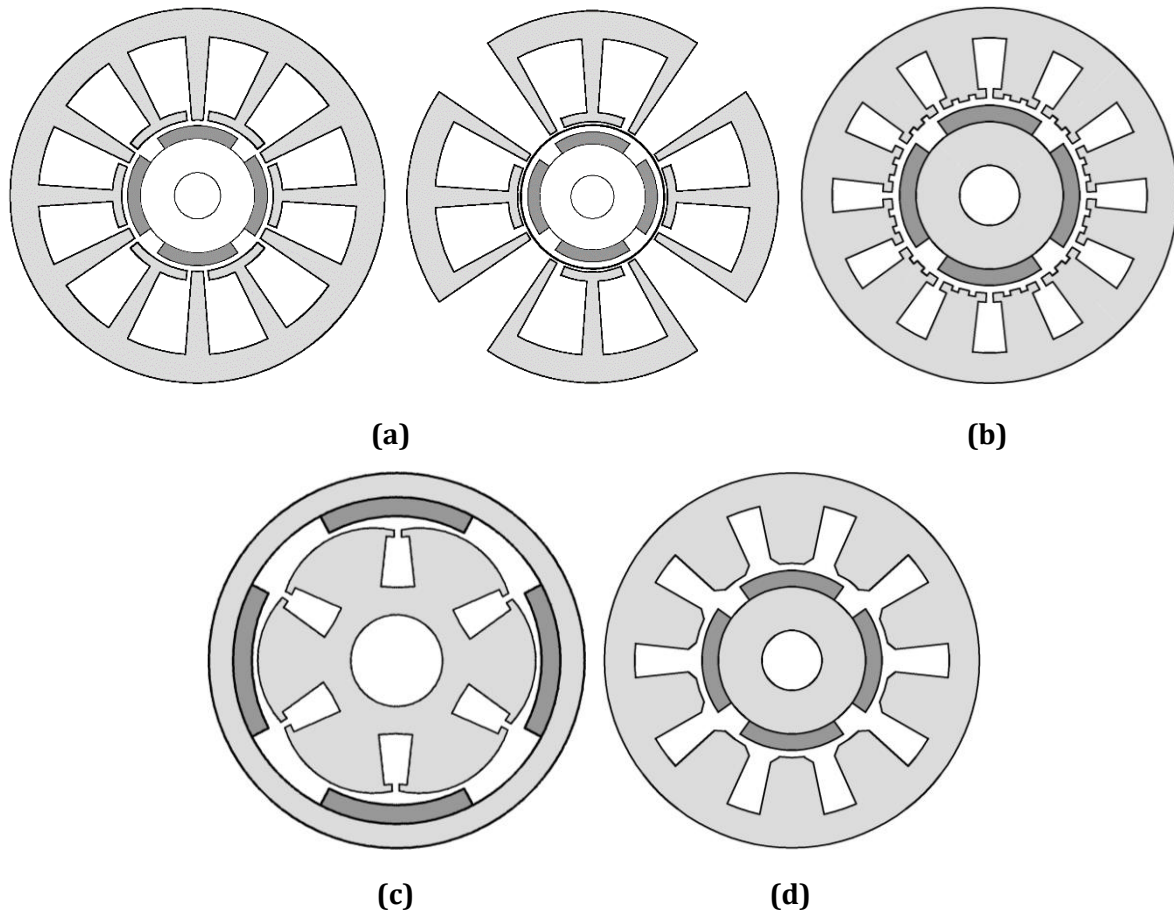


Figure I.16. Différentes forme des dents a) [PCK15], b) [MST04], c) [SSH11], d) [KYS14]

L'amplitude du couple de détente peut être optimisée en combinant le nombre d'encoches statorique et le nombre de paires de pôles rotorique. Le fraisage des dentures et l'introduction des dents auxiliaires est une technique qui réduit aussi les oscillations du couple de détente, les différentes configurations sont données selon la direction axiale par [MST04, PCK15, NMM15]. La reluctance de l'entrefer peut être contrôlée en fraisant des rainures à la surface des dents ou bien en introduisant des dents auxiliaires comme le montre la Fig. (I.16.b). Avec une profondeur assez suffisante, les dentures se comportent comme des encoches supplémentaires ce qui entraîne une augmentation de la réluctance.

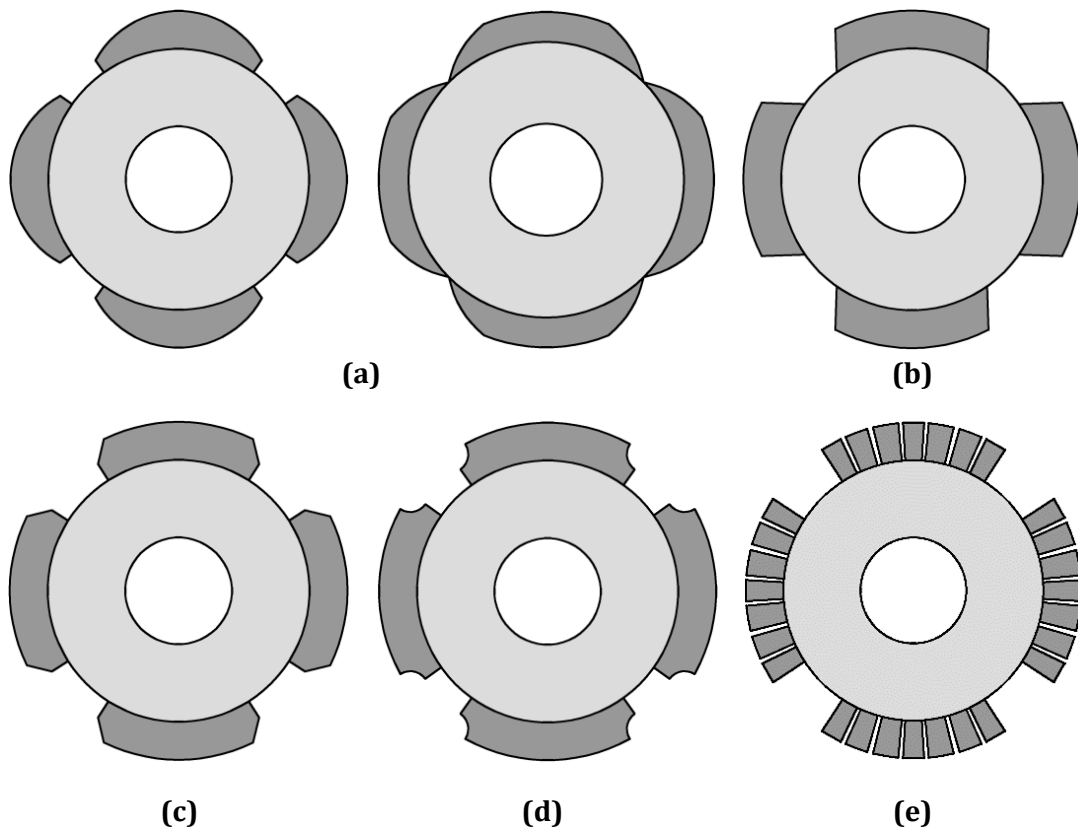
I.4.5. Nombre fractionnaire d'encoches par pôle

L'utilisation d'un nombre fractionnaire d'encoches par pôle dans la culasse statorique permet de réduire ou même d'annuler certains harmoniques d'espace de

faible ordre entraînant des pertes et vibrations au niveau du rotor [NIE09]. Une distribution non uniforme des encoches rend l'amplitude du couple dépendant de la largeur de la dent [JXL09].

I.4.6. Forme et position des aimants

Les aimants qui se déclinent sous de multiples formes (Figs. I.17), peuvent avoir plusieurs tailles et surtout des prix très différents. Diverses formes ont été développées et adoptées sur plusieurs domaines d'applications. Les moteurs classiques ont des aimants de forme rectangulaire, néanmoins cette forme génère un couple de détente et une force électromotrice éloignée de la forme sinusoïdale. La forme biseautée [JPC11, LKL11, CSK12, WZO14, WZH14] et la segmentation [LTT06, AAM11] offrent, comme principal avantage, le réglage de la force électromotrice de manière à réduire les ondulations du couple électromagnétique et les pertes fer [YIS10, CLP16].



Figures I.17. Différentes formes des aimants : a) [WZO14] b) [MST04] c) [JPC11] d) [CSK12] e) [AAM11]

Les structures à aimants enterrés présentent l'avantage de l'ajout d'un couple de saillance au couple d'interaction entre les aimants et les enroulements statoriques. Cependant, l'insertion des aimants est relativement difficile et par ailleurs les ondulations de couple sont plus importantes que pour les machines à aimants déposés en surface [HIB16]. La structure à concentration de flux permet l'emploi d'aimants ferrites moins onéreux et moins sensibles à la température. Néanmoins, sa construction est plus complexe notamment pour l'insertion des aimants. Les topologies à aimants enterrés recherchent une large plage de défluxage au détriment de fortes ondulations de couple. Ces structures sont aussi plus sensibles aux excentricités du rotor par rapport aux machines à aimants déposés. De plus, l'analyse comparative [FMI09] montre que les

machines à aimants déposés en surface présentent de meilleures performances en termes de puissances massiques, de facteur de puissance et de rendement.

I. 5. Vérification des spécifications

Pour établir la liaison entre les différentes spécifications afin d'éviter des contradictions qui rendraient le projet de conception impossible, la vérification de l'ensemble des spécifications doit être complétée afin de ne pas induire des solutions irréalisables. La concrétisation, se fait à l'aide d'outils pour l'établissement et la vérification des spécifications qui sont des langages informatiques. Les outils les plus utilisés sont surtout des aides au dessin (DAO) industriel avec cotations, vues orthogonales, plans d'implantation de circuits électriques etc. Le choix des éléments constitutifs de la réalisation physique nécessite la prise en charge simultanée des notions très différentes, comme la viabilité, les masses, les grandeurs géométriques ou l'encombrement, les performances mécaniques et électriques, la résistance des matériaux, les éléments de coût, etc. Cet objectif est atteint en permettant l'investigation d'un nombre plus élevé de solutions sans recourir à une expérimentation longue ou à des réalisations coûteuses. En particulier, l'outil informatique peut permettre de remanier profondément et économiquement une conception existante. De façon imagée, la CAO permet au concepteur de commettre des erreurs économiquement tout en lui donnant le moyen de les corriger rapidement [SAB93].

A la suite de ces différentes opérations, le produit entre dans la phase de fabrication avec toutes les opérations de contrôle et de gestion de stocks. Ces opérations ne pourront être automatisées et traitées sur ordinateur que si les phases précédentes liées à la conception du produit ont déjà fait l'objet d'un traitement informatique intégré qui permet alors d'être en mesure de sortir facilement les éléments nécessaires à la production automatisée. De même, l'intégration des logiciels d'aide à la conception (CAO) et de ceux de suivi de fabrication permettent de réagir rapidement au niveau du bureau d'études pour apporter des améliorations du produit dont la possibilité est décelée lors des opérations de fabrication ou de maintenance. Les logiciels de CAO actuels servent à décrire, manipuler, analyser, simuler ou optimiser numériquement les multiples représentations des objets à concevoir [MEE, FLU, ANS, COM].

6. Conclusion

Pour une application donnée, la comparaison entre différentes machines électriques n'est jamais une tâche facile. Généralement, il faut tout d'abord optimiser plusieurs machines, ce qui nécessite de solides connaissances (mathématique, physique, informatique et économique) avant d'effectuer la conception d'une structure de machine. Des algorithmes d'optimisation sont nécessaires surtout lorsqu'il s'agit d'études tridimensionnelles. Un bref aperçu, en termes de performances électromagnétiques, thermiques et mécaniques a été passé en revue dans ce chapitre afin d'englober les contraintes rencontrées que ce soit dans la phase de la modélisation, de la conception ou de la commande.

Dans le chapitre suivant, une modélisation est présentée en vue de concevoir des machines synchrones à aimants permanents montés sur la surface rotorique à l'aide de deux approches (analytique et semi-analytique) et ce dans le cadre d'un problème de magnétostatique.

Chapitre II

Modélisation analytique de la machine synchrone à aimants permanents montés à la surface du rotor

II.1. Introduction

Le dimensionnement des machines électriques est une étape essentielle en vue de leurs réalisations. Toutefois, la puissance de calcul, la précision de l'analyse numérique, avec des logiciels graphiques spécifiques, ne peuvent pas remplacer une étude analytique en vue de la détermination des paramètres physiques et géométriques de toute machine électrique.

Cette démarche analytique peut être menée suivant deux approches :

- par celle du calcul du potentiel vecteur magnétique dans les zones à faible perméabilité relative,
- ou par les réseaux de ré reluctances en tous points de la structure.

La formulation du potentiel vecteur magnétique représente la base de l'électromagnétisme soit en statique ou en dynamique. Les approches numériques et les logiciels d'analyse par éléments finis sont basés sur ce type de calcul. Le calcul du potentiel vecteur magnétique reste une méthode analytique exacte de dimensionnement exclusivement utilisée par des spécialistes avec de longues expressions mathématiques.

Les réseaux de ré reluctances ou de perméances constituent la méthode classique en électrotechnique pour le calcul et la caractérisation des circuits magnétiques. On peut affiner les calculs à l'aide de cette deuxième approche pour la prise en compte de la saturation du circuit magnétique. Étant une méthode qui ne nécessite pas de calculs analytiques sophistiqués, cette approche est utile pour l'estimation des performances globales des dispositifs d'entraînement électromécaniques. Le concepteur doit s'acquitter d'une tâche relativement complexe qui nécessite une bonne connaissance dans tous les domaines des sciences de l'ingénieur comme cela a été mentionné au premier chapitre de ce manuscrit. Le choix de la modélisation réside essentiellement dans le compromis entre le temps de calcul possible et la précision demandée. L'accroissement de la précision du modèle entraîne inévitablement une hausse du temps

du calcul. Des compromis sont donc souvent effectués pour respecter des temps de résolution convenables

Ce chapitre est consacré à la modélisation électromagnétique de la machine synchrone à aimants permanents montés à la surface du rotor. Nous décrivons le modèle électromagnétique analytique adopté en nous efforçant de préciser les domaines de calcul qui vont être basés sur la méthode de sous domaines au regard des hypothèses simplificatrices. La suite de ce chapitre est consacrée à l'amélioration des performances, il s'agit de la minimisation des ondulations de couple électromagnétique et du couple résultant. La structure des aimants sera modifiée jusqu'à ce que nous obtenions la forme optimale désirée. La saturation du circuit magnétique, nous l'étudions par une autre méthode analytique, il s'agit de l'approche hybride associant la méthode analytique et les réseaux de perméances.

II.2. Modèles d'aide au dimensionnement

Dans une démarche de conception optimale, deux voies sont possibles : l'une est basée sur une formulation directe et l'autre sur une formulation inverse (Fig. II.1). Suivant le principe de causalité, on définit le problème par une formulation directe quand celui-ci s'oriente de la cause vers l'effet tandis que le problème inverse s'oriente lui de l'effet vers la cause [JA011, NBR12].

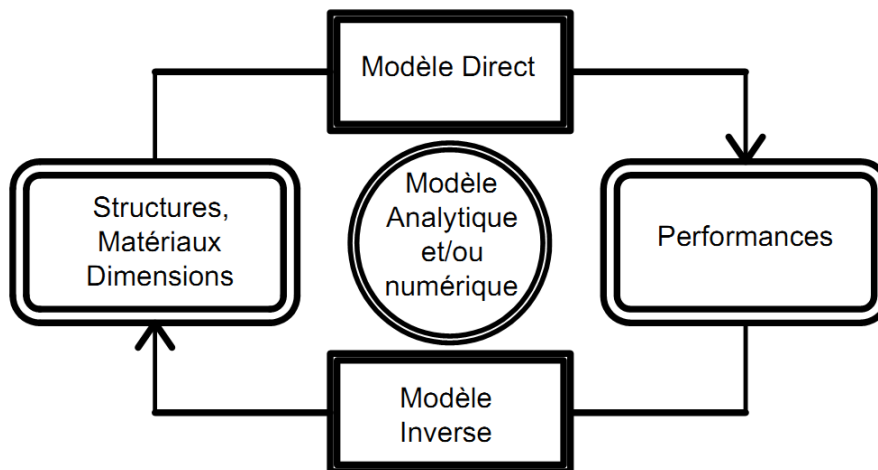
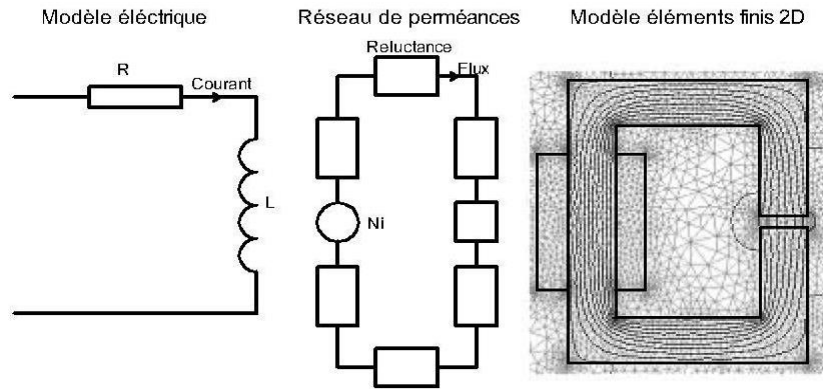


Figure II.1. Modèle de calcul direct et inverse de dimensionnement optimal [JA011]

Les modèles d'aide au dimensionnement des machines électriques tournantes peuvent se classer selon trois grandes familles : les modèles numériques, semi-analytiques, analytiques et hybrides.

Les modèles numériques spatiaux mettent en œuvre des méthodes de discrétisation de l'espace (Fig. II.2). Parmi celles-ci la méthode des éléments finis (MEF) est aujourd'hui universelle pour le calcul de grandeurs électromagnétiques. Elle est souvent utilisée et permet la modélisation de nombreux phénomènes physiques éventuellement couplés (électrique, magnétique, thermique, acoustique, vibratoire, aérodynamique etc.). Elle permet de résoudre directement les équations physiques avec un faible niveau d'hypothèses. Elle présente une grande précision dans l'évaluation des performances du système par contre, elle n'a pas le caractère explicite des équations d'un modèle analytique et demande plus de taille mémoire et consomme plus de temps de calcul.

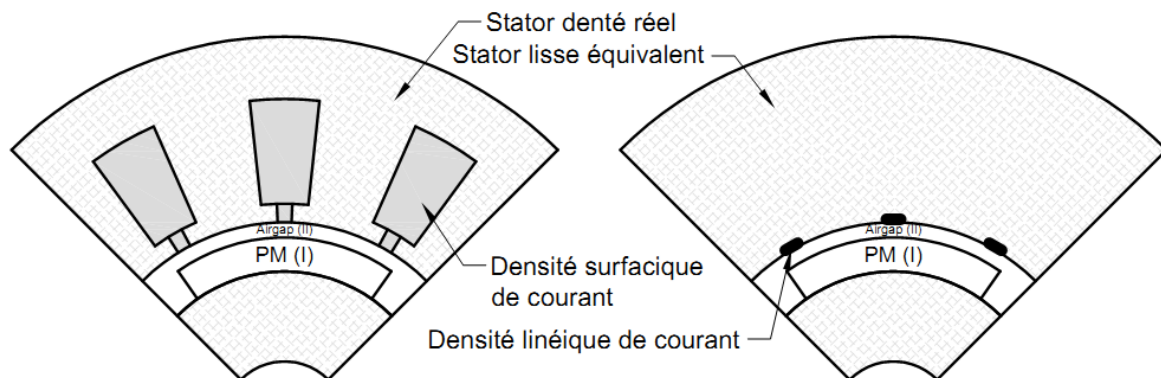


Figures II.2. Représentation de différents modèles de calcul

Les modèles semi-analytiques ou semi-numériques, tout comme les modèles analytiques, nécessitent certaines hypothèses pour pouvoir être construits. Ces modèles sont employés lorsque le degré de précision exigé se situe au-delà de ce qui pourrait être obtenu avec un modèle analytique. Ils sont capables de gérer les non linéarités tout comme les modèles analytiques et certainement avec plus de précision [XJA11].

Ces derniers temps, on distingue un nombre important de travaux publiés qui font appel à la méthode analytique et surtout à celle des sous domaines [DUE09, ZWX10, BID12, WZS12]. Cette dernière méthode, bien sûr sous de faibles hypothèses simplificatrices, donne d'excellents résultats en termes de précision et de rapidité. Le principe de cette méthode consiste à subdiviser la géométrie de la machine en plusieurs domaines comme : les aimants, l'entrefer et les encoches. Une amélioration de cette méthode a été faite récemment par [FRB17, FRE17, LAZ18] en introduisant la valeur finie de la perméabilité relative du circuit magnétique dans les équations du système.

L'effet des encoches a été introduit les années passées en utilisant la perméance relative au niveau de l'entrefer. Le coefficient d'entrefer ou de « Carter » [ZQH93] était le premier pas pour arriver aux solutions analytiques au niveau de l'entrefer. Elle consiste à transformer une structure dentée en une structure lisse en introduisant à la place de l'entrefer réel un entrefer fictif où le stator y est vu comme lisse (Figs. II.3). Les courants qui circulent dans les encoches sont ramenés par équivalence à la surface du stator. Cela a pour effet de gommer les variations de l'induction d'entrefer entre les dents.



Figures II.3. Transformation d'un stator encoché à un stator lisse équivalent

L'inconvénient majeur de cette méthode est de ne pas tenir compte des forces tangentielles créant ce qu'on appelle le couple parasite ou de détente (couple réluctant).

Une autre alternative semi-analytique est appelée « transformations conformes » a été introduite pour corriger le problème de la variation de la réluctance au niveau de l'entrefer [ZBL06, BLI09, BZI09, BIZ10].

Avant l'essor des moyens de calculs informatiques, les modèles analytiques formaient le gros de l'offre en modélisation. De ce fait, il existe une variété de modèles analytiques pour différents systèmes. Ils permettent de traiter des comportements simples mais également, selon l'intensité de l'effort de modélisation, des phénomènes complexes non linéaires. Ces modèles nécessitent souvent de formuler certaines hypothèses simplificatrices pour mener à bien les calculs. Ils sont constitués de relations explicites reliant les différentes grandeurs descriptives du comportement de l'actionneur aux paramètres d'entrée. Ils représentent l'avantage de calculer facilement les différentielles des formules les constituant et de pouvoir prendre en compte facilement certains couplages de phénomènes physiques différents. De plus, étant utilisés depuis longtemps, nombre d'entre eux sont connus et directement utilisables. Un autre point positif est la rapidité de leurs calculs (Fig. II.4).

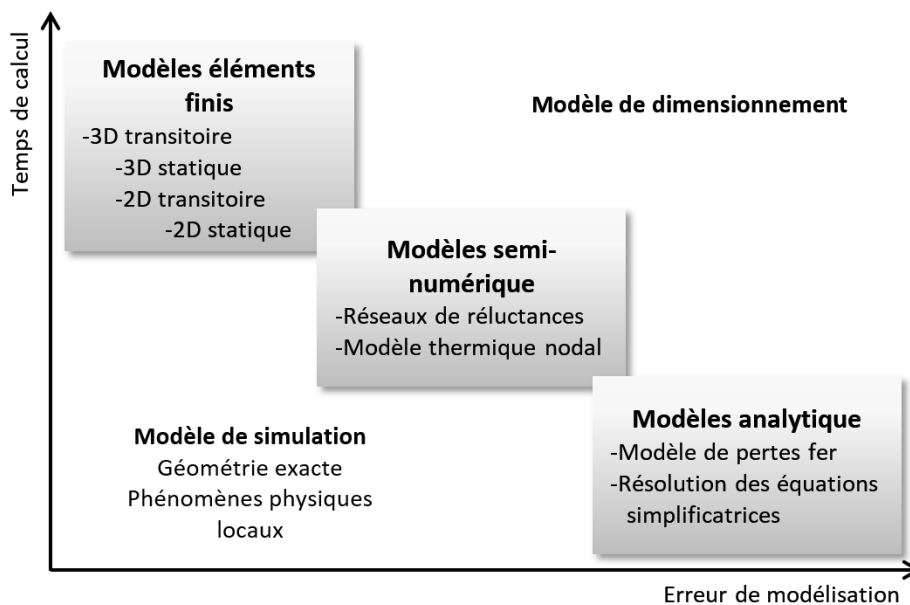


Figure II.4. Modèles utilisés pour la conception des machines électriques [LIL11]

Leur inconvénient majeur est qu'ils reposent sur certaines hypothèses simplificatrices basées sur des considérations globales qui dépendent de l'avis d'experts et dont il est difficile de cerner le domaine de validité [JUL07].

II.3. Modélisation magnétostatique du type de structure de machine étudiée

La modélisation consiste à établir une structure mathématique qui décrit les phénomènes physiques. En magnétostatique, les équations de Maxwell constituent le modèle mathématique de base. La résolution d'un tel modèle consiste à rechercher les évolutions spatiales des champs magnétiques. Afin d'obtenir une solution, certaines hypothèses doivent être adoptées. Ainsi, on peut supposer que les lois de comportement liant le champ magnétique ne dépendent pas de la température ou bien encore des contraintes mécaniques. Sous ces hypothèses, la modélisation est considérée faible. L'ensemble des hypothèses effectuées sur un système constitue l'erreur de modélisation. Dans le cas de géométrie simple, une solution analytique peut être obtenue.

Si on considère un système électrotechnique composé d'air, de matériaux ferromagnétiques et/ou de conducteurs et de sources de champ magnétique (électroaimant ou aimants permanents), l'ensemble forme le domaine d'étude. Si le système étudié présente des symétries ou des périodicités géométriques, il est possible de réduire le domaine d'étude à une partie seulement du système (période ou demi-période). Dans ce type de problème, les répartitions spatiale ou/et temporelle des champs électriques E et J et des champs magnétiques B et H sont recherchées dans tout le domaine et dans un intervalle de temps bien défini. Nous limitons notre étude au cas d'un problème relevant de la magnétostatique.

Une machine synchrone à aimants permanents à entrefer lisse avec un stator denté peut se décliner en deux configurations distinctes : à rotor interne et à rotor externe comme cité dans le chapitre précédent. La présente étude se concentre sur la configuration d'une machine synchrone à aimants montés à la surface du rotor interne, dont l'entrefer est lisse, (Fig. I.4.b) tout en sachant que la configuration à rotor externe (Fig. I.4.a) peut être déduite du modèle exposé dans ce manuscrit. Ce chapitre traite d'une partie essentielle relative à une étude analytique précise. Les équations de Maxwell et les différentes lois de comportement permettent d'obtenir l'évolution des champs magnétiques et électriques. Les conditions aux limites et de continuités du domaine sont ensuite introduites.

II.3.1. Equations de Maxwell dans le cadre de la magnétostatique

Bien que la plupart des modèles analytiques soient issus de la résolution des équations de Maxwell dérivées de la formulation magnétostatique, certains travaux concernent la résolution des équations issues de la formulation magnétodynamique [ZKN04]. L'utilisation de la formulation magnétodynamique permet de tenir compte des courants induits dans les parties conductrices. Cette prise en compte des courants induits se traduit par des équations plus compliquées. Cependant, l'utilisation de la formulation magnétostatique s'avère souvent suffisante dans le cas des machines à aimants permanents où l'on cherche à minimiser les ondulations du couple ainsi que les courants induits dès les premières étapes du dimensionnement [YAM12].

La détermination du champ électromagnétique est d'un grand intérêt lors de la conception des machines électriques. En effet, le dimensionnement et l'évaluation d'une machine synchrone reposent sur la connaissance des inductions dont découle le calcul des efforts dans les conducteurs, des ampères-tours consommés dans les circuits magnétiques, des flux utiles, des flux de fuite, des réactances, etc. L'analyse de ces phénomènes électromagnétiques est basée sur la résolution des équations de Maxwell suivantes :

$$\overrightarrow{\text{rot}} \vec{H} = \vec{j} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (\text{II-1})$$

$$\overrightarrow{\text{div}} \vec{B} = 0 \quad (\text{II-2})$$

où \vec{H} et \vec{B} sont respectivement le champ magnétique et l'induction magnétique, \vec{D} est l'induction électrique, \vec{j} est la densité volumique de courant. Le modèle magnétostatique s'applique aux dispositifs électrotechniques dans lesquels les sources de courant ou de tension sont indépendantes du temps et dans lesquels il n'y a aucune pièce en mouvement. C'est le cas des dispositifs statiques pour lesquels les champs sont créés par des aimants permanents. Dans ces conditions, on obtient la forme locale du théorème d'Ampère :

$$\overrightarrow{\text{rot}} \vec{H} = \vec{J} \quad (\text{II-3})$$

Cette relation signifie que la densité de courant est conservative :

$$\overrightarrow{\text{div}} \vec{J} = 0 \quad (\text{II-4})$$

Le comportement électrique et magnétique des différents milieux du domaine est pris en compte par les lois de comportement. Dans un problème d'électrotechnique, la conductivité électrique est généralement supposée constante ou nulle dans chaque milieu. On obtient alors une relation de la forme

$$\vec{J} = \vec{J}_{\text{source}} + \sigma \vec{E} \quad (\text{II-5})$$

où $\sigma, \vec{J}_{\text{source}}$ sont respectivement la conductivité électrique et la densité volumique de charges électriques. Si on néglige le phénomène d'hystérésis du circuit magnétique, il est possible de représenter l'induction magnétique sous la forme :

$$\vec{B} = \mu_0 \mu_r \vec{H} \quad (\text{II-6})$$

où μ_0 est la perméabilité de l'air et μ_r la perméabilité relative. Pour les matériaux ferromagnétiques, on peut utiliser des modèles relativement complexes qui tiennent en compte du phénomène d'hystérésis mais leur introduction dans des modèles numériques conduit à une augmentation du temps de calcul qui peut être acceptable en 2D mais qui devient exorbitant en 3D.

Dans le cas des matériaux durs (aimants permanents), le phénomène de rémanence est introduit, et on obtient une loi de la forme :

$$\vec{B} = \mu_0 \mu_r \vec{H} + \vec{M} \quad (\text{II-7})$$

où \vec{M} représente l'induction rémanente. Pour la plupart des aimants véritablement permanents, la perméabilité est considérée comme constante et proche de celle de l'air. Comme \vec{B} est un champ de vecteur à divergence nulle, l'induction magnétique dérive d'un potentiel vecteur magnétique tel que :

$$\vec{B} = \overrightarrow{\text{rot}} \vec{A} \quad (\text{II-8})$$

La résolution des équations de Maxwell et des lois de comportement associées peut être obtenue en considérant les champs comme inconnues. Néanmoins, on préfère exprimer les champs magnétiques en fonction de potentiels qui peuvent être scalaires ou vectoriels. On peut calculer aisément l'induction magnétique \vec{B} si le potentiel vecteur magnétique \vec{A} est connu. Helmholtz (Le théorème de Helmholtz) a démontré qu'un vecteur ne peut être défini que si son rotationnel et sa divergence sont à la fois donnés [PMH55]. Dans ce cas, la Relation (II.8) ne suffit pas pour définir le vecteur \vec{A} ; il faut donc en plus définir sa divergence. Pour pallier ce problème, on utilise la jauge de Coulomb :

$$\overrightarrow{\text{div}} \vec{A} = 0 \quad (\text{II-9})$$

En tenant compte des Eqs (II.7), (II.8) et (II.9), on peut écrire :

$$\overrightarrow{\text{rot}} \left(\frac{1}{\mu} \overrightarrow{\text{rot}} \vec{A} \right) = -\vec{J} + \overrightarrow{\text{rot}} \left(\frac{1}{\mu} \vec{M} \right) \quad (\text{II-10})$$

Pour chaque région, les inductions radiale et tangentielle s'expriment selon les relations suivantes :

$$B_r(r, \theta) = \frac{1}{r} \frac{\partial A(r, \theta)}{\partial \theta} \quad (\text{II-11})$$

$$B_{\theta}(r, \theta) = -\frac{\partial A(r, \theta)}{\partial r} \quad (\text{II-12})$$

II.3.2. Conditions aux limites

Quelque soit le degré de complexité des géométries des structures, on distingue deux types de conditions qui séparent deux domaines adjacents ; l'un selon la direction tangentielle et l'autre selon la direction radiale. La continuité de la composante normale est possible si deux domaines adjacents ont la même perméabilité relative. Il s'agit de la conservation du flux ou de la composante normale de l'induction magnétique lors du passage entre deux milieux adjacents. Le cas échéant la perméabilité relative du milieu sera introduite pour les composantes radiale et tangentielle du champ magnétique entre deux domaines adjacents.

$$\vec{n}_1 \cdot \vec{B}_1 = \vec{n}_2 \cdot \vec{B}_2 \quad (\text{II-13})$$

$$\vec{n}_1 \cdot \vec{H}_1 - \vec{n}_2 \cdot \vec{H}_2 = \vec{j}_s \quad (\text{II-14})$$

Les conditions aux limites permettent de calculer les constantes des expressions des potentiels vecteurs établies dans chaque zone constitutive de la machine. Deux types de conditions aux limites peuvent être distingués : Conditions aux frontières du domaine d'étude de type « Dirichlet » ou de type « Newman ».

II.4. Définition du modèle de la machine synchrone à entrefer lisse à aimants biseautés montés sur la surface rotorique

La machine étudiée est une machine synchrone constituée d'un rotor interne cylindrique comportant des aimants de forme biseautés à aimantation ortho-radiale et d'un stator encoché où le bobinage triphasé est réparti symétriquement à pas diamétral. La géométrie du moteur est paramétrée selon la Fig. (II.5).

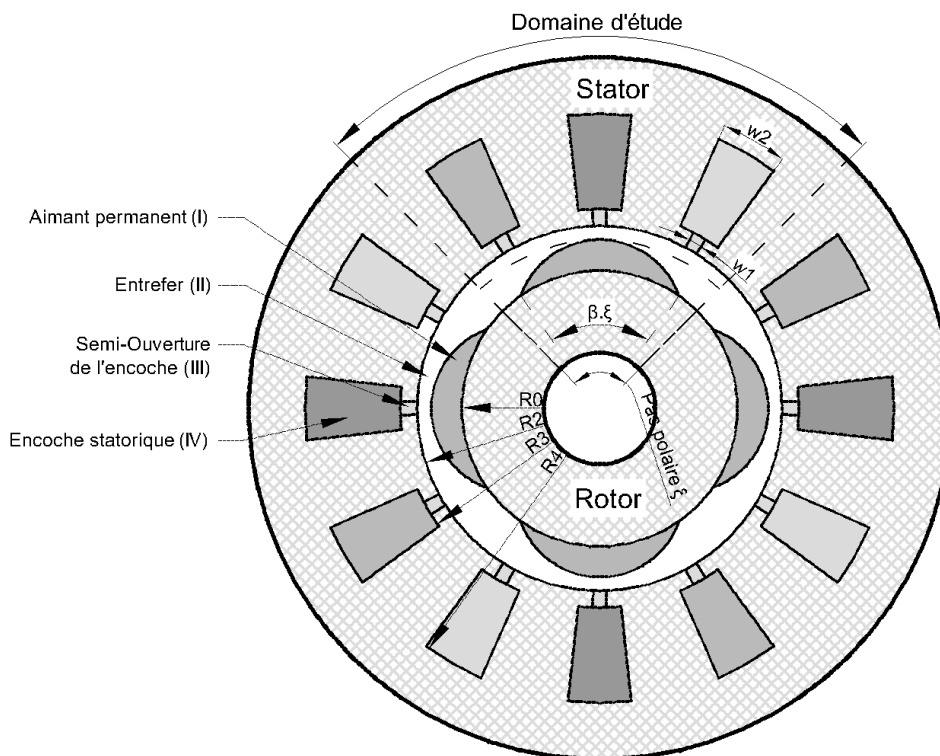


Figure II.5. Machine étudiée

Le rotor possède $2p$ pôles identiques et symétriques par rapport à leurs axes. Tous les aimants ont la même épaisseur ; leurs intensités d'aimantation sont considérées constantes et leur perméabilité relative est supposée égale à l'unité. Le stator est séparé du rotor par un entrefer considéré constant et de faible épaisseur. Les encoches sont de type semi-ouvert et leurs parois sont supposées orthogonales.

La machine est décomposée en quatre zones selon la position angulaire mécanique (θ) et radiale (r) Tableau II.1 :

	Zone	Domaine	Perméabilité relative
I	$R_0 \leq r < R_1$	Aimants	1
II	$R_1 \leq r < R_2$	Entrefer	
III	$R_2 \leq r < R_3$ $\theta_i - w_1/2 \leq \theta \leq \theta_i + w_1/2$	Encoches semi-ouvertes (Isthme d'encoche)	
IV	$R_3 \leq r < R_4$ $\theta_i - w_2/2 \leq \theta \leq \theta_i + w_2/2$	Encoches	

Tableau II.1. Zones des machines étudiées

II.4.1. Modélisation analytique par la résolution formelle des équations de Maxwell

Notre modèle analytique est basé sur la résolution formelle des équations de Maxwell dans les régions à perméabilité uniforme généralement égale à l'unité. Pour se faire, on adopte la méthode des sous domaines qui consiste à subdiviser la machine en plusieurs domaines. L'avantage de cette approche repose sur la précision parfaite des résultats, bien sûr, sous des hypothèses simplificatrices et des contraintes fixées.

II.4.1.1. Hypothèses adoptées

- La longueur de la machine est importante. L'étude du champ électromagnétique est considérée comme un problème bidimensionnel (2D) ce qui rend les effets de bord négligeables.
- L'hystérésis est négligeable.
- Les courants de Foucault dans le fer sont négligés.
- La caractéristique de la désaimantation de l'aimant est supposée linéaire.
- Les contraintes mécaniques et thermiques sont supposées constantes.

Pour résoudre l'Eq. (II.10), nous allons avoir recours à la méthode de séparation des variables. Elle exprime la solution comme une somme de séries de Fourier.

L'Equation (II.10), en coordonnées polaires, s'écrit ainsi :

$$\nabla^2 A = \frac{\partial^2 A(r, \theta)}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial A(r, \theta)}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 A(r, \theta)}{\partial \theta^2} = -\mu_0 J + \frac{1}{r} \left(\frac{\partial M_r}{\partial \theta} - M_\theta \right) \quad (\text{II-15})$$

où M_r, M_θ sont les composantes de l'aimantation rémanente \vec{M} de l'aimant.

On commence notre calcul au niveau de la zone présentant le calcul le plus simple et manquant de solutions particulières.

II.4.1.2. Solution du potentiel vecteur magnétique au niveau de l'entrefer

Cette zone est limitée entre les rayons $R_1 \leq r < R_2$, Fig. (II.6)

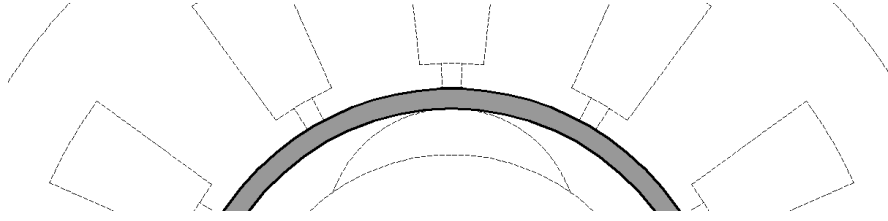


Figure II.6. Zone de l'entrefer

Puisqu'il n'y a aucune source magnétique ou/et électrique dans cette zone homogène, l'Eq. (II.15) devient :

$$\nabla^2 A^II = 0 \quad (II-16)$$

En utilisant la méthode de séparation de variables, le potentiel vecteur magnétique peut s'écrire comme suit :

$$A^II(r, \theta) = R(r).T(\theta) \quad (II-17)$$

Où $R(r)$ et $T(\theta)$ sont des fonctions qui ne possèdent qu'une seule variable. En utilisant les Eqs. (II.16) et (II.17), et on obtient :

$$T.R'' + \frac{1}{r}T.R' + \frac{1}{r^2}T''.R = 0 \quad (II-18)$$

En multipliant l'Eq. (II.18) par $(r^2/T.R)$ et en ajoutant le coefficient de séparation λ , on obtient :

$$r^2 \frac{R''}{R} + r \frac{R'}{R} - \frac{T''}{T} = \lambda \quad (II-19)$$

On peut maintenant séparer les fonctions R et T par les relations suivantes :

$$\begin{cases} r^2 R'' + rR' - \lambda R = 0 & (II-20) \\ T'' + \lambda T = 0 & (II-21) \end{cases}$$

Les deux dernières équations sont des équations homogènes de deuxième ordre ; les solutions peuvent être déterminées en appliquant le principe de Cauchy-Euler pour (II-20) et le principe de Sturm-Liouville pour (II-21).

Pour l'Eq. (II.20), elle est sous forme :

$$r^2 \frac{\partial^2 A(r)}{\partial r^2} + a_1 r \frac{\partial A(r)}{\partial r} + a_2 A(r) = 0 \quad (II-22)$$

Avec $a_1 = 1$ et $a_2 = -\lambda$.

Supposant que : $A(r) = a.r^m$, on obtient :

$$m(m-1) + m - \lambda = 0 \quad (II-23)$$

Les solutions possibles de l'Eq. (II-23) dépendent de la valeur de λ . Ce dernier peut être positive, nul ou négatif. Pour résoudre notre problème, il nous faut tenir compte de tous les cas.

a) Si λ est nul (régime critique)

$$\begin{cases} R(r) = C_{11} \ln(r) + C_{12} & \text{(II-24)} \\ T(\theta) = C_{13} \theta + C_{14} & \text{(II-25)} \end{cases}$$

Sachant que le potentiel vecteur est une fonction périodique de période L :

$$\begin{cases} T(0) = T(L) & \text{(II-26)} \\ T'(0) = T'(L) & \text{(II-27)} \end{cases}$$

La solution finale de l'Eq. (II.25) est :

$$T(\theta) = 1 \quad \text{(II-28)}$$

La fonction $T(\theta)$ est différente de zéro, donc λ est une valeur propre « Eigenvalues » :

$$A_{\lambda=0}^{II}(r, \theta) = C_{11} \ln(r) + C_{12} \quad \text{(II-29)}$$

b) Si λ est négatif (régime apériodique)

Nous mettons $\lambda = -\mu^2$, avec $\mu > 0$

La solution des Eqs. (II.20) et (II.21) respectivement est sous la forme :

$$\begin{cases} R(r) = C_{21} \sin(\mu \cdot \ln(r)) + C_{22} \cos(\mu \cdot \ln(r)) & \text{(II-30)} \\ T(\theta) = C_{23} e^{\mu\theta} + C_{24} e^{-\mu\theta} & \text{(II-31)} \end{cases}$$

Suivant les conditions initiales citées pour les Eqs. (II.26) et (II.27), les Eqs. (II.30) et (II.31) aboutissent aux fonctions non propres. Comme conséquence, cette phase n'est pas utile.

c) Si λ est positif (régime pseudopériodique)

Nous supposons que $\lambda = \mu^2$, avec $\mu > 0$

$$\begin{cases} R(r) = C_{31} r^{\mu} + C_{32} r^{-\mu} & \text{(II-32)} \\ T(\theta) = C_{33} \cos(\mu\theta) + C_{34} \sin(\mu\theta) & \text{(II-33)} \end{cases}$$

En appliquant les mêmes conditions que pour les Eqs. (II.26) et (II.27), on obtient :

$$\begin{cases} C_{33}(1 - \cos(\mu L)) = C_{34} \sin(\mu L) & \text{(II-34)} \\ C_{34}(1 - \cos(\mu L)) = -C_{33} \sin(\mu L) & \text{(II-35)} \end{cases}$$

Soit :

$$C_{33} = -\frac{C_{34}(1 - \cos(\mu L))}{\sin(\mu L)}, \quad \text{et} \quad 2C_{34}(1 - \cos(\mu L)) = 0 \quad \text{(II-36)}$$

Si $C_{34} = 0$, elle satisfait l'Eq. (II.36), mais on va avoir $C_{33} = 0$. Dans ces conditions $T(\theta) = 0$, donc la fonction n'est pas propre. Cependant, si :

$$(1 - \cos(\mu L)) = 0 \Rightarrow \mu = 2\pi n/L, \quad (n = 1, 2, 3, \dots) \quad \text{(II-37)}$$

Les valeurs de n doivent être supérieures à 1 ; elles sont conditionnées par $\mu > 0$:

$$T(\theta) = C_{33} \cos\left(\frac{2\pi n}{L} \theta\right) + C_{34} \sin\left(\frac{2\pi n}{L} \theta\right) \quad (\text{II-38})$$

Si $L = 2\pi/p$:

$$\begin{cases} R(r) = C_{31} r^{np} + C_{32} r^{-np} \end{cases} \quad (\text{II-39})$$

$$\begin{cases} T(\theta) = C_{33} \cos(np \cdot \theta) + C_{34} \sin(np \cdot \theta) \end{cases} \quad (\text{II-40})$$

L'expression du potentiel vecteur est la suivante :

$$A_{\lambda>0}^{II}(r, \theta) = (C_{31} r^{np} + C_{32} r^{-np}) \times (C_{33} \cos(np \cdot \theta) + C_{34} \sin(np \cdot \theta)) \quad (\text{II-41})$$

Nous pouvons maintenant écrire l'expression semi finale du potentiel qui est la somme du potentiel indiquée par les Eqs. (II.29) et (II.41).

$$A^{II}(r, \theta) = C_1^{II} \ln(r) + C_2^{II} + \sum_{n=1}^{\infty} (C_3^{II} r^{np} + C_4^{II} r^{-np}) \times \sin(np \cdot \theta) + \sum_{n=1}^{\infty} (C_5^{II} r^{np} + C_6^{II} r^{-np}) \times \cos(np \cdot \theta), \quad r > 0 \quad (\text{II-42})$$

Le potentiel vecteur au niveau de l'entrefer est une fonction alternative et périodique ce qui conduit à ce que sa valeur moyenne soit nulle sur sa période, donc, le terme continu est nul.

$$C_1^{II} \ln(r) + C_2^{II} = 0 \quad (\text{II-43})$$

II.4.1.3. Solution du potentiel vecteur magnétique au niveau de l'encoche et de son isthme

Tous les moteurs fonctionnant en courant alternatif triphasé ont en commun l'existence d'un champ magnétique tournant produit par les enroulements du stator. Le courant traversant chaque bobine varie d'une façon alternative avec le temps et il est déphasé de 120° par rapport au courant des deux autres bobines. Les encoches sont la partie permettant d'occuper ces enroulements qui possèdent un nombre déterminé de spires ; ce nombre est limité soit par la surface de l'encoche ou par le courant d'alimentation qui est en fonction de la section du conducteur.

On effectue sur cette partie les mêmes étapes faites précédemment ; la seule modification ne concerne que les conditions aux frontières citées dans les Eqs. (II.46) et (II.47). La Figure (II.7) montre une encoche avec son isthme (zone III et IV) ; les parois sont simplifiées et considérées radiales. Le potentiel au niveau la zone d'encoche (zone IV) peut être écrit sous la forme suivante :

$$\nabla^2 A_i = -u_0 \cdot J_i \quad (\text{II-44})$$

Où u_0 est la perméabilité de l'air et J_i est la densité du courant au niveau de l'encoche (i).

Pour déterminer la distribution du champ magnétique dans cette zone, il est important de le faire en deux étapes en calculant la partie homogène (équation de Laplace) et non homogène (équation de Poisson) comme suit :

$$A_i^{IV}(r, \theta) = A_i^g(r, \theta) + A_i^p(r, \theta) \quad (\text{II-45})$$

Les conditions de Dirichlet sont :

$$B_r^{IV}(r, \theta)|_{\theta=\theta_i \pm w_2/2} = 0 \quad (\text{II-46})$$

$$H_\theta^{IV}(r, \theta)|_{r=R_4} = 0 \quad (\text{II-47})$$

Où w_2 représente l'ouverture de l'encoche i à la position θ_i .

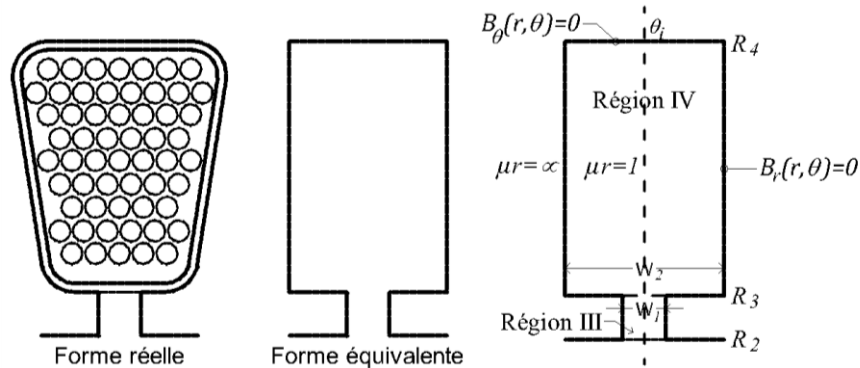


Figure II.7. Transformation d'une encoche réelle en une forme équivalente

a) Résolution de l'équation de Laplace

$$\nabla^2 A_i^{IV} = R(r).T(\theta) = 0 \quad (\text{II-48})$$

- Si $\lambda < 0$ la fonction $T(\theta)$ n'est pas propre.
- Si $\lambda = 0$ la fonction $T(\theta) = 1$.

Pour $\lambda > 0$:

$$\begin{cases} R(r) = C_{31}r^\mu + C_{32}r^{-\mu} \end{cases} \quad (\text{II-49})$$

$$\begin{cases} T(\theta) = C_{33}\cos[\mu(\theta - \theta_i + w_2/2)] + C_{34}\sin[\mu(\theta - \theta_i + w_2/2)] \end{cases} \quad (\text{II-50})$$

Selon la condition citée pour l'Eq. (II.46), nous avons trouvé que $C_{34} = 0$ et $C_{33} \sin(\mu.w_2) = 0$. Si $C_{33} = 0$, ça conduit à $T(\theta) = 0$. Une autre solution alternative est lorsque $\sin(\mu.w_2) = 0$ ce qui donne $\mu = m\pi/w_2$, donc :

$$T(\theta) = C_{33} \cos\left[\frac{m\pi}{w_2}(\theta - \theta_i + w_2/2)\right], \quad m = 1, 2, 3 \dots \quad (\text{II-51})$$

Nous pouvons simplifier cette dernière Expression en mettant $C_{33} = 1$.

Le potentiel au niveau de l'encoche peut maintenant s'écrire sous la forme suivante :

$$A_i^g(r, \theta) = C_1 \ln(r) + C_2 + \sum_{n=1}^{\infty} (C_3 r^{\frac{m\pi}{w_2}} + C_4 r^{-\frac{m\pi}{w_2}}) \cos\left(\frac{m\pi}{w_2}(\theta - \theta_i + w_2/2)\right), \quad r > 0 \quad (\text{II-52})$$

b) Résolution de l'équation particulière de Poisson

Selon le premier terme de l'Eq. (II.52), $(C_1 \ln(r) + C_2)$, nous pouvons l'écrire sous forme :

$$y(r) = C_1 y_1(r) + C_2 y_2(r) \quad (\text{II-53})$$

Avec $y_1(r) = \ln(r)$, $y_2(r) = 1$.

La solution particulière sera comme suit :

$$y_{p1}(r) = u_1(r)y_1(r) + u_2(r)y_2(r) \quad (\text{II-54})$$

où :

$$\begin{cases} u_1'(r) = -\frac{y_2(r) \cdot f(r)}{W(r)} \\ u_2'(r) = \frac{y_1(r) \cdot f(r)}{W(r)} \\ f(r) = -u_0 J_i \end{cases} \quad (\text{II-55})$$

$W(r)$ est appelée matrice de Wronskian, son expression est donnée par :

$$W(r) = \begin{vmatrix} y_1 & y_2 \\ y_1' & y_2' \end{vmatrix} = y_1 y_2' - y_2 y_1' = -\frac{1}{r} \quad (\text{II-56})$$

Par conséquent :

$$\begin{cases} u_1(r) = -\frac{1}{2} u_0 J_i \cdot r^2 \end{cases} \quad (\text{II-57})$$

$$\begin{cases} u_2(r) = \frac{1}{2} u_0 J_i r^2 \ln(r) - \frac{1}{4} u_0 J_i \cdot r^2 \end{cases} \quad (\text{II-58})$$

Donc la première solution particulière est la suivante :

$$y_{p1}(r) = -\frac{1}{4} u_0 J_i \cdot r^2 \quad (\text{II-59})$$

La solution particulière du deuxième terme $\left((C_3 r^{\frac{m\pi}{w_2}} + C_4 r^{-\frac{m\pi}{w_2}}) \cos\left(\frac{m\pi}{w_2}(\theta - \theta_i + w_2/2)\right) \right)$ de l'Eq. (II.52) est nulle.

L'écriture de l'expression semi finale du potentiel vecteur magnétique au niveau de l'encoche (i) est donnée par l'Expression suivante :

$$A_i^{IV}(r, \theta) = C_{i1}^{IV} \ln(r) + C_{i2}^{IV} - \frac{1}{4} u_0 J_i \cdot r^2 + \sum_{m=1}^{\infty} \left(C_{i3}^{IV} r^{\frac{m\pi}{w_2}} + C_{i4}^{IV} r^{-\frac{m\pi}{w_2}} \right) \times \cos\left(\frac{m\pi}{w_2}(\theta - \theta_i + w_2/2)\right) \quad (\text{II-60})$$

L'induction tangentielle au fond de l'encoche est nulle ; nous obtenons :

$$A_i^{IV}(r, \theta) = \frac{1}{2} u_0 J_i R_4^2 \ln(r) + C_{i2}^{IV} - \frac{1}{4} u_0 J_i \cdot r^2 + \sum_{m=1}^{\infty} \left(C_{i4}^{IV} \left(R_4^2 \frac{2m\pi}{w_2} r^{\frac{m\pi}{w_2}} + r^{-\frac{m\pi}{w_2}} \right) \right) \times \cos\left(\frac{m\pi}{w_2}(\theta - \theta_i + w_2/2)\right) \quad (\text{II-61})$$

Nous pouvons déduire, selon l'Eq. (II.60), l'expression du potentiel vecteur magnétique au niveau de l'isthme d'encoche (zone III (Fig. II.7)) en supposant que la densité du courant électrique est nulle :

$$A_i^{III}(r, \theta) = C_{i1}^{III} \ln(r) + C_{i2}^{III} + \sum_{k=1}^{\infty} \left(C_{i3}^{III} r^{\frac{k\pi}{w_1}} + C_{i4}^{III} r^{-\frac{k\pi}{w_1}} \right) \times \cos\left(\frac{k\pi}{w_1}(\theta - \theta_i + w_1/2)\right) \quad (\text{II-62})$$

II.4.1.4. Solution du potentiel vecteur magnétique au niveau de l'aimant

Pour simplifier notre calcul, nous allons, dans cette partie, modéliser la forme classique RPM comme l'indique la Fig. (II.8) [LBI15a].

Le principe du calcul est le même que celui effectué précédemment. L'écriture semi finale du potentiel au niveau de la zone (I) peut s'écrire comme suit :

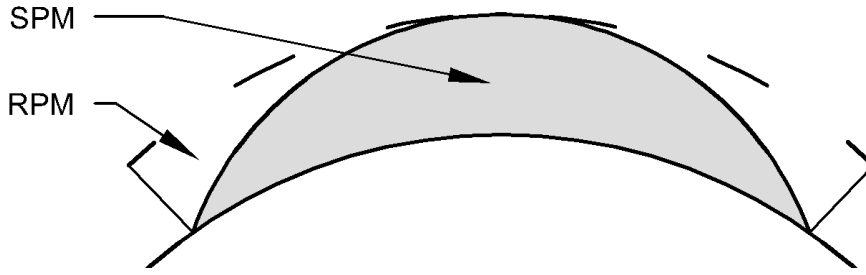


Figure II.8. Différentes formes géométriques de l'aimant rotorique : RPM (barreaux rectangulaires aimantés radialement) et SPM (forme biseautée à aimantation radiale)

Si $np \neq 1$:

$$A^I(r, \theta) = C_1^I \ln(r) + C_2^I + \sum_{n=1}^{\infty} \left(C_3^I r^{np} + C_4^I r^{-np} + \frac{M_{rsn}}{1 - np^2} r \right) \times \sin(np \cdot \theta) + \sum_{n=1}^{\infty} \left(C_5^I r^{np} + C_6^I r^{-np} + \frac{M_{rcn}}{1 - np^2} r \right) \times \cos(np \cdot \theta), \quad r > 0 \quad (\text{II-63})$$

Si $np = 1$:

$$A^I(r, \theta) = C_1^I \ln(r) + C_2^I + \sum_{n=1}^{\infty} \left(C_3^I r + C_4^I r^{-1} + \frac{M_{rs1}}{2} r \ln(r) \right) \times \sin(\theta) + \sum_{n=1}^{\infty} \left(C_5^I r + C_6^I r^{-1} + \frac{M_{rc1}}{2} r \ln(r) \right) \times \cos(\theta), \quad r > 0 \quad (\text{II-64})$$

Sachant que :

$$\begin{cases} M_{rsn} = np \cdot M_{nr2} - M_{n\theta1} \end{cases} \quad (\text{II-65})$$

$$\begin{cases} M_{rcn} = -(np \cdot M_{nr1} + M_{n\theta2}) \end{cases} \quad (\text{II-66})$$

Dans le cas d'une aimantation purement radiale :

$$\begin{cases} M_{rsn} = \frac{4B_{rm}}{n\pi} \sin\left(\frac{n\pi}{2}\right) \sin\left(\frac{n\pi\beta}{2}\right) \sin\left(\frac{n\tau}{2}\right) \end{cases} \quad (\text{II-67})$$

$$\begin{cases} M_{rcn} = \frac{4B_{rm}}{n\pi} \sin\left(\frac{n\pi}{2}\right) \sin\left(\frac{n\pi\beta}{2}\right) \cos\left(\frac{n\tau}{2}\right) \end{cases} \quad (\text{II-68})$$

B_{rm}, β, τ sont respectivement l'induction rémanente de l'aimant, le rapport arc polaire/pas polaire et l'écart entre la position de l'aimant et l'axe à l'origine.

Les aimantations radiale et tangentielle respectivement peuvent s'écrire sous la forme suivante :

$$\begin{cases} M_r = \sum_{n=1}^{\infty} M_{nr1} \cos(np \cdot \theta) + M_{nr2} \sin(np \cdot \theta) & \text{(II-69)} \\ M_\theta = \sum_{n=1}^{\infty} M_{n\theta1} \cos(np \cdot \theta) + M_{n\theta2} \sin(np \cdot \theta) & \text{(II-70)} \end{cases}$$

Le potentiel vecteur magnétique (au niveau de l'aimant et au niveau de l'entrefer) est une fonction alternative périodique. Ce qui conduit à ce que sa valeur moyenne soit nulle sur sa période, donc, le terme continu est nul et ainsi :

$$C_1^I \ln(r) + C_2^I = 0$$

Selon la condition de frontière suivante :

$$H_\theta^I \Big|_{r=R_0} = 0 \quad \text{(II-71)}$$

on a :

Si $np \neq 1$:

$$C_3^I = -R_0^{-2np} C_4^I + \left(\frac{M_{n\theta1}}{np} + \frac{M_{rsn}}{np^2 - 1} \right) R_0^{-np+1} \quad \text{(II-72)}$$

$$C_5^I = -R_0^{-2np} C_6^I + \left(-\frac{M_{n\theta2}}{np} + \frac{M_{rcn}}{np^2 - 1} \right) R_0^{-np+1} \quad \text{(II-73)}$$

Si $np = 1$:

$$C_3^I = -\frac{1}{R_0^2} C_4^I - \frac{1}{2} (M_{rs1} \ln(R_0) - 2M_{1\theta2}) \quad \text{(II-74)}$$

$$C_5^I = -\frac{1}{R_0^2} C_6^I - \frac{1}{2} (M_{rc1} \ln(R_0) + 2M_{1\theta1}) \quad \text{(II-75)}$$

Pour modéliser la forme biseautée de l'aimant, il suffit de le subdiviser en Nc couches qui prennent la forme rectangulaire comme le montre la Fig. (II.9) ; si le nombre de couches augmente, on obtient la forme idéale indiquée par la couleur grise. Une autre méthode, indiquée par **[NRT10]**, utilise la méthode de segmentation verticale. Cette technique présente un temps de calcul plus long par rapport à notre technique. On peut maintenant ajouter au niveau des Eqs. (II.63) et (II.64) l'indice (j) représentant la couche (j).

Si $np \neq 1$:

$$\begin{aligned} A_j^I(r, \theta) = \sum_{n=1}^{\infty} \left(C_{j3}^I r^{np} + C_{j4}^I r^{-np} + \frac{M_{rsjn}}{1 - np^2} r \right) \times \sin(np \cdot \theta) + \\ \sum_{n=1}^{\infty} \left(C_{j5}^I r^{np} + C_{j6}^I r^{-np} + \frac{M_{rcjn}}{1 - np^2} r \right) \times \cos(np \cdot \theta), \quad r > 0 \end{aligned} \quad \text{(II-76)}$$

Si $n_p = 1$:

$$A_j^l(r, \theta) = \sum_{n=1}^{\infty} \left(C_{j3}^l r + C_{j4}^l r^{-1} + \frac{M_{rsj1}}{2} r \ln(r) \right) \times \sin(\theta) + \sum_{n=1}^{\infty} \left(C_{j5}^l r + C_{j6}^l r^{-1} + \frac{M_{rcj1}}{2} r \ln(r) \right) \times \cos(\theta), \quad r > 0 \quad (\text{II-77})$$

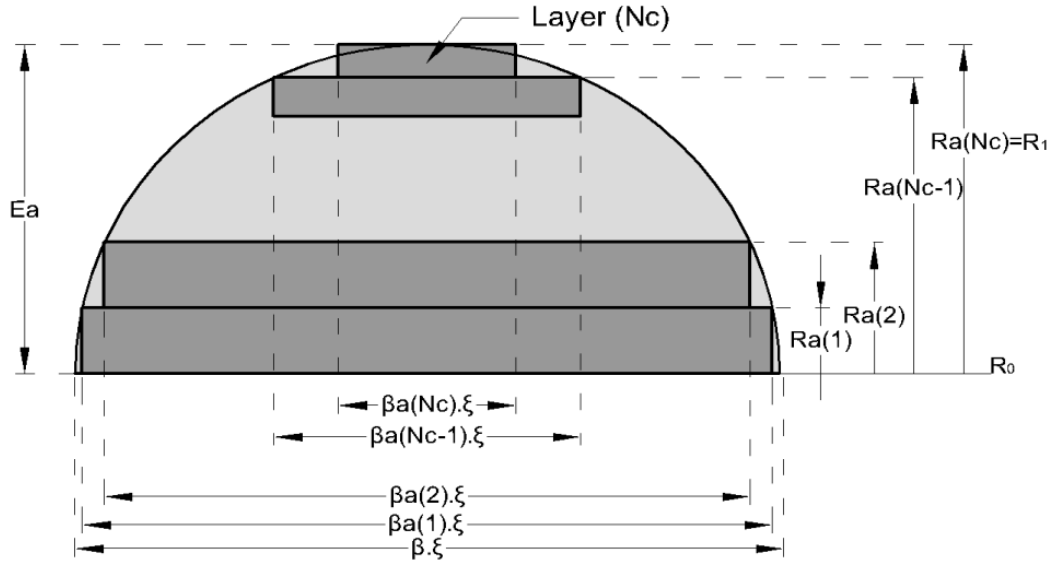


Figure II.9. Division de l'aimant en N_c couches (aimant rotorique biseauté)

L'ouverture et l'épaisseur de chaque couche sont données par les relations suivantes :

$$\beta a(j) = \frac{(N_c + 1 - j)\beta}{N_c + 1} \quad \text{pour } j = 1..N_c \quad (\text{II-78})$$

$$Ra(j) = R_0 + Ea \cdot \cos\left(\frac{\beta a(j)\pi}{2\beta}\right) \quad (\text{II-79})$$

Les constants des Eqs. (II.42), (II.61), (II.62), (II.76) et (II.77) sont calculées en utilisant les conditions de continuité (voir l'annexe).

II.5. Calcul des constantes

Jusqu'à présent, nous avons écrit les conditions aux limites entre les différentes zones de la machine et du fer rotorique et statorique. Cela nous a permis de simplifier quelque peu les expressions des potentiels vecteurs magnétiques. Néanmoins, il reste des inconnues à déterminer pour connaître parfaitement l'état magnétique de la machine. Ces inconnues vont être déterminées en écrivant les conditions de continuités entre les différentes zones elles-mêmes. Nous allons ranger toutes les inconnues restantes dans un vecteur que nous appelons $[X]$. Ensuite, nous écrivons un système d'équations linéaires permettant de déterminer ce vecteur. La résolution de cette partie du problème sera obtenue numériquement. Les conditions de continuités sont :

a) Au niveau de $r = R_j$

$$A_j^l(R_j, \theta) = A_{(j+1)}^l(R_j, \theta) \quad (\text{II-80})$$

$$H_{\theta j}^l(R_j, \theta) = H_{\theta(j+1)}^l(R_j, \theta) \quad (\text{II-81})$$

b) Au niveau de $r = R_1$

$$A_{Nc}^I(R_1, \theta) = A^{II}(R_1, \theta) \quad (\text{II-82})$$

$$H_{\theta Nc}^I(R_1, \theta) = H_{\theta}^{II}(R_1, \theta) \quad (\text{II-83})$$

c) Au niveau de $r = R_2$

$$A^{II}(R_2, \theta) \Big|_{\theta_i - w_1/2 \leq \theta \leq \theta_i + w_1/2} = A_i^{III}(R_2, \theta) \Big|_{\theta_i - w_1/2 \leq \theta \leq \theta_i + w_1/2} \quad (\text{II-84})$$

$$H_{\theta}^{II}(R_2, \theta) = \sum_{i=1}^{Qs} H_{i\theta}^{III}(R_2, \theta) \Big|_{\theta_i - w_1/2 \leq \theta \leq \theta_i + w_1/2} \quad (\text{II-85})$$

d) Au niveau de $r = R_3$

$$A_i^{III}(R_3, \theta) \Big|_{\theta_i - w_1/2 \leq \theta \leq \theta_i + w_1/2} = A_i^{IV}(R_3, \theta) \Big|_{\theta_i - w_1/2 \leq \theta \leq \theta_i + w_1/2} \quad (\text{II-86})$$

$$H_{\theta i}^{III}(R_3, \theta) \Big|_{\theta_i - w_1/2 \leq \theta \leq \theta_i + w_1/2} = H_{\theta i}^{IV}(R_3, \theta) \Big|_{\theta_i - w_1/2 \leq \theta \leq \theta_i + w_1/2} \quad (\text{II-87})$$

Avec l'application de ces conditions aux limites, le problème de magnétostatique peut être résolu. Le système d'équations linéaires, permettant la détermination complète de toutes les inconnues composant le vecteur des inconnues $[X]$, peut être écrit sous la forme matricielle indiquée dans l'Eq. (II.94). La complexité des équations semble cependant être un frein à une résolution purement analytique [JIA12]. C'est la raison pour laquelle nous avons opté pour une résolution numérique. Celle-ci conduira à des temps de calculs plus importants qu'avec une solution analytique mais sera tout de même moins coûteuse qu'une résolution purement numérique de type éléments finis.

$$[A][X] = [B] \quad (\text{II-88})$$

$[A]$ est la matrice topologique inversible dont les éléments dépendent de la géométrie de l'espace d'étude ; $[B]$ est le vecteur source dont les éléments dépendent de la répartition spatiale et des propriétés physiques des sources de champ magnétique (aimantation et densité de courant) et $[X]$ est le vecteur des inconnues qui correspondent aux coefficients du potentiel vecteur magnétique dans les différentes régions considérées de la machine.

Les dimensions du système constituent un point de discussion ; il dépend du nombre d'harmoniques ainsi que du nombre de zones actives de la machine où le nombre dominant est celui des couches de l'aimant. L'augmentation du nombre d'harmoniques considérés permet dans une certaine mesure d'augmenter la précision du calcul du champ magnétique. Cependant, au-delà d'un certain nombre d'harmoniques, le calcul devient mal conditionné et consomme un peu plus de temps surtout s'il s'agit d'une étude paramétrique [BKJ10]. Une fois que la précision des résultats est fixée, le calcul du potentiel vecteur magnétique est possible en tous points actifs de la machine. Le temps de calcul sera fonction de ces paramètres. Pour cela, le choix de la méthode de calcul numérique est primordial pour éviter de rencontrer un problème de mauvais conditionnement et d'instabilité du système.

Il existe deux grandes familles de méthodes de résolution :

- a) Les méthodes directes qui permettent de résoudre le système soit par triangularisation ou soit par factorisation de la matrice $[A]$. Les principales méthodes sont :
- Le pivot de Gauss.
 - La factorisation LU.
 - La factorisation de Cholesky.
 - Les factorisations de Householder et QR.

Ces méthodes sont utilisées pour les matrices pleines et les petits systèmes.

- b) Les méthodes itératives qui introduisent une notion de convergence vers la solution. Les principales méthodes sont :
- Méthode de Jacobi.
 - Méthode de Gauss-Seidel.
 - Méthode du gradient conjugué.

II.6. Prise en compte de la saturation

Comme le modèle analytique cité dans la première partie de ce chapitre II ne s'applique pas pour étudier le phénomène de saturation à cause de l'hypothèse qui impose que la perméabilité relative du circuit magnétique soit infinie. Nous allons exploiter d'autres méthodes pour analyser l'effet de la saturation sur le type de machines étudiées.

La méthode des éléments finis est très connue pour sa puissance de calcul numérique en 2D et en 3D. Elle permet de modéliser des phénomènes multi-physiques couplés. Cependant, les paramètres optimaux d'un tel système électromécanique sont le point négatif de cette méthode à cause des itérations de calcul liées à la caractéristique magnétique $B(H)$.

Une autre méthode dite hybride est considérée être l'une des méthodes efficaces pour résoudre les équations du champ en statique et en dynamique dans les machines électriques à structures complexes [SAY15, YMG15, SAG16]. Son principe est simple ; les géométries de la machine sont subdivisées en plusieurs domaines comme cela est indiqué dans la première partie de ce deuxième chapitre. Généralement, les zones les plus perméables au champ magnétique sont réservées pour les réseaux de perméances alors que les autres zones, comme l'entrefer ou les aimants, sont gardées pour la partie analytique.

II.6.1. Modélisation de la machine par la méthode hybride

Les performances de la machine peuvent être calculées en régime linéaire ou en régime saturé. Si nous supposons que la perméabilité est constante alors le flux obtenu par cette méthode est linéaire. Dans le cas où on tient compte de la caractéristique $B(H)$ des matériaux magnétiques de la machine, on arrive à déterminer la distribution du flux en régime saturé du circuit magnétique. La Figure (II.11) présente un réseau de réductances associé au stator seulement.

- Le nombre et le pas de discrétisation, vertical ou horizontal, est choisi de telle sorte que les résultats ne présentent pas de fluctuations.
- Le pas de discrétisation n'est pas forcément constant ; il dépend des géométries de la machine et du niveau ou de la zone de simulation.

La méthode nodale est utilisée pour formuler le système d'équations du réseau de réductances. Les inconnues du système d'équations du circuit généré sont les potentiels scalaires magnétiques dans chaque nœud. Pour un réseau élémentaire composé de quatre réductances, comme l'indique la Fig. (II.12), la somme des flux traversant le nœud (i) est égale à zéro comme le montre l'Eq. (II.104).

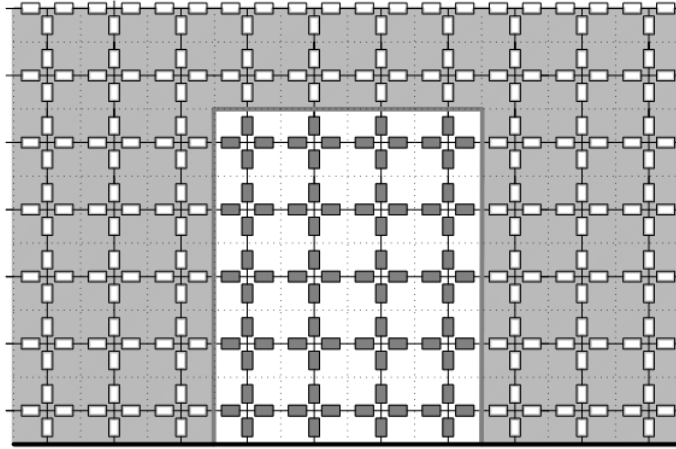


Figure II.10. Maillage basé sur la méthode des réseaux de perméances (sans source magnétique ou électrique)

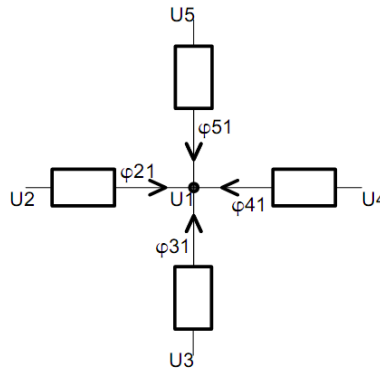


Figure II.11. Élément de réductance

$$\sum_{\substack{j=a \\ i \neq j}}^b \varphi_{ij} = 0 \quad (\text{II-89})$$

Où ($j = [a \ b]$) est un intervalle regroupant toutes les perméances (généralement égal à 4) croisées avec le nœud(i).

$$U_i - U_j = -\mathfrak{R}_{ij} \varphi_{ij} = -\frac{1}{P_{ij}} \varphi_{ij} \quad (\text{II-90})$$

$\mathfrak{R}_{ij}, P_{ij}$ sont respectivement, la réductance et la perméance entre les nœuds (i) et (j). Leurs expressions sont définies par leur perméabilité relative (μ_r), la longueur (L) et la section (S) :

$$\mathfrak{R}_{ij} = \frac{1}{P_{ij}} = \frac{1}{\mu_0 \mu_r S} L \quad (\text{II-91})$$

Nous pouvons généraliser le réseau sous la forme suivante :

$$\left(\sum_{\substack{j=1 \\ i \neq j}}^n P_{ij} \right) U_i - \sum_{\substack{j=1 \\ i \neq j}}^n P_{ij} U_j = 0 \quad (\text{II-92})$$

L'Equation (II.92) peut être appliquée à tous les nœuds sauf à ceux qui se trouvent au niveau de l'interface entre le stator et l'entrefer. Donc, la valeur de (i) peut être égale à $(NL - 1)NC$ où NL et NC représentent respectivement le nombre de nœuds dans une ligne et dans une colonne.

Le système d'équations correspondant est exprimé en utilisant la formulation matricielle suivante :

$$[P][U] = [\varphi] \quad (\text{II-93})$$

$[P]$ est une matrice carrée $(m \times m)$; $[\varphi]$ est un vecteur source de $(m \times 1)$ et $[U]$ est un vecteur de potentiels (les inconnues) à déterminer de $(m \times 1)$.

II.6.2. Méthode de couplage

Dans cette partie, l'utilisation du potentiel scalaire est indispensable pour combiner entre l'analyse analytique et celle numérique. La zone du rotor n'a pas besoin d'être discrétisée car celle-ci qui ne dispose pas de géométries complexes ou de sources électriques et/ou magnétiques ce qui empêche sa saturation magnétique. Nous pouvons considérer que la discrétisation n'est réservée qu'au niveau du stator.

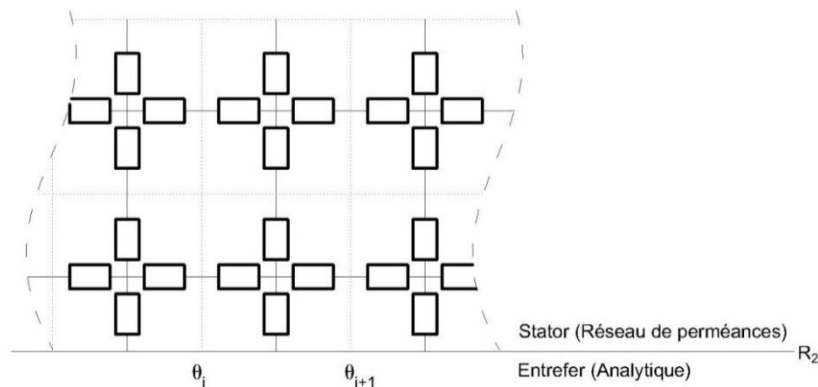


Figure II.12. Couplage des deux méthodes au niveau du rayon interne du stator du côté de l'entrefer ($r = R_2$)

Dans ces conditions, le couplage entre les deux modèles est obtenu en égalisant le potentiel scalaire magnétique au niveau du rayon d'alésage statorique et en calculant les flux entrants pour les nœuds à l'interface (Fig. II.13) en utilisant la composante radiale de l'induction obtenue par la méthode analytique.

II.6.3. Identification de la matrice topologique $[A]$ et du vecteur source $[B]$

Nous pouvons combiner entre les deux méthodes en rassemblant toutes les inconnues sous la forme suivante :

$$[A][X] = [B] \quad (\text{II-94})$$

où $[X]$ est un vecteur des inconnues de $(4nh \times (Nc + 1) + NL \times NC, 1)$ et (nh) représente le nombre d'harmoniques pour la partie analytique et (Nc) le nombre

de couches constituant l'aimant permanent. [A] est une matrice regroupant tous les éléments qui dépendent de la forme géométrique de la machine au niveau des frontières entre les différentes régions et des propriétés magnétiques des différents matériaux utilisés et [B] est un vecteur source.

L'analyse électromagnétique est basée sur la résolution des équations de Maxwell comme c'est le cas dans la première partie de ce chapitre. La formulation en potentiel scalaire magnétique va nous servir afin de combiner entre les méthodes analytique et numérique. Dans ces conditions, nous utilisons l'Eq. (II. 95).

$$\overrightarrow{rot} \vec{H} = \vec{j} \quad (II-95)$$

A vide, les enroulements statoriques ne canalisent aucun courant et la valeur de la densité du courant est nulle ce qui traduit le fait que (\vec{H}) est irrotationnel. On en déduit l'existence d'un potentiel scalaire magnétique (u) tel que :

$$\vec{H} = -grad(\vec{u}) = -\frac{\partial u}{\partial r} \vec{a}_r - \frac{1}{r} \frac{\partial u}{\partial \theta} \vec{a}_\theta \quad (II-96)$$

Nous pouvons suivre les mêmes étapes indiquées auparavant pour déterminer les expressions finales du potentiel scalaire au niveau des zones des aimants et de l'entrefer. Dans tous les cas, la forme générale de l'expression globale du potentiel scalaire sera similaire à celle du potentiel vecteur magnétique comme le montrent les Eqs. (II.97) et (II.100).

$$u^I(r, \theta) = \sum_{n=1}^{\infty} (C_{3n}^I r^{np} + C_{4n}^I r^{-np} + \Psi_{sn}(r)) \times \sin(np. \theta) + \sum_{n=1}^{\infty} (C_{5n}^I r^{np} + C_{6n}^I r^{-np} + \Psi_{cn}(r)) \times \cos(np. \theta), \quad r > 0 \quad (II-97)$$

L'aimantation est choisie radiale d'où :

$$\Psi_{sn}(r) = \begin{cases} \frac{M_{rs1}}{2} . r . \ln(r) & np = 1 \\ \frac{M_{rsn}}{1 - (np)^2} r & np \neq 1 \end{cases} \quad (II-98)$$

$$\Psi_{cn}(r) = \begin{cases} \frac{M_{rc1}}{2} . r . \ln(r) & np = 1 \\ \frac{M_{rcn}}{1 - (np)^2} r & np \neq 1 \end{cases} \quad (II-99)$$

M_{rsn}, M_{rcn} sont les composantes de l'aimantation radiale (Eqs. (II.67) et (II.68)) respectivement.

Le potentiel scalaire au niveau de l'entrefer s'écrit comme suit :

$$u^{II}(r, \theta) = \sum_{n=1}^{\infty} (C_{3n}^{II} r^{np} + C_{4n}^{II} r^{-np}) \times \sin(np. \theta) + \sum_{n=1}^{\infty} (C_{5n}^{II} r^{np} + C_{6n}^{II} r^{-np}) \times \cos(np. \theta), \quad r > 0 \quad (II-100)$$

Les expressions du champ magnétique radial et du champ magnétique tangentiel s'écrivent comme suit :

$$\begin{cases} H_r = -\frac{\partial u(r, \theta)}{\partial r} \end{cases} \quad (\text{II-101})$$

$$\begin{cases} H_\theta = -\frac{1}{r} \frac{\partial u(r, \theta)}{\partial \theta} \end{cases} \quad (\text{II-102})$$

Le couplage des deux méthodes se fait au niveau de la limite séparant la zone de l'entrefer de celle du stator en respectant les conditions suivantes :

$$(U(r)|^{Numérique} = u^I(r, \theta)|^{Analytique})|_{r=R_2} \quad (\text{II-103})$$

Cette dernière condition conduit à :

$$\frac{2}{\pi n} \sum_{i=1}^{NC} U_i (\sin(np\theta_{i+1}) - \sin(np\theta_i)) = C_{3n}^I R_2^{np} + C_{4n}^I R_2^{-np} \quad (\text{II-104})$$

$$-\frac{2}{\pi n} \sum_{i=1}^{NC} U_i (\cos(np\theta_{i+1}) - \cos(np\theta_i)) = C_{5n}^I R_2^{np} + C_{6n}^I R_2^{-np} \quad (\text{II-105})$$

La condition suivante nécessite d'assurer la continuité du flux. Le flux magnétique établi dans une surface (S) est défini comme :

$$\varphi = \int B dS \quad (\text{II-106})$$

Donc, pour une portion élémentaire (dS)

$$P_{ij}(U_i - U_j) = -\mu_0 L a R_2 \int_{\theta_i}^{\theta_{i+1}} \left(\frac{\partial u^I(r, \theta)}{\partial r} \right) d\theta \quad (\text{II-107})$$

II.7. Calculs du couple et de la FEM de la machine étudiée

Les décisions prises lors de la phase de prédimensionnement impactent fortement sur tout le processus de développement des solutions imposées. Un nouveau cahier des charges nécessitant l'investigation de nouvelles structures de machines et la recherche de dimensionnements adaptés pouvant satisfaire les exigences et les spécificités techniques relatives aux performances à réaliser ainsi que les contraintes techniques à respecter. Le modèle analytique développé dans les parties précédentes de ce chapitre permet de fournir un environnement approprié pour la conception optimale des machines électriques ou même, de manière générale, d'un dispositif électrotechnique. La solution globale de la distribution du champ magnétique permet de prévoir la qualité des performances à travers le calcul des grandeurs globales (f.é.m., inductances propres et mutuelles, forces et couples à vide et en charge, pertes électromagnétiques...).

II.7.1. Calcul du couple de détente

L'interaction du champ magnétique créé par les aimants permanents rotorique avec les dents statoriques produit un couple parasite dit « couple de détente ». Sa valeur moyenne est nul donc il ne contribue pas au développement du couple total produit par la machine mais il provoque des ondulations supplémentaires et engendre des

vibrations ou du bruit acoustique indésirable dans l'arbre. On applique le tenseur des contraintes de Maxwell sur une surface cylindrique située au milieu de l'entrefer entourant le rotor. Son expression est donnée par :

$$CT(\theta) = \frac{R^2 L_u}{\mu_0} \int_0^{2\pi} B_r^{II}(r, \theta) \cdot B_\theta^{II}(r, \theta) \quad (II-108)$$

où R, L_u, μ_0 sont respectivement le rayon situé au niveau de l'entrefer, la longueur utile de la machine et la perméabilité relative du vide.

II.7.2. Expression de la force électromotrice

La force électromotrice est calculée partir de la variation de flux traversant une bobine en utilisant la loi de Faraday. Lorsque le rotor tourne d'un pas polaire, c'est-à-dire de π/p , un aimant Sud prend la place d'un aimant Nord et le flux ϕ dans la bobine s'inverse. Le flux produit par les aimants au niveau de l'encoche (i) s'obtient par intégration du potentiel vecteur magnétique dans la zone IV (Fig. II.7) comme suit :

$$\Phi_i(t) = \frac{N_s L_u}{S} \int_{\theta_i - w_2/2}^{\theta_i + w_2/2} \int_{R_3}^{R_4} A^{IV}(r, \theta, t) \cdot r dr \cdot d\theta \quad (II-109)$$

où N_s, S sont respectivement le nombre de spires par encoche et la surface de l'encoche. L'expression de cette dernière est :

$$S = w_2 \int_{R_3}^{R_4} r dr = \frac{w_2 (R_4^2 - R_3^2)}{2} \quad (II-110)$$

Le flux à vide traversant une phase peut être exprimé en regroupant le vecteur contenant toutes les valeurs du flux pour chaque encoche par la matrice de connexion $[C]$. Cette matrice de dimension $[3 Qs]$ possède des valeurs $(1, -1, 0)$ exprimant les entrées et les sorties de chaque bobine dans l'encoche considérée (Fig. II.10).

$$[\Psi_{A,B,C}] = [C][\Phi_1 \quad \Phi_2 \quad \dots \quad \Phi_{Qs}]^T \quad (II-111)$$

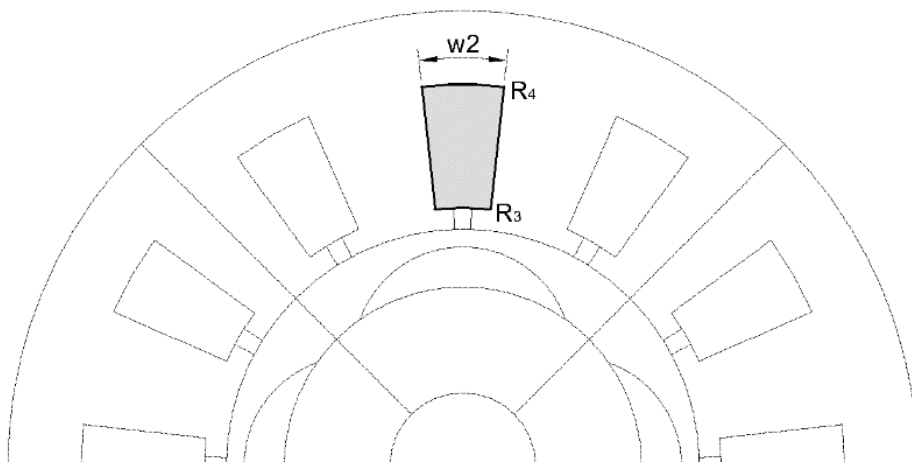


Figure II.13. Représentation de la zone d'intégration

Pour une machine ayant $Qs = 12$ encoches et deux paires de pôles, le nombre d'encoches par pôle et par phase est donné par :

$$q = Q_s / (3 \times p) = 12 / (3 \times 2) = 2 \quad (\text{II-112})$$

La matrice de connexion s'écrit sous la forme suivante :

$$[C] = \begin{vmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & -1 \\ 0 & 0 & -1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 \end{vmatrix} \quad (\text{II-113})$$

La force électromotrice à vide est calculée par dérivation du flux créé par les aimants à travers les enroulements du stator comme suit :

$$E_{A,B,C}(t) = - \frac{d\Psi_{A,B,C}(t)}{dt} \quad (\text{II-114})$$

II.7.3. Expression du couple d'interaction

On appelle "couple d'interaction électromagnétique" le terme du couple dû à l'interaction des courants statoriques et des aimants rotoriques. Le couple d'interaction développé par le type de machines étudiée peut être calculé par différentes méthodes à savoir :

- Tenseur des contraintes de Maxwell.
- A partir de la puissance instantanée.
- Loi de Laplace.

Le couple instantané est calculé en fonction de la puissance électromagnétique, or celle-ci s'exprime tout simplement par la somme de toutes les phases du produit de la force électromotrice par le courant de chaque phase. A vitesse de rotation constante, le couple électromagnétique peut s'écrire comme suit :

$$Tem(t) = \frac{p}{\Omega} \sum_{m=1}^3 E_m(t) \cdot i_m(t) \quad (\text{II-115})$$

$E_m(t)$, $i_m(t)$, Ω : sont respectivement la force électromotrice de la phase m et le courant de celle-ci.

Avec le couple instantané, nous pouvons calculer le coefficient d'ondulation tel que :

$$\Delta Tem = \frac{Tem_{max} - Tem_{min}}{Tem_{moyen}} \cdot 100\% \quad (\text{II-116})$$

où Tem_{max} , Tem_{min} et Tem_{moyen} sont respectivement le couple maximum, le couple minimum et le couple moyen

II.8. Validation par éléments finis

Comme le problème est bidimensionnel, il est donc intéressant de valider, dans certaines conditions, les solutions du modèle analytique par un outil d'analyse numérique par éléments finis en utilisant le code FEMM. La solution du problème s'obtient par discrétisation en appliquant un maillage à l'ensemble des structures étudiées. Le domaine d'étude est recouvert de mailles et comporte un nombre défini de nœuds. Le potentiel en un nœud s'exprime en fonction des potentiels des nœuds voisins, des caractéristiques des milieux magnétiques environnants et des sources existantes.

Lors de la discrétisation, la précision du résultat dépend du nombre de points. La précision augmente avec la finesse du maillage. Cependant, la taille des matrices

augmente aussi avec cette précision. Le choix du maillage résulte d'un compromis entre la précision souhaitée et la durée du calcul qui dépend essentiellement de plusieurs facteurs :

- L'augmentation du nombre d'harmoniques considérés permet dans une certaine mesure d'augmenter la précision du calcul. Cependant, au-delà d'un certain nombre d'harmoniques, le calcul devient mal conditionné et consomme un peu plus de temps surtout s'il s'agit d'une étude paramétrique [BKJ10].
- Choix de la structure à étudier soit en statique ou en dynamique.
- Le circuit magnétique est choisi en régime linéaire ou en régime de saturation.
- Contribution de l'outil informatique.

La résolution du système d'équations résultant de la discrétisation permet de déterminer l'ensemble des valeurs du potentiel magnétique aux nœuds du maillage. La solution obtenue avec un modèle par calcul du champ contient toutes les informations sur les caractéristiques du système électromagnétique. L'exploitation de ces informations permet de tracer des équipotentielles ou les lignes d'induction, la densité de courant et aussi de calculer des principales grandeurs physiques comme : l'induction, le flux, l'inductance et les efforts.

II.9. Conclusion

Au cours de ce chapitre, deux structures des aimants, classique et biseauté, ont été proposées pour modéliser une machine synchrone à aimants permanents montés sur la surface rotorique. La modélisation traitée est celle en 2D formulée en coordonnées polaires à partir des équations de Maxwell dans le cadre de la magnétostatique. Ces équations sont la base de tout modèle destiné au dimensionnement d'un système électromécanique car elles assurent la cohérence géométrique et physique des solutions. Elles permettent aussi d'imposer des contraintes structurelles ou autres.

La première méthode est analytique. Elle permet de modéliser linéairement la distribution du potentiel vecteur dans toutes les zones homogènes comme les aimants, l'entrefer et les encoches. La méthode analytique appliquée est une alternative à celle de Carter au niveau de l'entrefer à la méthode semi-analytique comme la transformation conforme. La deuxième méthode est une approche hybride qui permet de tenir compte de la saturation locale ou globale du circuit magnétique.

La modélisation électromagnétique basée sur le premier ou le deuxième modèle est générale dans le sens où elle est applicable à des machines synchrones multipolaires à aimants permanents montés en surface possédant une aimantation quelconque avec ou sans pièces polaires à rotor intérieur ou extérieur.

Au chapitre suivant, nous nous proposons de détailler le processus de dimensionnement de la machine sous des contraintes fixées pour réduire l'amplitude du couple de détente.

Chapitre III

Dimensionnement de la machine synchrone à entrefer lisse et à aimants permanents rotoriques biseautés

III.1. Introduction

Dans une procédure de conception classique d'actionneurs électriques, on utilise généralement un modèle analytique pour le dimensionnement. Ensuite, pour valider et caractériser les solutions obtenues, on utilise un modèle numérique avec moins d'hypothèses que le modèle précédent. Un code de calcul par éléments finis sert généralement à effectuer cette étape de validation et de caractérisation. Or, l'utilisation d'un tel code implique plusieurs tâches qui s'avèrent fastidieuses et répétitives dans une procédure de conception où des retours en arrière sont souvent nécessaires. Dans ce chapitre nous étudions une machine à aimants biseautés montés à la surface du rotor en linéaire et aussi en tenant compte de la saturation des matériaux ferromagnétiques. Les aimants sont modélisés de sorte à réduire l'amplitude du couple de détente. Les résultats, issus de la méthode analytique détaillée dans le chapitre précédent, sont validés par un code de calcul numérique basé sur la méthode des éléments finis.

III.2. Présentation de la structure de machine étudiée

La machine synchrone à aimants permanents étudiée, comme cela a été indiqué au niveau du chapitre II, est à entrefer lisse. Elle est constituée d'un stator classique denté avec des encoches abritant le bobinage triphasé alimenté par une source adaptée à la forme d'onde du flux dans l'entrefer et donc à celle de la force électromotrice générée. Le rotor comporte les aimants permanents qui sont montés sur sa surface du côté de l'entrefer. La forme géométrique de ces aimants est modifiée afin d'améliorer les performances de la machine. L'impact du nombre d'encoches et du nombre de paires de pôles sur les performances de la machine est pris en considération.

III.2.1. Paramètres de la machine

Les principales caractéristiques de la machine étudiée sont indiquées dans le Tableau (III.1). On commence par s'intéresser aux paramètres liés aux dimensions géométriques de la machine. La force magnétomotrice au niveau de l'entrefer est

calculée afin de s'assurer que le champ antagoniste n'atteigne pas des valeurs provoquant une démagnétisation irréversible des aimants.

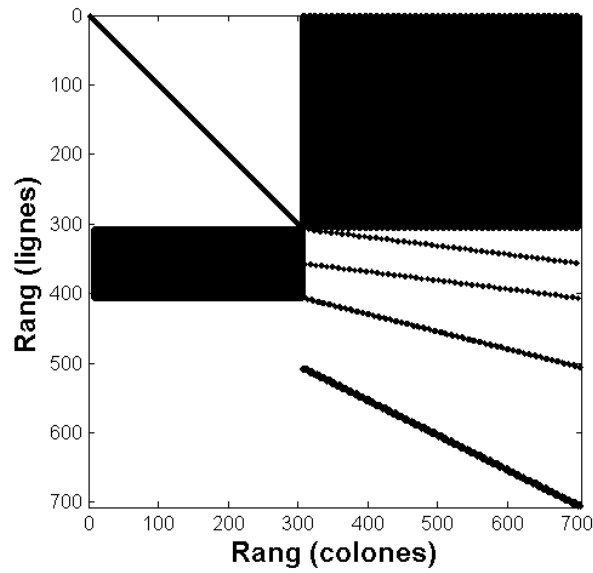
Dénomination	Désignation	Valeur [unité]
Aimantation rémanente des aimants de types $N_d F_e B$	B_r	1.28 [T]
Perméabilité des aimants	μ_r	1
Nombres de conducteurs par encoche	N	10
Intensité nominale du courant par phase	I_n	128 A
Nombre d'encoches statoriques	Q_s	-
Ouverture de l'isthme d'encoche	w_1	2°
Nombre de paires de pôles	p	-
Rayon interne du fer rotorique	R_m	20.00 [mm]
Rayon externe du fer rotorique	R_0	57.50 [mm]
Rayon d'alésage	R_2	64.65 [mm]
Rayon externe de la machine	R_3	125.00 [mm]
Hauteur des encoches	H_e	26.00 [mm]
Longueur active	L_u	150.00 [mm]
Epaisseur des aimants	e_a	06.50 [mm]
Epaisseur de l'entrefer	e	00.65 [mm]

Tableau III.1. Caractéristiques du type de machines étudiées [LKL11]

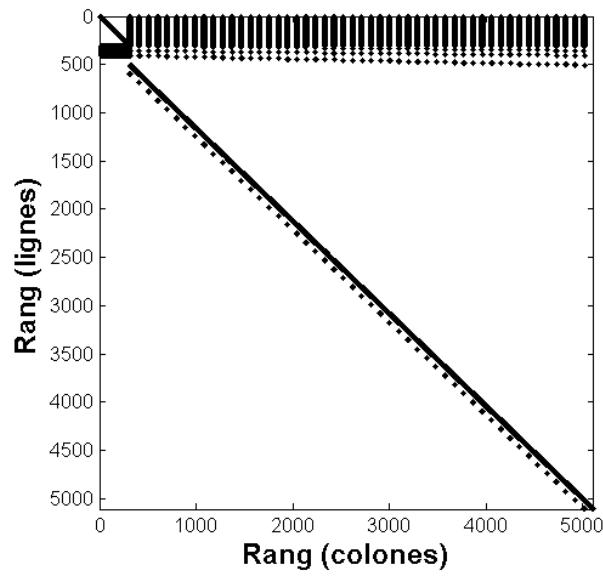
III.3. Distribution des inductions dues aux aimants

Comme cela a été détaillé dans le chapitre II, on a supposé que les aimants comportent plusieurs couches. Dans ce qui suit, on a opté pour un nombre de couches égal à 23. Ce dernier nombre, pour le cas étudié, est considéré suffisant de sorte à avoir le minimum possible de fluctuations au niveau des résultats. Il faut signaler qu'une augmentation du nombre de couches a un impact direct sur le temps de calcul qui peut devenir exorbitant.

Dans ce chapitre, deux machines électriques sont dimensionnées dont les caractéristiques de base sont fournies Tableau (III.1). Pour la machine synchrone à entrefer lisse ayant des aimants rotoriques constitués de barreaux élémentaires (RPM (Fig. II.8)), le calcul analytique dépend du nombre d'harmoniques et du nombre d'encoches ; la taille de la matrice [A] est de 706x706 avec un nombre d'éléments différents de zéro égale à 91706, cependant, pour le même stator et les mêmes paramètres (Table III.1) hormis la forme géométrique des aimants, la machine devient de type SPM (Fig. II.8) et la taille de la matrice [A] dépend en plus du nombre de couches de l'aimant utilisé indiqué sur la même Table. (III.1). La matrice [A] possède maintenant 5106x5106 éléments dont 100306 différents de zéro (Figs. (III.1.a) et (III.1.b)). Cette différence de taille entre les deux modèles implique un temps de calcul différent lors de la détermination des paramètres optimaux de la machine. La Figure (III.2) montre l'évolution du temps consommé avec Matlab pour une machine ayant les mêmes dimensions indiquées Table. (III.1). Ces résultats de la machine SPM ont été obtenus par un PC i3-2.53Ghz RAM4G sous un système d'exploitation Win64bit.



(a)



(b)

Figures III.1. Représentation des éléments de la matrice [A] pour la machine de type a) RPM et celle de type b) SPM

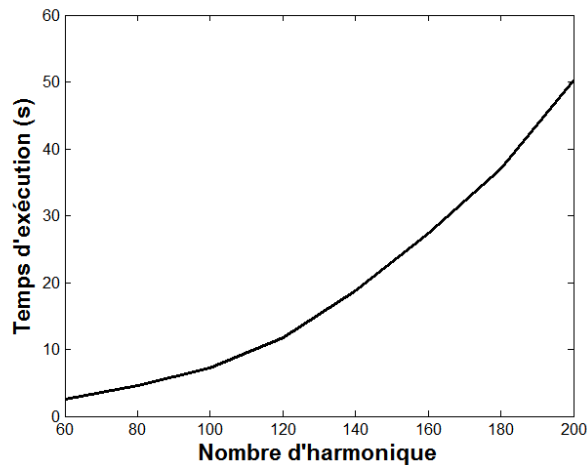
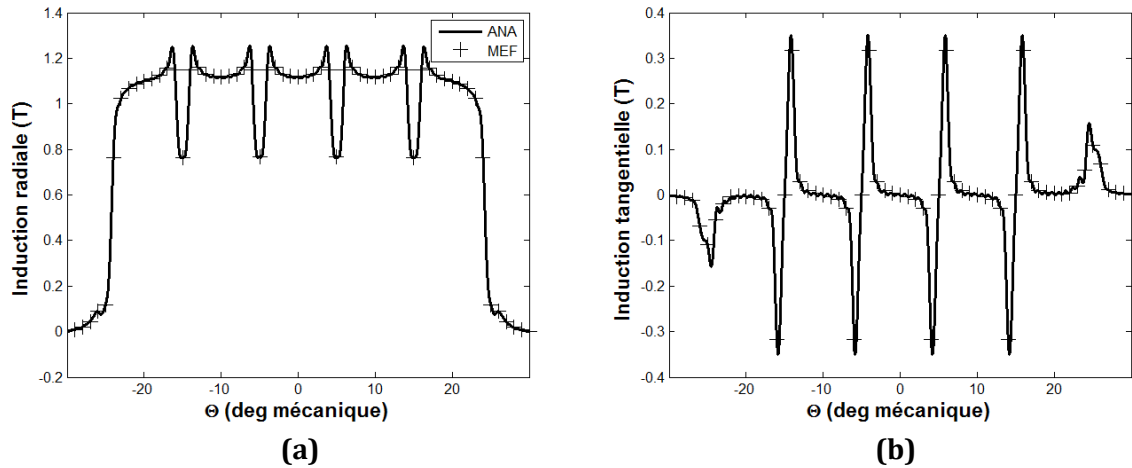
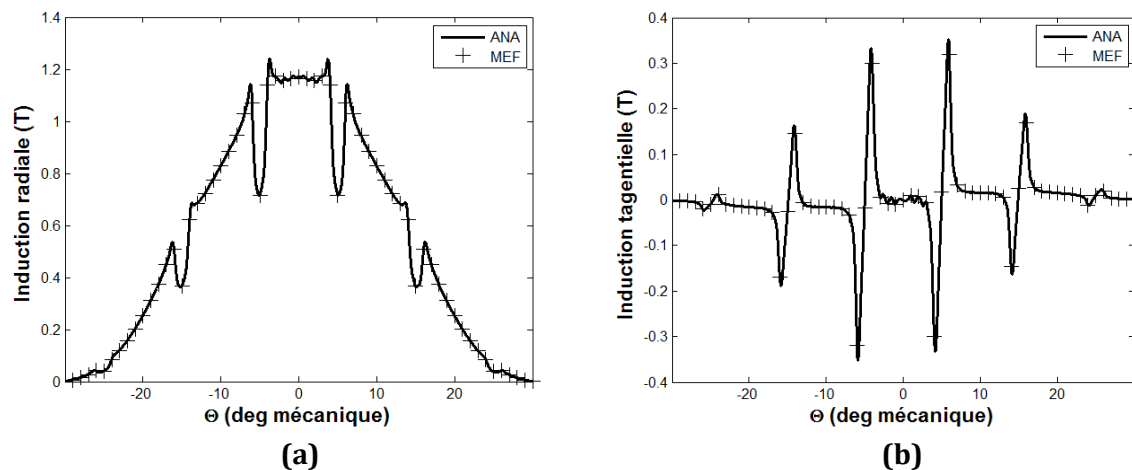


Figure III.2. Influence du nombre d'harmoniques sur le temps de calcul

Les inductions au milieu de l'entrefer pour ($r = R_2 - e/2$) sont calculées à partir de l'Expression (II.42) du potentiel vecteur magnétique sous des contraintes thermiques et mécaniques fixées. Les résultats pour une machine ayant ($2p = 6, Qs = 36$) et pour les deux configurations géométriques du rotor (RPM et SPM) sont illustrés Figs. (III.3) et (III.4). Les résultats de l'induction radiale suivent approximativement la forme des aimants installés. Les résultats ont été validés numériquement par la méthode des éléments finis en utilisant le code numérique FEMM développé par David Meeker [MEE10].



Figures III.3. Distributions de l'induction a) radiale et b) tangentielle due aux aimants rotoriques ayant une forme géométrique de type RPM au milieu de l'entrefer pour $\beta = 81\%$



Figures III.4. Distributions de l'induction a) radiale et b) tangentielle due aux aimants rotoriques ayant une forme biseautée SPM au milieu de l'entrefer pour $\beta = 81\%$

Il est noté que la modélisation numérique s'effectue classiquement en suivant les étapes suivantes :

- Définition de la géométrie de la machine.
- Maillage de la géométrie (Fig. III.5).
- Définition des propriétés physique pour chaque domaine de la machine (air, fer, aimants...).

- Définition du circuit électrique d'alimentation : l'amplitude du courant électrique d'alimentation créant la force magnétomotrice (cas facultatif selon l'étude à vide ou en charge).
- Finalement, on définit les conditions de frontières de la machine.

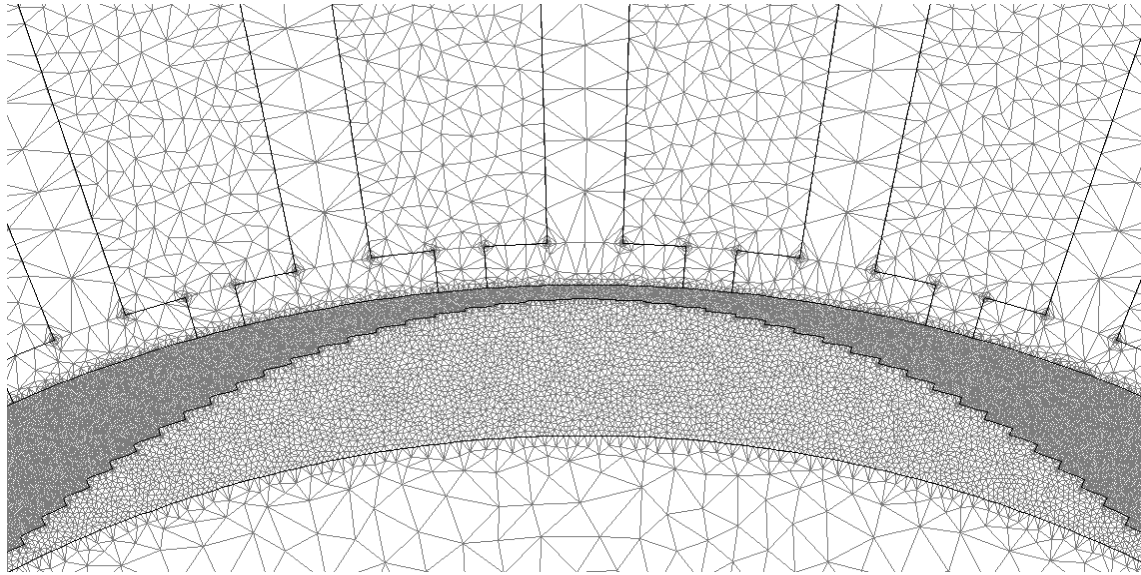


Figure III.5. Maillage des différentes zones de la machine

Pour obtenir une bonne précision, le nombre d'harmoniques pour la méthode analytique est choisi relativement élevé et le nombre de mailles pour la méthode numérique est choisi voisin de 18104.

Le Tableau (III.2) montre une étude comparative relative à la consommation du temps de calcul entre les deux méthodes analytique et numérique.

Machine	Calcul analytique		Calcul numérique	
	Dimensions de [A]	Temps de calcul	Nombre de mails	Temps de calcul
RMP	706x706	1s	186688	Plus de 30s
SPM	5106x5106	10s	179260	Plus de 70s

Tableau III.2. Temps de calcul des inductions pour chaque méthode et chaque structure

La Figure (III.6) montre le spectre harmonique de l'induction radiale pour les structures ayant des aimants de section rectangulaire et biseautée. Le spectre est calculé en fonction de l'ouverture optimale des aimants. Cela nous permet d'estimer au préalable les performances de la machine à savoir l'amplitude du couple de détente et la forme de la force électromotrice ainsi que les ondulations du couple électromagnétique. La Figure (III.7) montre les harmoniques dues à deux facteurs : la forme des aimants et la réluctance magnétique de l'entrefer. Le rotor de la structure SPM a donné, après analyse spectrale, une idée claire sur la variation de la réluctance magnétique. Les harmoniques supérieures à 3 sont tous presque nuls ; ils se regroupent autour de $6n \pm 1$ contrairement à la machine qui possède des aimants RMP où les harmoniques se positionnent dans tous les rangs impairs.

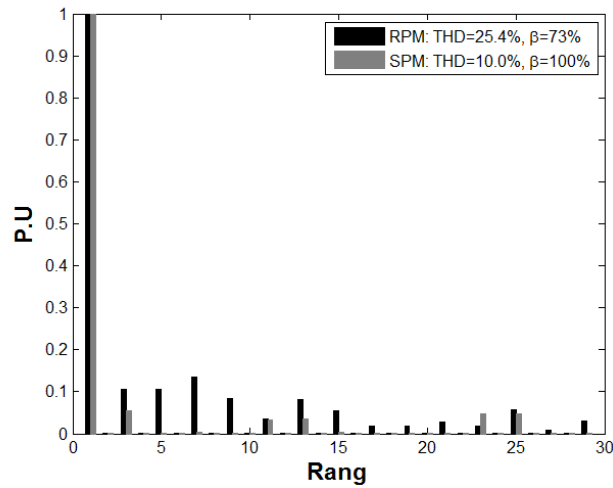
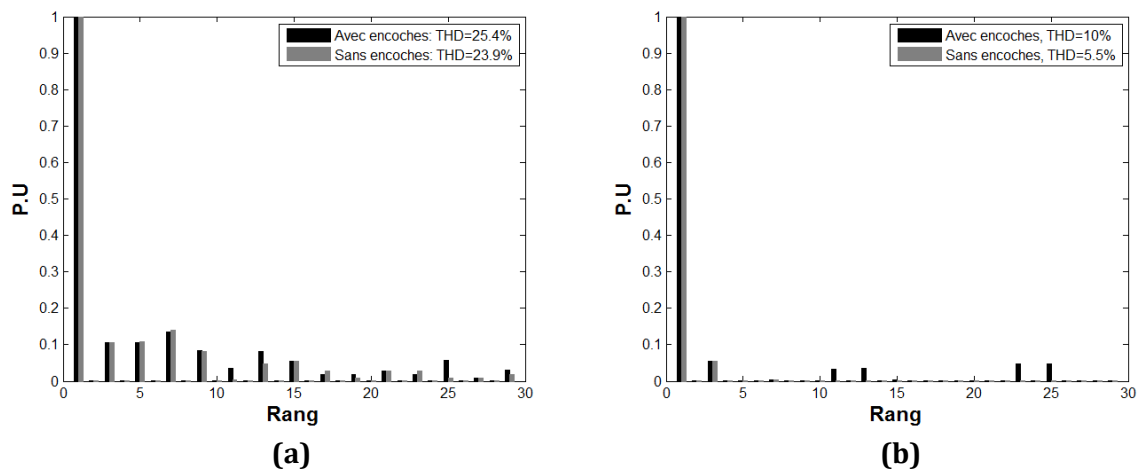
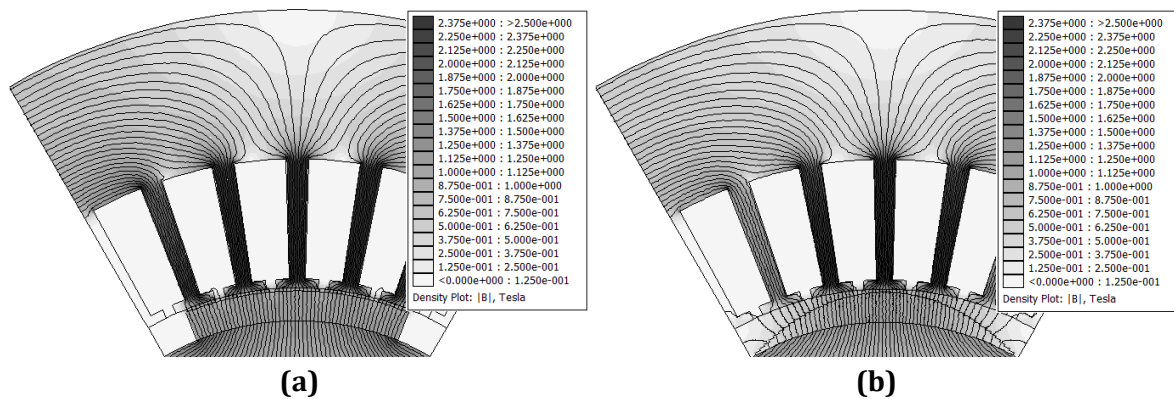


Figure III.6. Spectre harmonique pour l'induction radiale de la machine pour les deux cas : RPM et SPM



Figures III.7. Influence des paramètres géométriques sur le spectre harmonique de l'induction radiale de la machine : a) RPM et b) SPM

Les cartographies des lignes de champs, créées par les aimants seuls, obtenues par éléments finis sont illustrées par la Fig. (III.8). Ces lignes se concentrent autour des dents pour la structure RPM alors qu'elles sont bien distribuées au niveau de l'entrefer pour la structure SPM.



Figures III.8. Lignes du champ magnétique créées par les aimants à vide pour les deux cas : a) RPM et b) SPM

L'inconvénient de cette dernière est montré par la Fig. (III.9) où les lignes de champ au niveau des extrémités des aimants sont court-circuitées. Cela signifie que ces lignes restent dans le rotor et ne traversent pas l'entrefer.

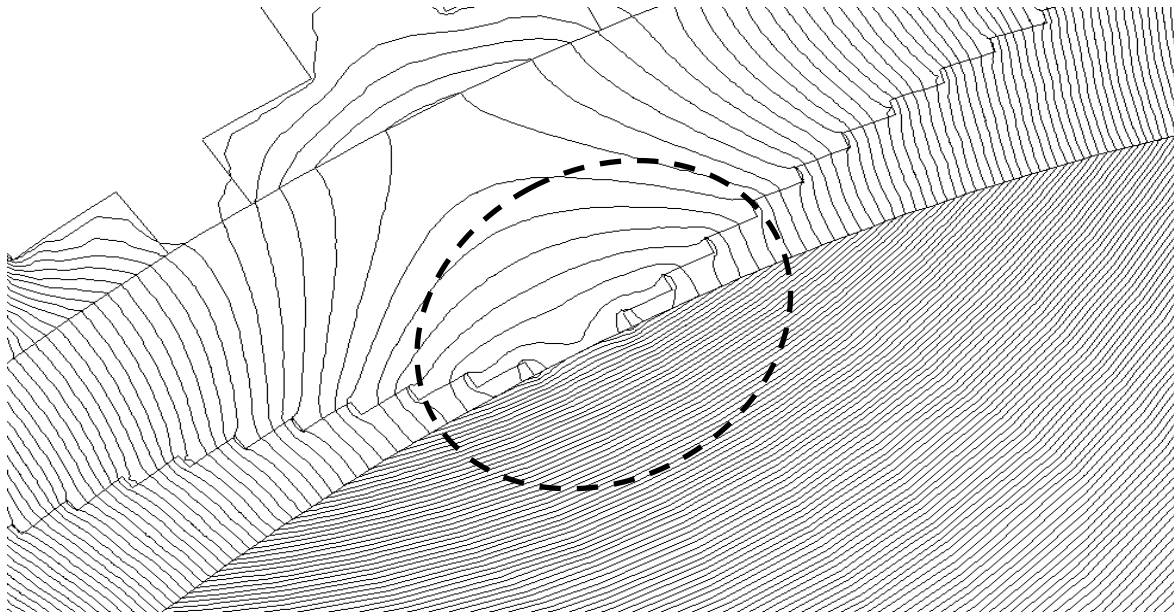


Figure III.9. Lignes de champ magnétique créées par les aimants court-circuités au niveau de leurs extrémités

III.4. Etude du couple de détente

Le couple de détente est une grandeur souvent délicate à déterminer du fait de sa période faible par rapport à la période électrique. Pour une évaluation correcte, il faut disposer d'un nombre suffisant de points (pour la méthode analytique) ou d'éléments (pour la méthode numérique) sous l'ouverture angulaire correspondant à un pas dentaire. Le nombre d'éléments doit être suffisant afin d'éviter le changement de position de chaque élément si le rotor tourne. Ce problème peut générer des fluctuations et/ou même des asymétries au niveau des résultats. Pour contourner ce problème, il est important de valider nos résultats avec le logiciel FLUX2D [FLU10] plutôt qu'avec FEMM [MEE10].

Dans cette partie, une amélioration de la structure SPM est proposée. Notre but est de rendre l'amplitude du couple de détente aussi faible que possible. La minimisation de l'amplitude va passer par trois techniques. La première consiste à trouver l'ouverture optimale de l'aimant (β, ξ) qui donne un couple de détente le plus bas possible comme l'indique la Fig. (III.10). Ce calcul doit être fait en assurant que toutes les contraintes soient constantes comme les dimensions de la machine, les paramètres électriques et l'induction rémanente de l'aimant. Si l'ouverture optimale de l'aimant (β, ξ) est fournie, nous commençons à découper les extrémités de l'aimant comme l'indique la Fig. (III.11) jusqu'à ce que nous obtenions une nouvelle amplitude qui doit être inférieure à celle déterminée auparavant.

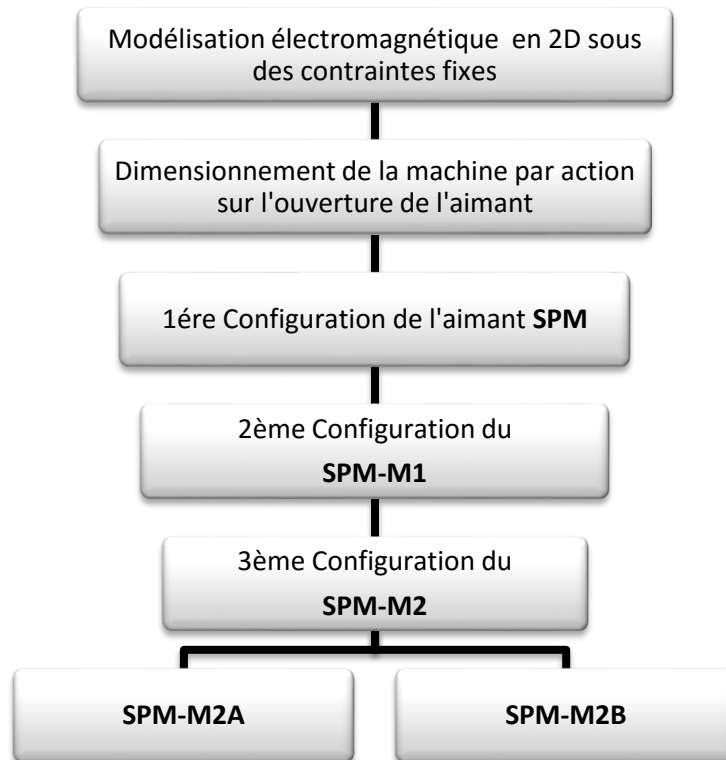


Figure III.10. Différentes étapes de configuration des aimants

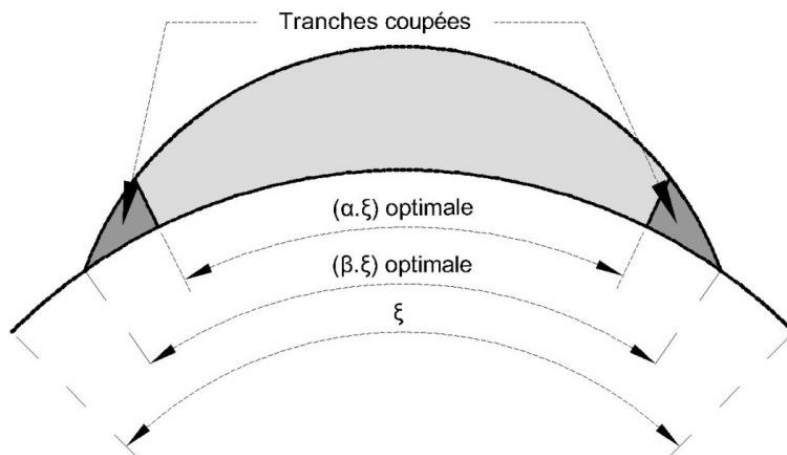


Figure III.11. Représentation de la première et de la deuxième configuration de l'aimant

La Figure (III.12) montre l'évolution 3D de l'amplitude du couple de détente (CT) en fonction de l'ouverture angulaire de l'isthme d'encoche (w_1) et du rapport arc polaire/par polaire (β) de l'aimant. Les valeurs minimums de (CT) sont voisines de ($\beta[0.77 \ 1]$ et $w_1[2^\circ \ 2.2^\circ]$) mais la valeur optimale est obtenue pour ($\beta = 81\%$ et $w_1 = 2^\circ$) où ($CT = 0.2235 \text{ N.m}$).

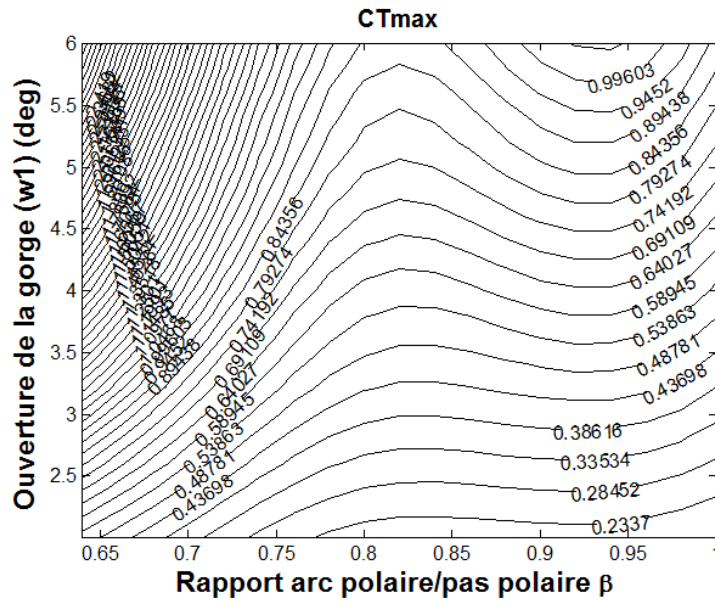


Figure III.12. Représentation de l'amplitude du couple de détente en fonction de l'ouverture de l'isthme d'encoche et du rapport arc polaire/pas polaire

La Figure (III.13) montre une étude paramétrique plus claire de la première technique entre l'amplitude du couple de détente et l'ouverture de l'aimant. Nous pouvons constater que pour ($\beta = 81\%$) (Fig. III.13) l'amplitude du couple de détente est de 0.22 N.m pour le prototype étudié.

A partir de la deuxième configuration des aimants, nous pouvons remarquer que l'amplitude du couple de détente est réduite. Elle est passée de 0.22 N.m pour la première technique à 0.11 N.m ce qui signifie une réduction de 50%. Le volume des aimants est aussi réduit.

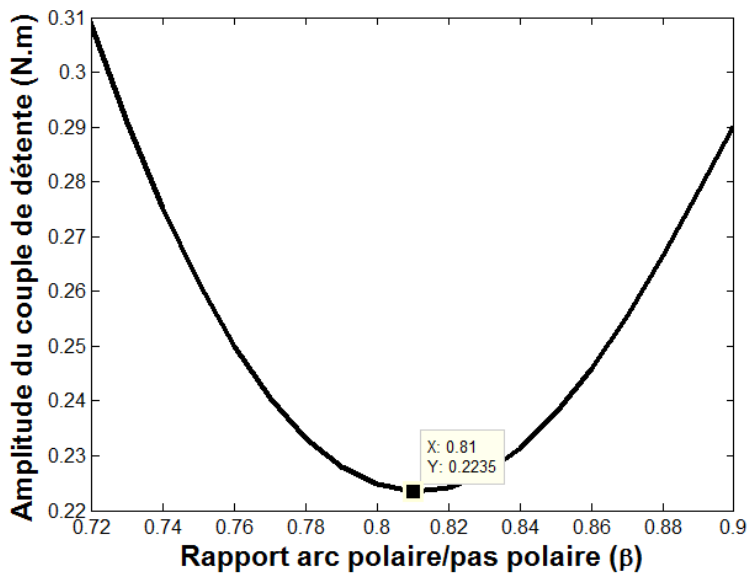


Figure III.13. Variations de l'amplitude du couple de détente en fonction du rapport arc polaire/pas polaire (β)

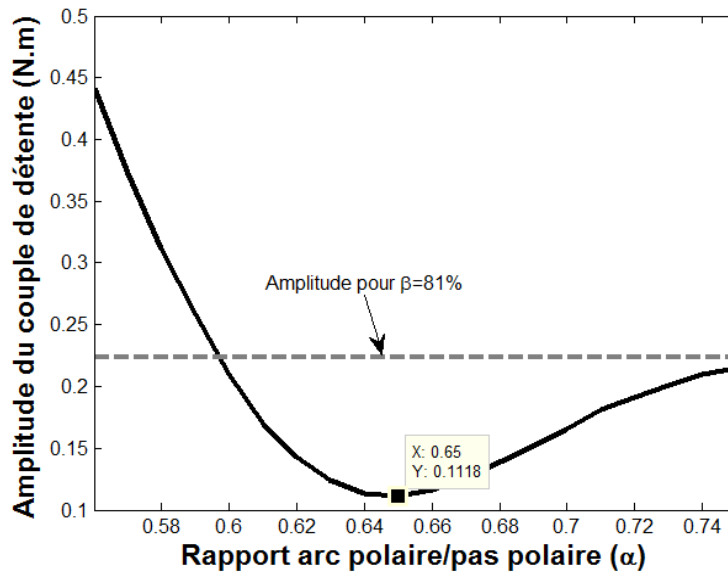


Figure III.14. Variations de l'amplitude du couple de détente en fonction du rapport arc polaire/pas polaire (α)

La deuxième configuration de l'aimant nous permet de distinguer sur celui-ci deux formes différentes. La première est de forme rectangulaire classique, alors que la seconde (côté entrefer) de forme biseautée est située au-dessus de la première Fig. (III.15). Dans la troisième configuration (Figs. III.16), nous allons essayer de modifier l'ouverture de la zone classique afin de minimiser encore plus l'amplitude du couple de détente.

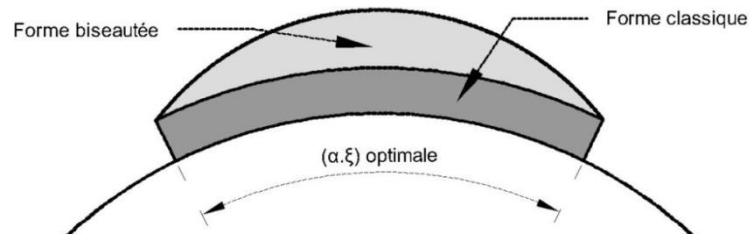


Figure III.15. Constitution de la deuxième configuration de l'aimant SPM-M1

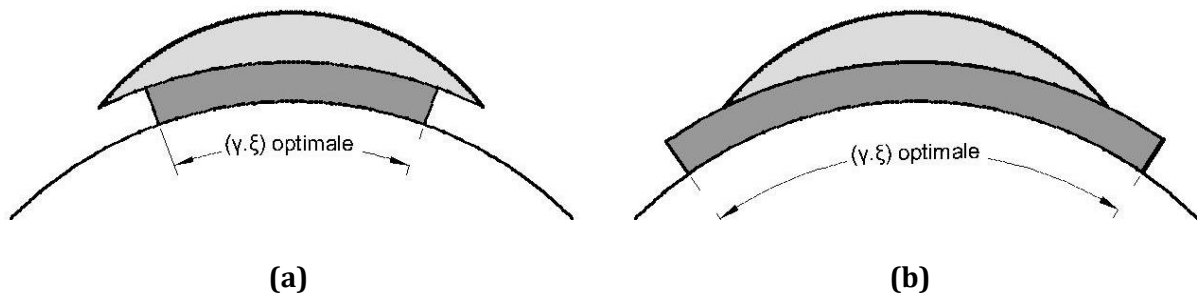


Figure III.16. Représentation de la troisième configuration de l'aimant : a) SPM-M2A et b) SPM-M2B

La Figure (III.17) montre l'évolution du couple de détente en fonction du rapport arc polaire/pas polaire de la partie inférieure de l'aimant (type classique). Une nouvelle réduction de 27% est obtenue pour une ouverture $\gamma = 34\%$, qui est égale à 0.08 N.m.

Pour éviter la casse des extrémités de l'aimant pour la structure SPM-M2A, un matériau de type amagnétique peut être servir de support.

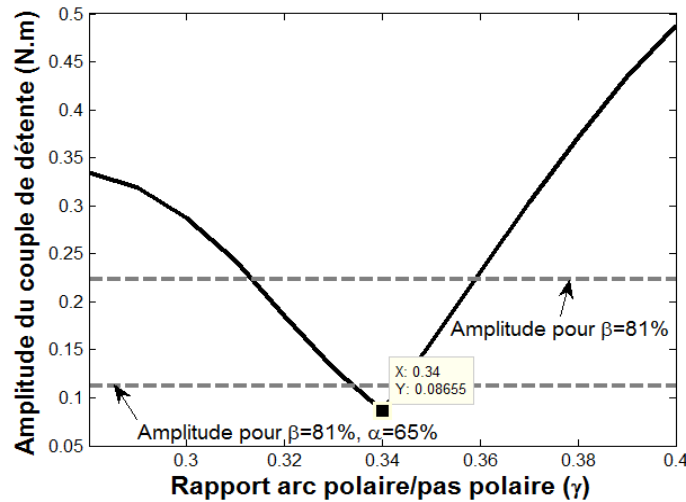


Figure III.17. Variation de l'amplitude du couple de détente en fonction du rapport arc polaire/pas polaire γ

III.5. Etude de la force électromotrice et du couple électromagnétique

La Figure (III.18) montre les résultats obtenus pour la force électromotrice pour les quatre configurations géométriques de l'aimant rotorique de la machine synchrone à entrefer lisse. Nous constatons d'après cette étude comparative que la forme de la FEM générée par les configurations SPM ne change pas de façon significative. L'objectif est de fournir un couple électromagnétique avec un minimum d'ondulations par adaptation de la forme de la FEM à celle du courant par action sur la structure géométrique.

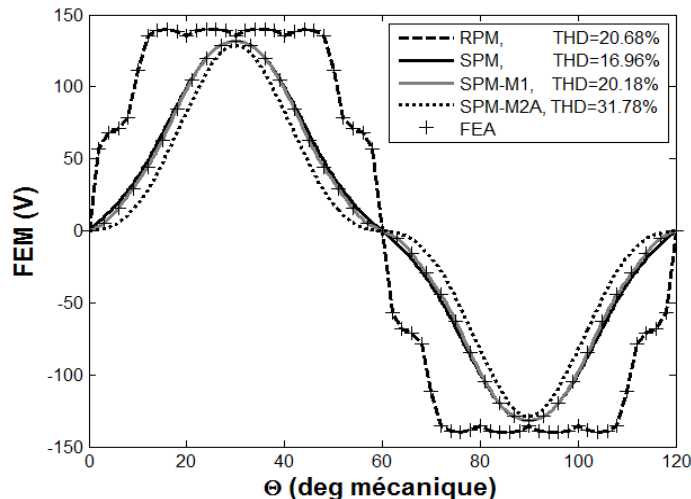


Figure III.18. Variations de la force électromotrice pour différentes configurations de l'aimant

Une autre action pour atteindre cet objectif, citée au premier chapitre, consiste à agir sur la configuration du bobinage qui dépend des paramètres caractéristiques (Q_s , N et p). Le choix d'une configuration particulière du bobinage a un impact direct sur les ondulations du couple générées. Le changement de type de bobinage peut modifier la taille des têtes de bobines qui peuvent augmenter le volume de la machine. Les

différentes formes de la force électromotrice FEM créée par les différentes configurations de l'aimant sont validées numériquement avec un excellent compromis.

Les ondulations du couple électromagnétique (T_{em}) de la Fig. (III.19) sont faibles et ne dépassent pas 3% pour les structures SPM. La valeur moyenne du (T_{em}) pour la troisième configuration est diminuée quelque peu à cause de la réduction du volume des aimants. Un exemple est indiqué Table. (III.03) où le rapport entre la valeur moyenne du couple électromagnétique de la configuration SPM-M2A (1.3862 N.m) et SPM (1.6329 N.m) est de 1.18. Ce rapport peut être corrigé en modifiant convenablement les paramètres caractéristiques du bobinage ou la longueur de la machine (L_u). La charge est un facteur qui peut changer les performances de la machine comme l'indique la Fig. (III.20). Les ondulations du couple de la machine deviennent minimales si le courant électrique augmente et cela est justifié par le fait que l'amplitude du couple de détente est négligeable devant celle du couple électromagnétique.

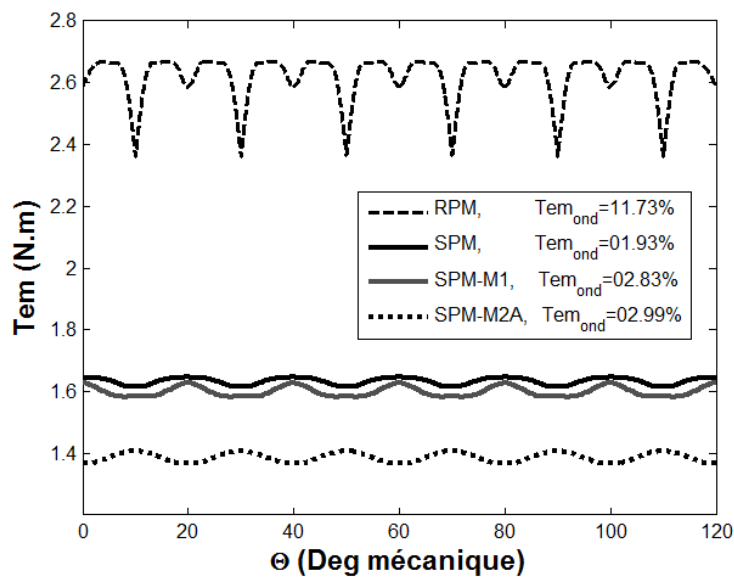
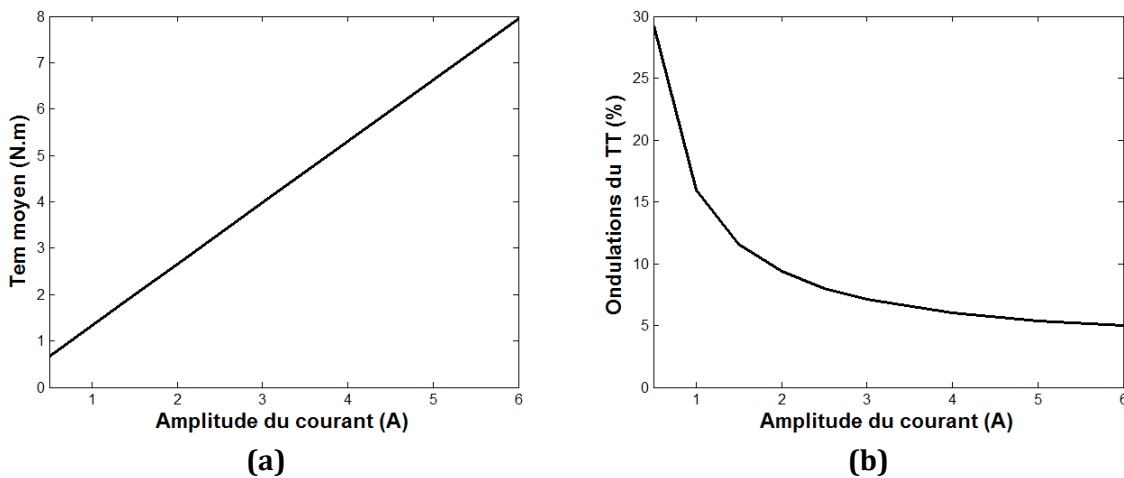


Figure III.19. Variations du couple électromagnétique pour différentes configurations de l'aimant



Figures III.20. Influences de l'amplitude du courant d'alimentation sur : a) la valeur moyenne du couple électromagnétique et b) les ondulations du couple total pour la machine $2p = 6, Q_s = 36$

Les Tableaux (III.3) et (III.4) résument les résultats obtenus pour quatre machines ayant un nombre de paires de pôles et un nombre d'encoches différents ; les autres dimensions sont fixées comme indiqué sur le Tableau (III.01). Quelque soit la machine de type SPM-M2A ou SPM-M2B, l'amplitude du couple de détente ainsi que les ondulations du couple total (TT) sont améliorées sachant que le couple total est la somme du couple de détente et du couple électromagnétique. Au niveau du Tableau (III.5), on compare les résultats obtenus dans le cas de la machine étudiée avec les aimants de type SPM avec ceux obtenus dans le cas d'aimants de type RPM. Un écart important est constaté.

	$2p = 6, Q_s = 36$			$2p = 8, Q_s = 72$		
	Ouverture optimale des aimants (%)					
	β	α	γ	β	α	γ
	81	65	34	100	65	44
Couple de détente optimal (N.m)	0.2235	0.1118	0.0865	0.2989	0.1238	0.0759
Couple électromagnétique moyen (Nm)	1.6329	1.5992	1.3862	4.8503	4.5550	3.8855
Ond_ du couple électromagnétique (%)	1.9297	2.8354	2.9904	0.2719	3.5118	0.9934
Couple total moyen (N.m)	1.6329	1.5992	1.3863	4.8503	4.5550	3.8855
Ond_ du couple total (%)	28.992	16.521	15.313	12.421	8.4074	4.7315

Tableau III.3. Résultats analytiques. Cas : 1ère, 2ème et 3ème configuration de l'aimant de type SPM-M2A

	$2p = 4, Q_s = 36$			$2p = 4, Q_s = 24$		
	Ouverture optimale des aimants (%)					
	β	α	γ	β	α	γ
	55	42	66	78	69	100
Couple de détente optimal (N.m)	0.1332	0.0522	0.0425	0.0687	0.0441	0.0383
Couple électromagnétique moyen (Nm)	0.7990	0.7560	0.8893	0.7120	0.7081	0.7244
Ond_ du couple électromagnétique (%)	6.5572	7.9489	2.1829	3.3291	3.7289	2.0840
Couple total moyen (N.m)	0.7991	0.7560	0.8893	0.7121	0.7081	0.7244
Ond_ du couple total (%)	38.721	21.648	11.441	23.297	14.890	12.165

Tableau III.4. Résultats analytiques. Cas de la 1ère, 2ème et 3ème configuration de l'aimant de type SPM-M2B

	MACHINE A AIMANTS DE TYPE SPM-M2 (A OU B) (N.M)	MACHINE A AIMANTS DE TYPE RPM (N.M)	REDUCTION (%)
$2p = 6, Q_s = 36$	0.0865	1.6654	94.80
$2p = 8, Q_s = 72$	0.0759	2.1113	96.40
$2p = 4, Q_s = 36$	0.0425	1.0850	96.08
$2p = 4, Q_s = 24$	0.0383	0.8597	95.54

Tableau III.5. Résultats analytiques pour l'amplitude optimale du couple de détente

La Figure (III.21) montre l'évolution de la configuration des aimants pour deux structures ($2p = 6, Qs = 36$) et ($2p = 4, Qs = 36$).

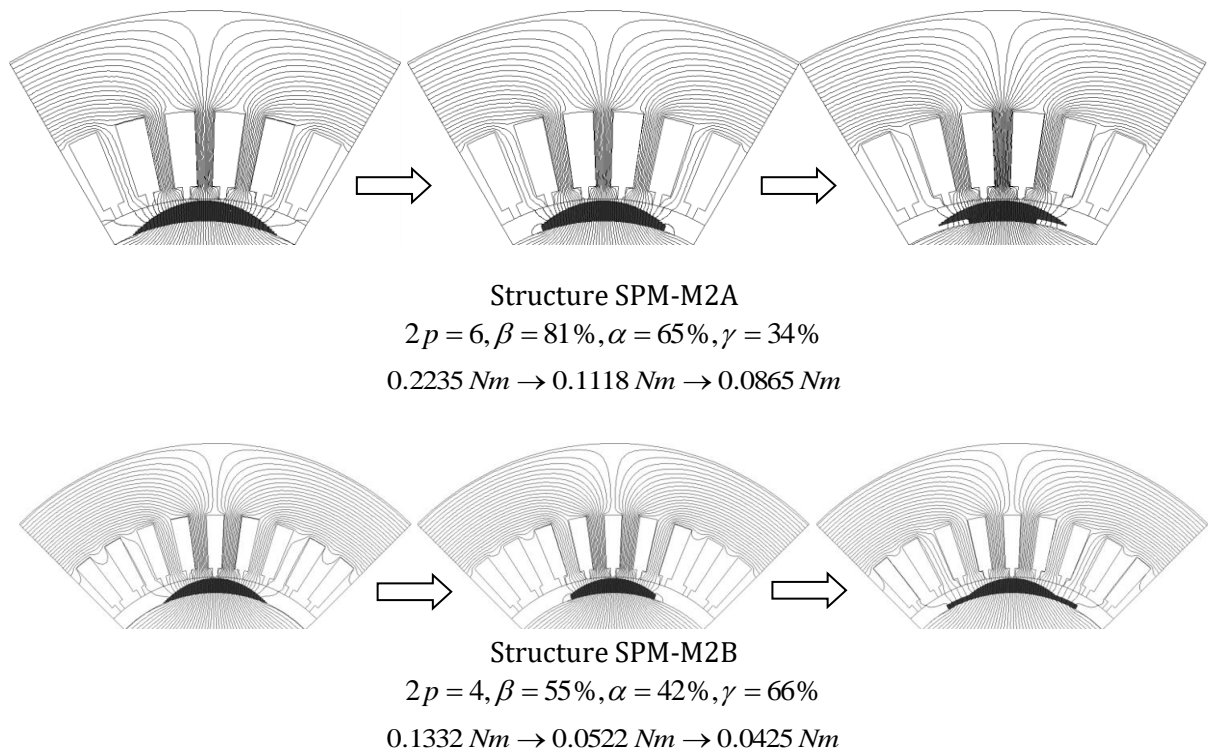
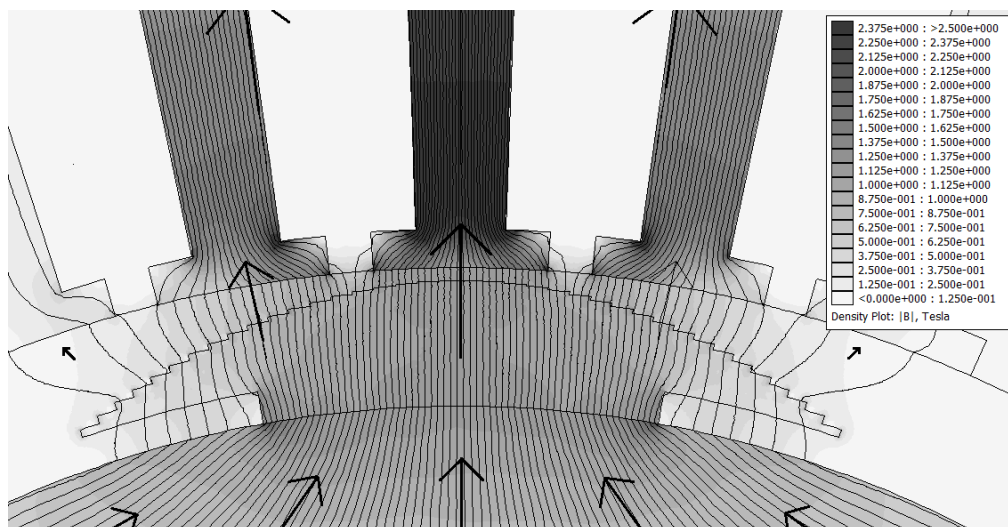
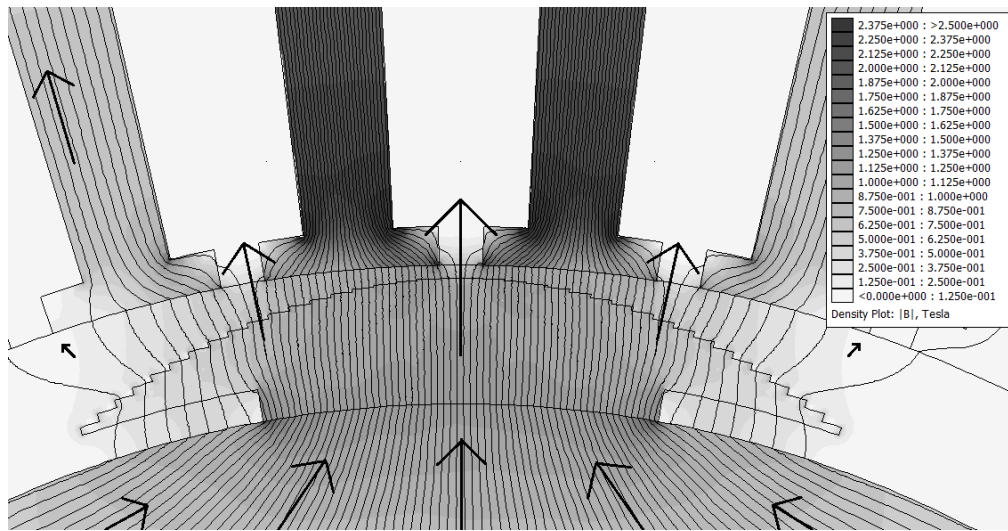


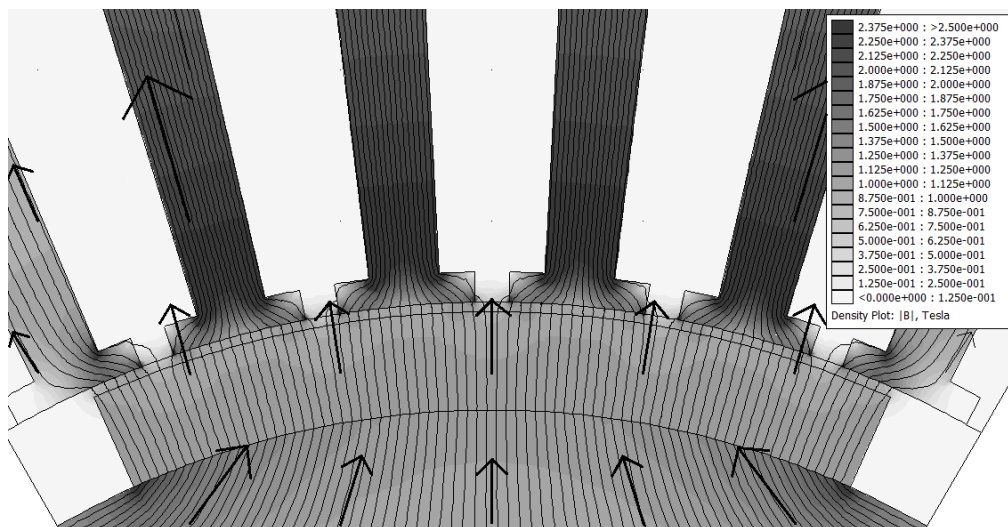
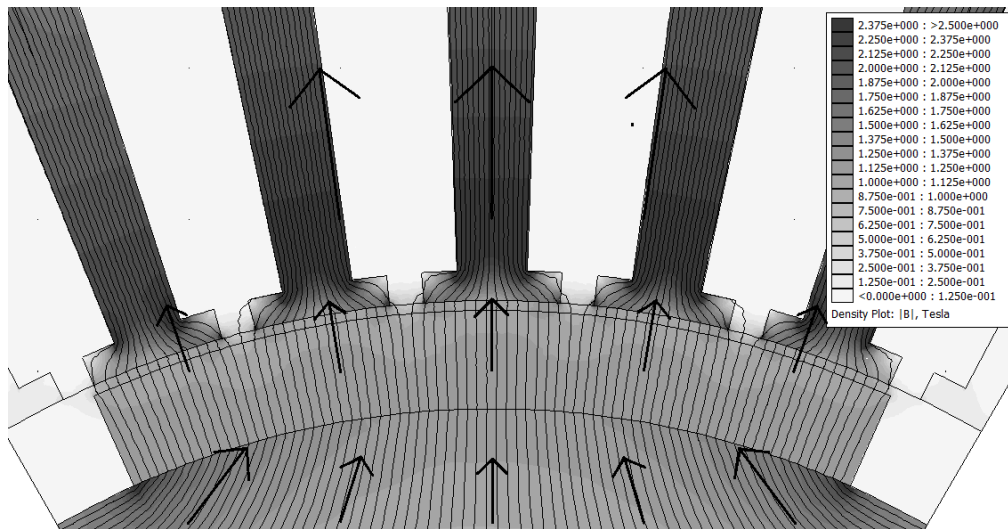
Figure III.21. Représentation des différentes étapes de configuration de l'aimant ainsi que l'amplitude du couple de détente optimale par la méthode analytique

La distribution des lignes de champs magnétiques créées par les aimants pour une machine ayant ($2p = 6, Qs = 36$) des structures SPM-M2A et RPM sont illustrées Figs. (III.22) et (III.23). Les lignes de champ pour la structure SPM-M2A sont distribuées d'une façon que les dents du stator puissent éviter le problème de saturation magnétique quelque soit la position du rotor contrairement à la structure RPM.





Figures III.22. Distributions des lignes de champ magnétique créées par les aimants pour une machine ayant SPM-M2A $2p = 6$, $Q_s = 36$ pour différentes positions de l'aimant par rapport aux encoches



Figures III.23. Distributions des lignes de champ magnétique créées par les aimants pour une machine ayant RPM $2p = 6$, $Q_s = 36$ pour différentes positions de l'aimant par rapport aux encoches

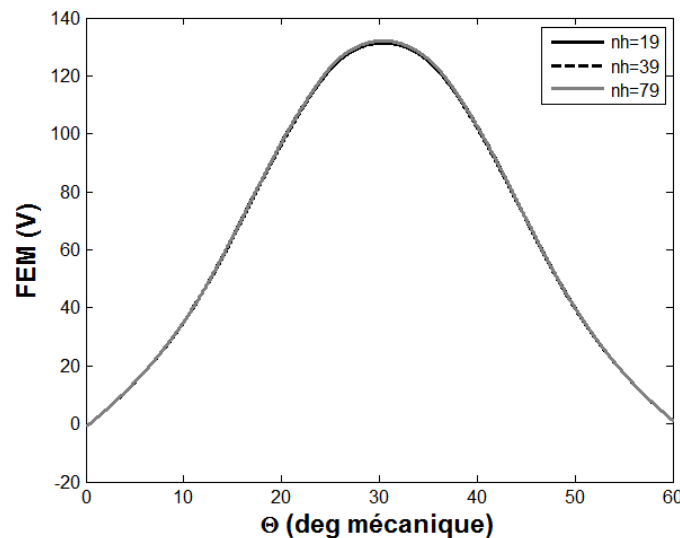
Au niveau du Tableau (III.6), nous comparons les résultats obtenus analytiquement pour la machine avec aimants de type SPM-M2 (A et B) à ceux obtenus dans le cas d'aimants de forme RPM. Un écart important est observé.

	$2p = 6, Q_s = 36$		$2p = 8, Q_s = 72$		$2p = 4, Q_s = 36$		$2p = 4, Q_s = 24$	
	SPM M2A	RPM	SPM M2A	RPM	SPM M2B	RPM	SPM M2B	RPM
Couple de détente optimal (N.m)	0.0860	1.6654	0.0759	2.1113	0.0425	1.0850	0.0383	0.8597
Couple électromagnétique moyen (Nm)	1.3862	2.6214	3.8855	6.9263	0.8893	1.7548	0.7244	1.1714
Ond_ du couple électromagnétique (%)	2.9904	11.726	0.9934	8.9432	2.1829	9.6885	2.0840	14.201
Couple total moyen (N.m)	1.3863	2.6214	3.8855	6.9263	0.8893	1.7548	0.7244	1.1714
Ond_ du couple total (%)	15.313	132.13	4.7315	63.795	11.441	126.97	12.165	149.56

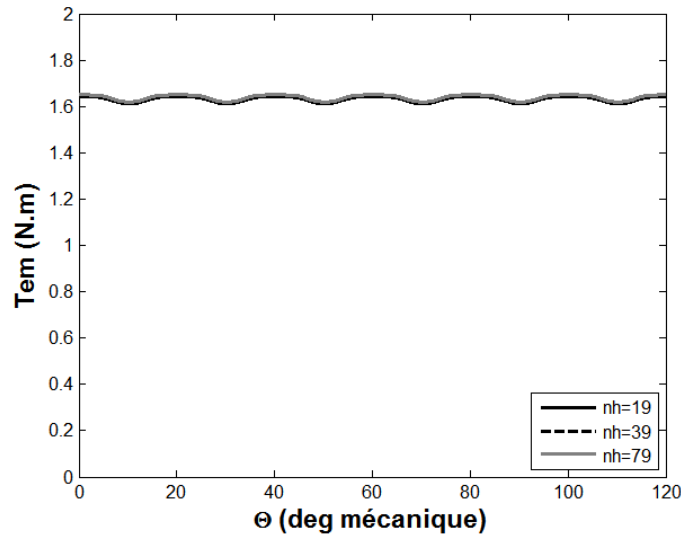
Tableau III.6. Résultats analytiques de la machine ayant SPM-M2 (A ou B) et RPM

III.5.1. Effet du nombre d'harmoniques sur les répartitions de la FEM et du couple électromagnétique T_{em}

L'objectif de ce paragraphe est de montrer l'influence du nombre d'harmoniques sur le temps de calcul. Les calculs sont effectués sur une période électrique où le pas de calcul est choisi égal à 1 degré ce qui donne 120 opérations par période pour une machine ayant ($2p = 6, Q_s = 36$). Comme le montrent les Figs. (III.24) et (III.25), le nombre d'harmoniques n'a pas une conséquence sur les résultats ce qui permet d'accélérer les calculs avec une excellente précision non seulement en régime statique mais également en régime dynamique.



Figures III.24. Effet du nombre d'harmoniques sur la forme de la FEM pour $2p = 6, Q_s =$

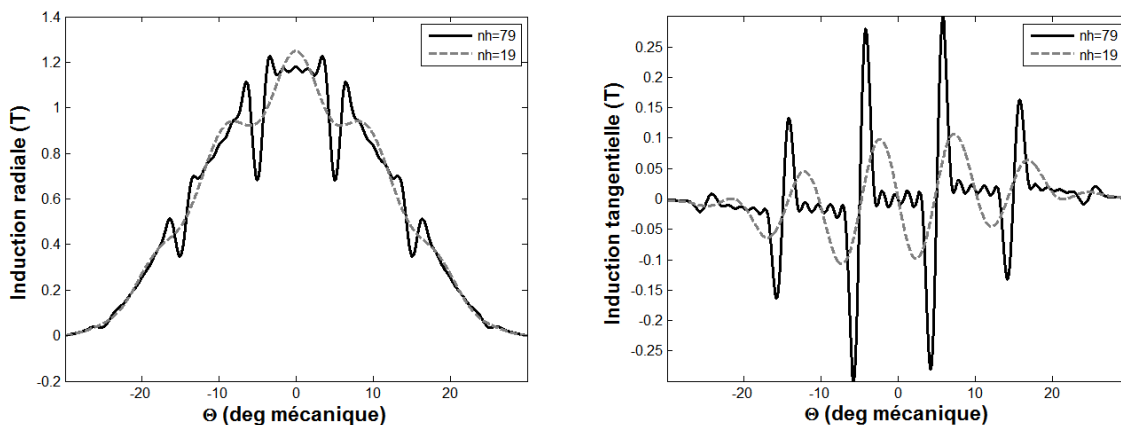


Figures III.25. Effet du nombre d’harmoniques sur la forme du couple électromagnétique T_{em} pour $2p = 6, Q_s = 36$

Le Tableau (III.07) représente une étude comparative du couple électromagnétique obtenu pour une machine à aimants de type biseauté ayant ($2p = 6, Q_s = 36$). On voit qu’à partir du nombre 19, il y a convergence ce qui est physiquement acceptable. Par contre pour la distribution des inductions (Figs. III.26), afin de percevoir l’influence des encoches, il faut dépasser le nombre 19 pour les harmoniques et en particulier pour l’induction radiale.

NOMBRE D’HARMONIQUES	19	39	59	79
TEMPS DE CALCUL (S)	25	125	325	750
COUPLE ELECTROMAGNETIQUE MOYEN (N.M)	1.63	1.64	1.64	1.64

Tableau III.7. Résultats analytiques du couple électromagnétique pour différents nombres d’harmoniques



Figures III.26. Effet du nombre d’harmoniques sur les distributions des inductions créées par les aimants au milieu de l’entrefer

III.5.2. Effet de l'épaisseur de l'aimant

L'augmentation de l'épaisseur de l'aimant permet d'accentuer la valeur moyenne du couple électromagnétique pour les trois configurations indiquées dans ce chapitre (Fig. III.27).

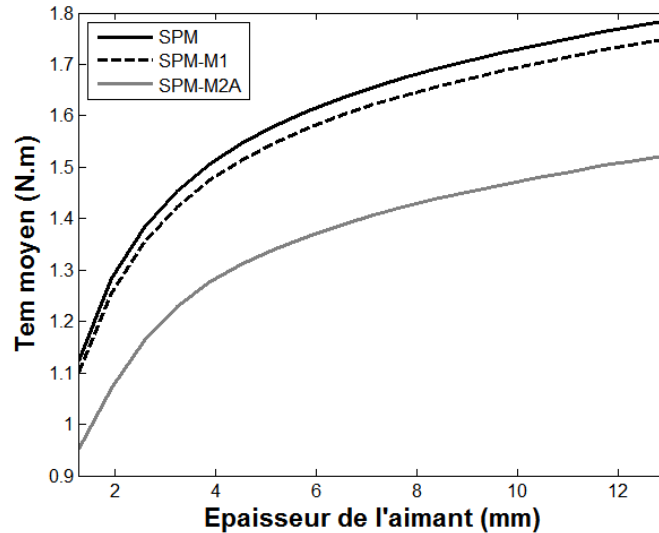


Figure III.27. Effet de l'épaisseur de l'aimant sur le couple électromagnétique moyen pour $2p = 6, Q_s = 36$

III.5.3. Effet de l'ouverture de l'encoche

La Figure (III.28) montre que l'amplitude du couple de détente est plus faible pour des ouvertures réduites, ce qui est normal. L'ouverture de l'isthme d'encoche doit être bien calculée afin qu'on puisse introduire les conducteurs dans les encoches. La section du conducteur dépend essentiellement du courant électrique.

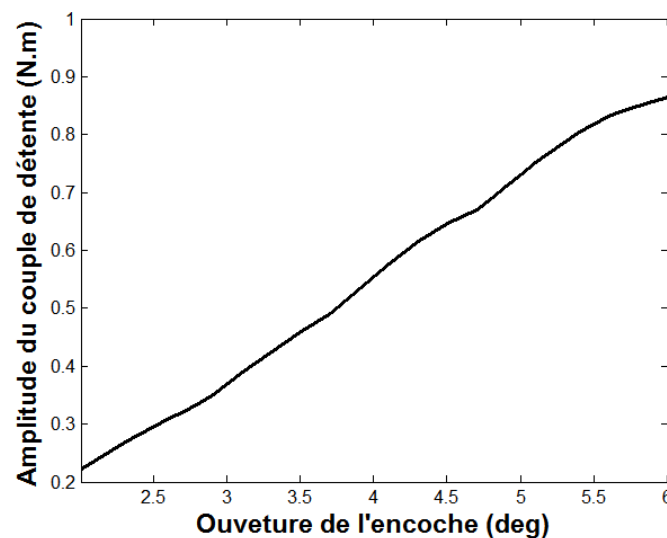


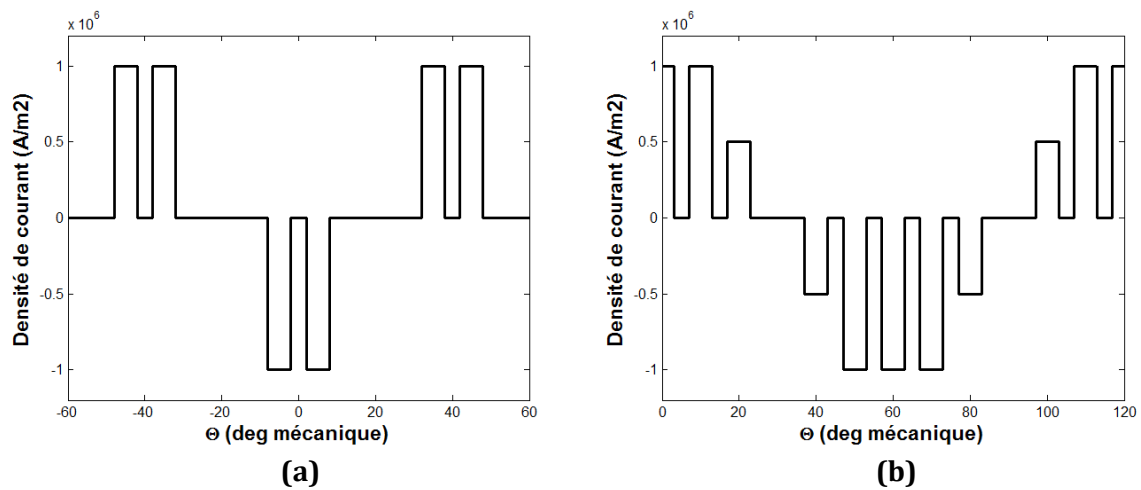
Figure III.28. Effet de l'ouverture de l'encoche sur l'amplitude du couple de détente pour $2p = 6, Q_s = 36$

III.6. Etude en charge de la machine

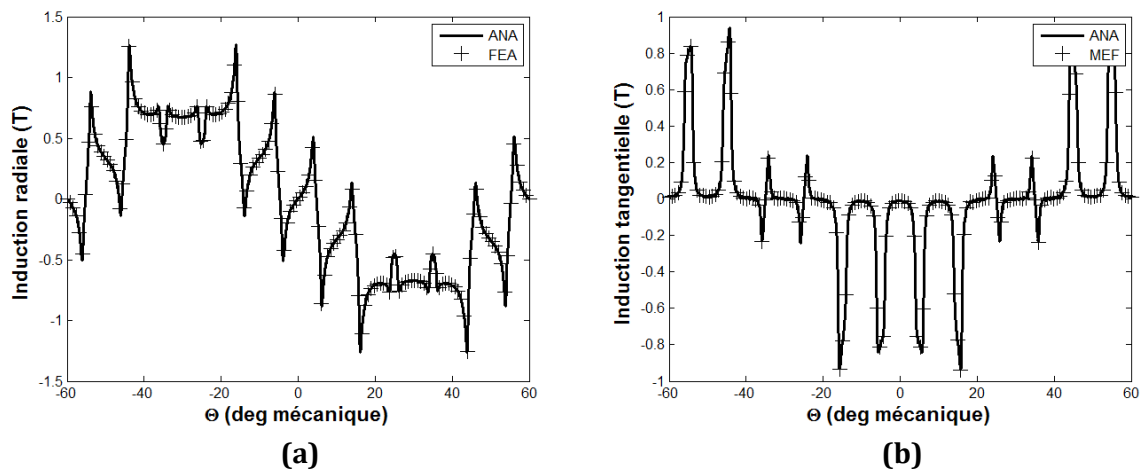
Dans cette partie, nous étudions la machine en charge sans présence des aimants. L'ouverture de l'encoche est considérée égale à $2/3$ du pas dentaire. La densité volumique du courant dans une encoche est supposée égale à $106(\text{A}/\text{m}^2)$. Le bobinage de la machine est de type diamétral à une couche ou raccourcis à deux couches et la perméabilité relative des conducteurs est supposée égale à l'unité.

La distribution de la densité du courant est représentée Fig. (III.29.a) dans le cas d'un bobinage à une couche. La Figure (III.29.b) montre une distribution de la densité du courant, mais cette fois-ci créée par un bobinage à deux couches. Les courants triphasés alimentant la machine sont considérés à répartition sinusoïdale et les résultats sont déterminés à l'instant où $I_A = Im, I_B = 0, I_C = -Im$.

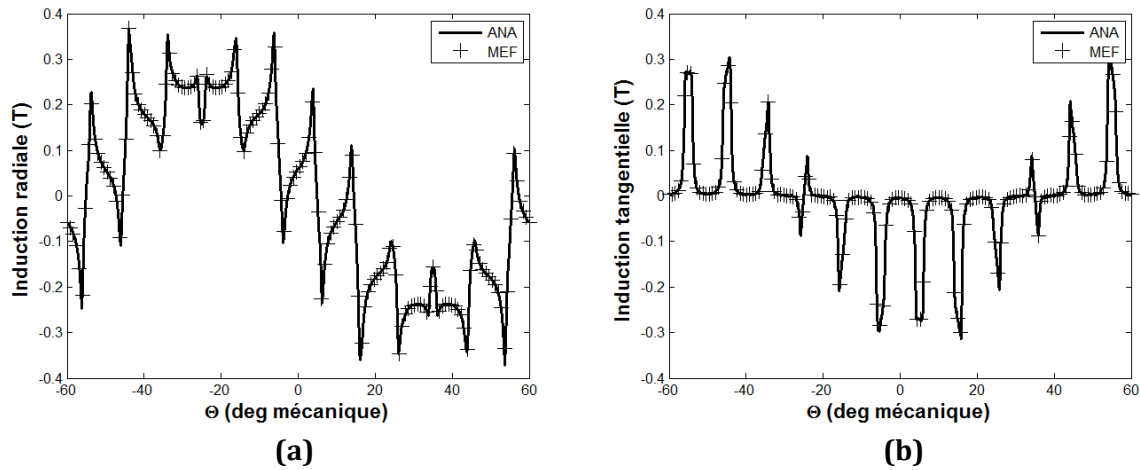
Les Figures (III.28) et (III.29) représentent les répartitions de l'induction radiale et de l'induction tangentielle dues aux courants seulement.



Figures III.29. Distributions de la densité du courant (pas diamétral) au niveau des encoches



Figures III.30. Représentations de la forme de l'induction a) radiale et b) tangentielle due aux courants au milieu de l'entrefer pour un bobinage à une couche



Figures III.31. Représentations de la forme de l'induction a) radiale et b) tangentielle due aux courants au milieu de l'entrefer pour un bobinage à deux couches

III.7. Effet de la saturation

Dans cette partie, nous exploitons les deux méthodes hybride et éléments finis pour déterminer la distribution du champ magnétique en tous points de la machine. La méthode la plus rapide est utilisée pour étudier l'effet du phénomène de saturation du circuit magnétique sur les performances de la machine. La Figure (III.32) illustre la distribution des éléments de la matrice topologique $[A]$. Nous remarquons que plus de 90% des éléments constituant cette matrice sont nuls. Le problème de la méthode hybride est lié aux positions des éléments de la matrice $[A]$ qui rendent le temps d'exécution de l'inversion de cette matrice trop lente y compris avec des PC récents.

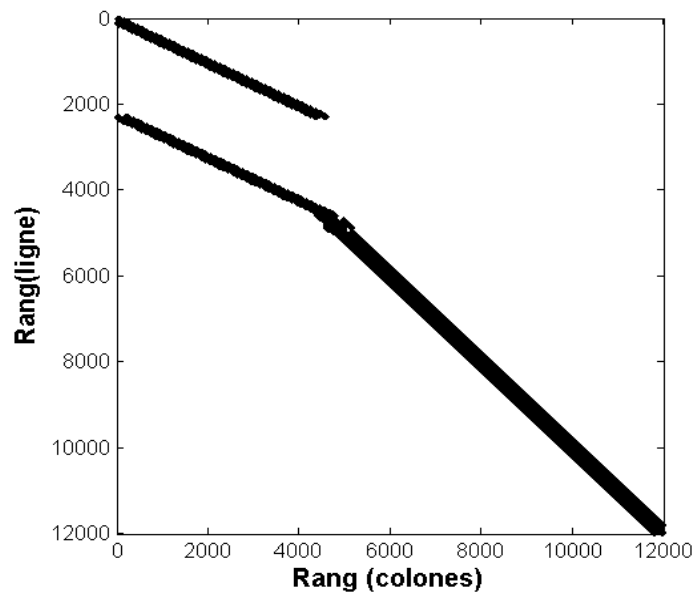


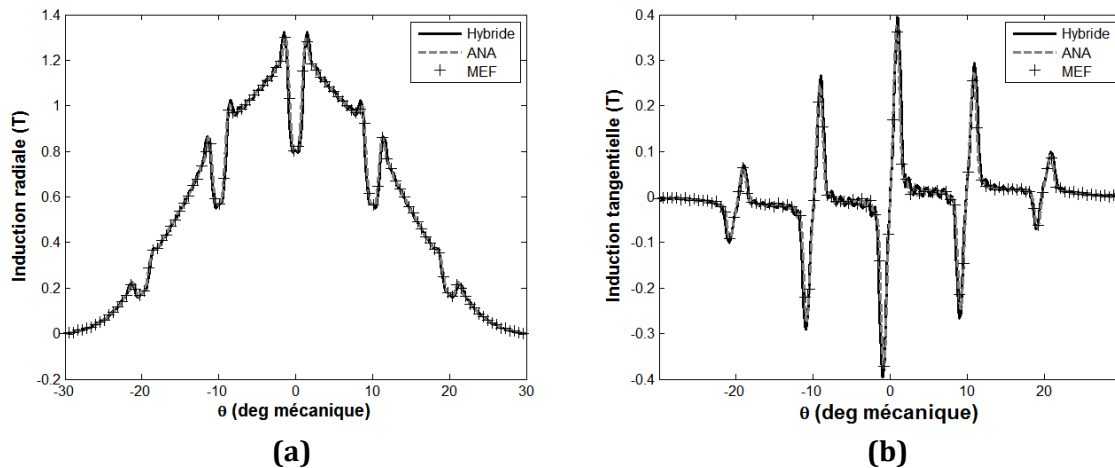
Figure III.32. Représentation des éléments de la matrice $[A]$ pour la machine à aimants de type SPM (23 couches, $2p = 6$, $Q_s = 36$)($NL = 30$, $NC = 240$)

Le Tableau (III.8) montre une étude comparative concernant le temps, de calcul des inductions, consommé par chaque méthode. Les résultats obtenus pour les inductions sont illustrés Figs. (III.33.a) et (III.33.b). Ces résultats ont été obtenus en évitant les fluctuations sur les résultats. Bien sûr la méthode analytique est plus rapide. Le problème de la méthode hybride appliquée dans le cas de la structure de machine

étudiée n'est pas seulement la présence de 23 couches pour les aimants mais aussi la mauvaise distribution des éléments de la matrice [A]. Ainsi, avec cette méthode, le calcul du vecteur [X] est trop long quelque soient les méthodes numériques utilisées. La méthode des éléments finis nous semble la mieux indiquée si nous envisageons la détermination des performances en régime saturé (prise en compte de la caractéristique magnétique Fig. (III.34)). Il est à noter que le nombre de nœuds pour la méthode des éléments finis indiqués sur le même Table. III.8 sont par pôle. Le temps de calcul en utilisant le code numérique FEMM a été déduit en respectant la phase de dessin, la phase de calcul et la phase de simulation.

Modèle	Dimensions de la matrice [A]	Temps d'exécution : Processeur i3 2.53Ghz RAM4Go SE64bits
Hybride	13800 ²	~150s
Eléments finis (FEMM)	~35000 ²	~60s
Analytique	706 ²	~10s

Tableau III.8. Temps de calcul des inductions consommé par chaque méthode



Figures III.33. Répartitions de l'induction a) radiale et b) tangentielle due aux aimants pour la machine de type SPM (23 couches, $2p = 6$, $Qs = 36$) ($NL = 30$, $NC = 240$)

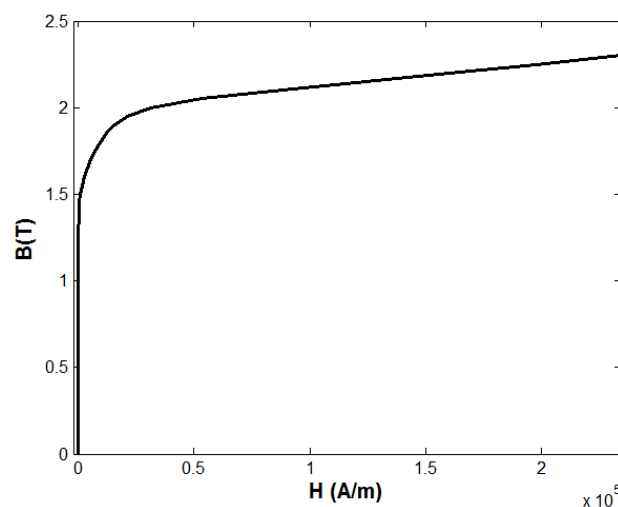
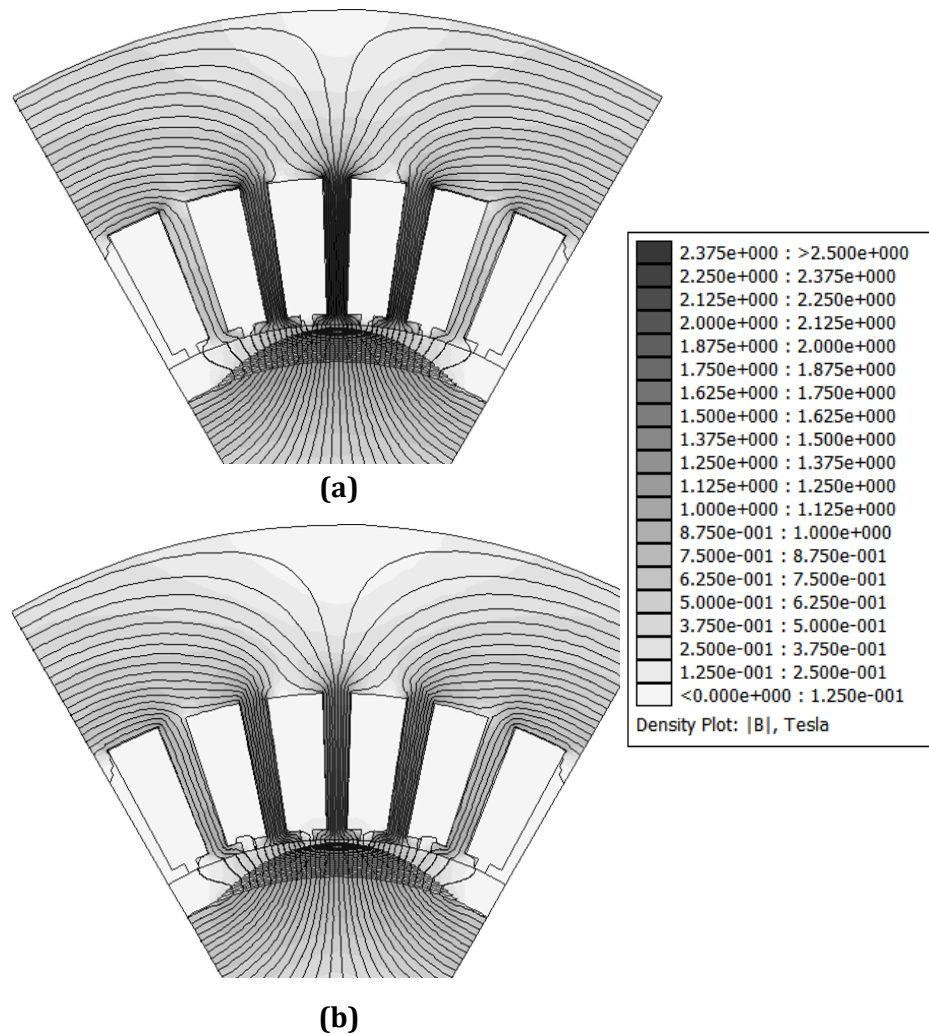


Figure III.34. Caractéristique $B(H)$ du circuit magnétique de la machine étudiée

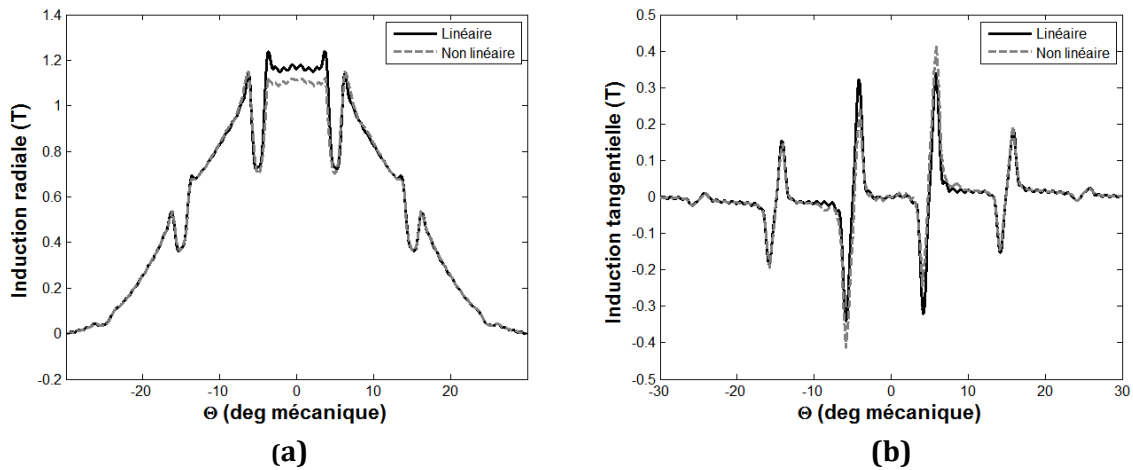
La Figure (III.33) représente la répartition de l'induction magnétique dans les différentes parties du circuit magnétique de la machine pour un calcul linéaire et en tenant compte de la saturation. Comme attendu, les inductions magnétiques dans la machine se concentrent dans les dents notamment celles qui font face au milieu des aimants. Une denture plus large peut atténuer le problème de saturation, cependant, cette solution réduit la surface de l'encoche ce qui exige une minimisation du nombre de spires du circuit électrique de la machine. Une autre solution est de choisir une induction rémanente des aimants inférieure à celle indiquée dans le Tableau (III.01) qui est égale à 1.28 T.



Figures III.35. Cartographies de la machine en a) linéaire et en b) saturation

La Figure (III.36) illustre les distributions des inductions pour une machine possédant ($2p = 6, Qs = 36$) issues du logiciel FLUX2D. On remarque une légère différence entre les résultats analytiques linéaires et éléments finis non linéaires. En effet, la saturation locale des dents se traduit par une baisse de la perméabilité relative des dents conduisant donc à une diminution de l'induction dans l'entrefer. Cependant, une légère diminution au niveau des inductions peut provoquer un changement radical de l'amplitude du couple de détente comme le montre la Fig. (III.37) où l'amplitude du couple de détente passe de 0.22 N.m (régime linéaire) à 0.57 N.m (prise en compte de la saturation) pour le cas du prototype étudié. Une légère différence entre les résultats obtenus peut être aussi constatée pour la forme de la force électromotrice (Fig. (III.38))

ce qui traduit que même le couple électromagnétique sera aussi moins influencé par la saturation.



Figures III.36. Répartitions de de l'induction a) radiale et b) tangentielle due aux aimants pour la structure SPM en régime linéaire (analytique) et saturé (éléments finis)

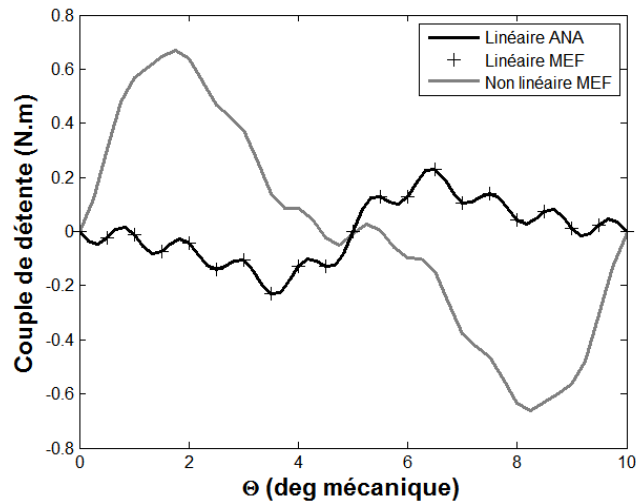


Figure III.37. Couple de détente en linéaire et en saturé pour la machine de type SPM

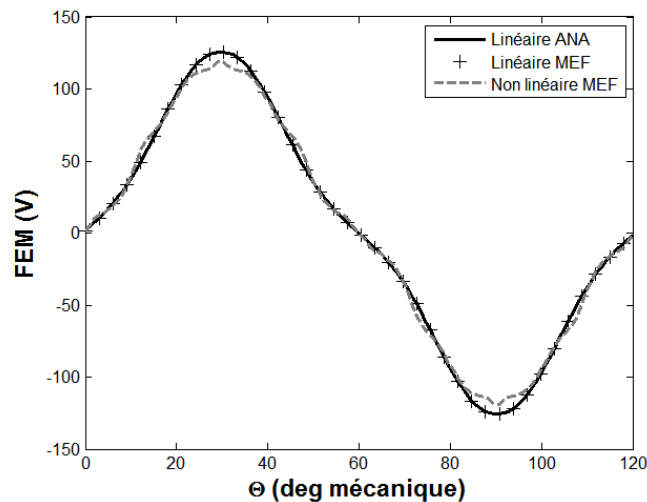
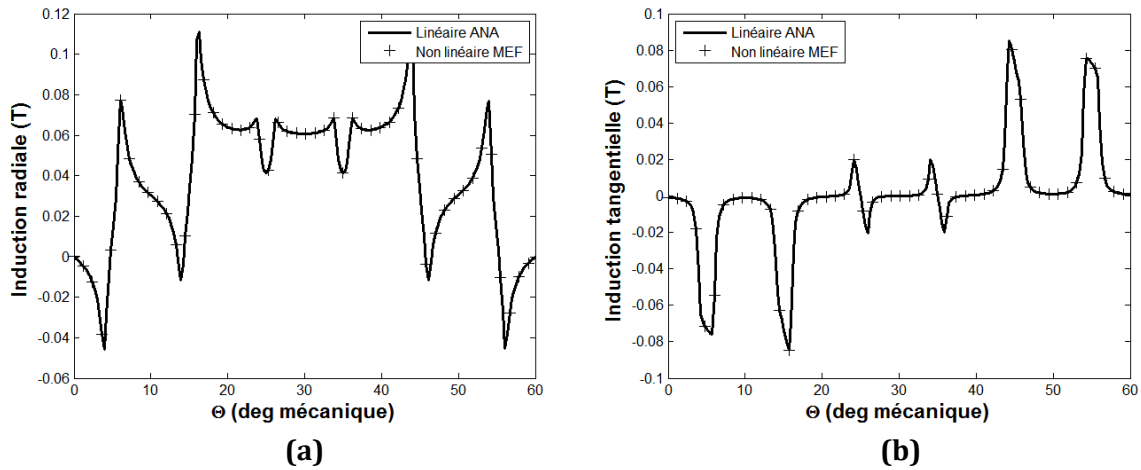


Figure III.38. Force électromotrice en linéaire et en saturé pour la machine de type SPM



Figures III.39. Répartitions de l'induction a) radiale et b) tangentielle due aux courants pour la structure SPM en régime linéaire (analytique) et saturé (éléments finis)

Les distributions des inductions dues aux courants sont illustrées Figs. (III.39). L'effet de la saturation n'est pas remarquable à cause de l'intensité de l'induction créée par les courants qui est faible.

III.8. Conclusion

Nous nous sommes intéressés dans ce chapitre au dimensionnement des machines synchrones à aimants permanents pour différentes structures des aimants montés sur la surface rotorique au moyen de simulations analytique et numérique basée sur la méthode des éléments finis. Nous avons essayé de montrer comment une forme biseautée peut réduire l'amplitude du couple de détente. Deux configurations ont été mises en évidence, SPM-M2A et SPM-M2B, où le choix entre les deux dépend des paramètres géométriques de la machine comme du nombre de paires de pôles ou du nombre d'encoches.

L'utilisation de l'approche hybride est utile si on tient compte de la saturation magnétique locale ou globale. Elle est trop lente en termes de temps d'exécution pour les structures envisagées dans notre étude ce qui nous a obligé à avoir recours à la méthode des éléments finis.

Dans le chapitre suivant, nous allons effectuer une étude comparative entre la structure SPM-M2A ou SPM-M2B et d'autres structures similaires.

Chapitre IV

Etude comparative entre les différentes structures de machines synchrones à aimants permanents à entrefer lisse étudiées

IV.1. Introduction

Dans ce quatrième chapitre, nous montrons une disposition originale des aimants permettant de minimiser l'amplitude du couple de détente et les ondulations du couple électromagnétique d'une machine synchrone à aimants permanents montés à la surface du rotor. Les aimants proposés sont de forme classique à aimantation radiale. Ils sont composés de plusieurs couches parallèles dont chacune a sa propre ouverture. Le centre de chaque couche doit être au milieu pôle magnétique. L'objectif est d'avoir une répartition spatiale sinusoïdale de l'induction magnétique au niveau de l'entrefer [LBI18]. Les résultats analytiques obtenus pour cette structure sont comparés à ceux obtenus dans le troisième chapitre et avec d'autres structures similaires. Les contraintes doivent être respectées afin de valider nos résultats.

IV.2. Analyse de la structure multicouche

Le principe du passage d'une structure monocouche à celle multicouche est représenté par la Fig. (IV.2). La structure multicouche étudiée pour les aimants montés à la surface du rotor est représentée Fig. (IV.1). Elle est composée et conditionnée par un nombre réduit de couches empilées. L'épaisseur des différentes couches est supposée être identique et l'aimantation des aimants est de type radial.

Pour avoir une forme multicouche optimale, il est indispensable de commencer par une forme composée par une couche seulement où son épaisseur est égale à (ea) (Fig. IV.1). L'ouverture optimale de cette forme notée $(\beta_{optimale1})$ (Fig. IV.2.a) est établie lorsque l'amplitude du couple de détente est minimale. Cette opération fait suite à une étude paramétrique. La deuxième étape consiste à diviser l'aimant en (Nc) couches. Le dimensionnement des couches nécessite de garder l'ouverture externe exposée à l'entrefer mécanique égale à $(\beta_{optimale1})$ et à déterminer la nouvelle ouverture

($\beta_{optimal2}$) qui regroupe toutes les autres couches (Fig. IV.2.b). Nous faisons la même opération pour les couches suivantes en gardant les ouvertures précédentes constantes et cherchant les nouvelles (Fig. IV.2.c). Ces opérations se répètent (N_c) fois. L'algorithme utilisé pour cette technique est illustré Fig. (IV.3).

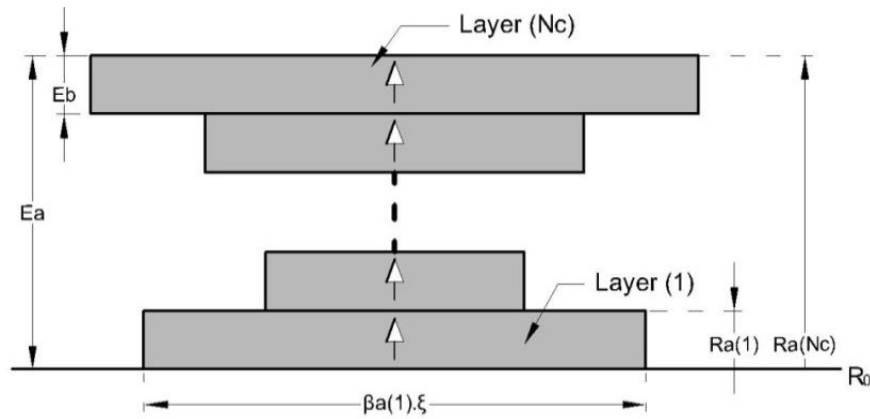
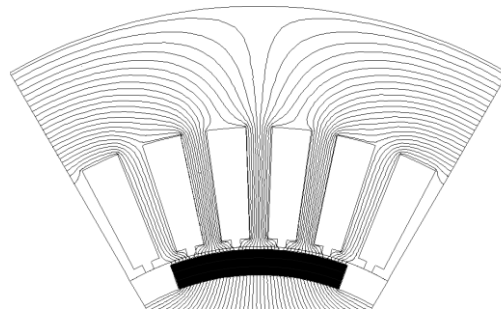
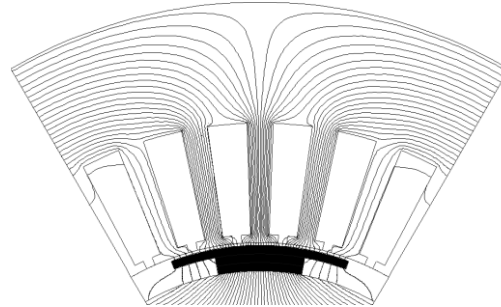


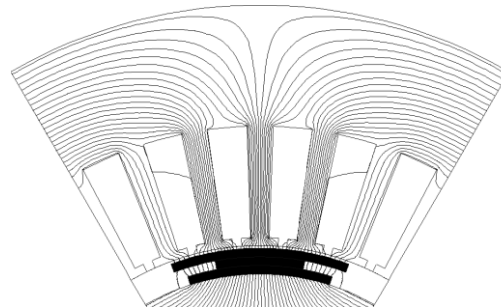
Figure IV.1. Structure de l'aimant multicouche



(a) Etape 1



(b) Etape 2



(c) Etape 3

Figures IV.2. Passage de la structure monocouche à celle multicouche dans le cas d'une machine (3 couches, $2p = 6$, $Q_s = 36$)

La Figure (IV.2) montre une machine ayant des aimants qui possède trois (3) couches. La première étape a mené à une amplitude faible du couple de détente pour ($\beta_{optimale1} = 68\%$); cette ouverture concerne toutes les couches. La deuxième étape a produit ($\beta_{optimale2} = 35\%$); cette ouverture ne concerne que les deux couches restantes et la troisième étape a fourni ($\beta_{optimale3} = 59\%$).

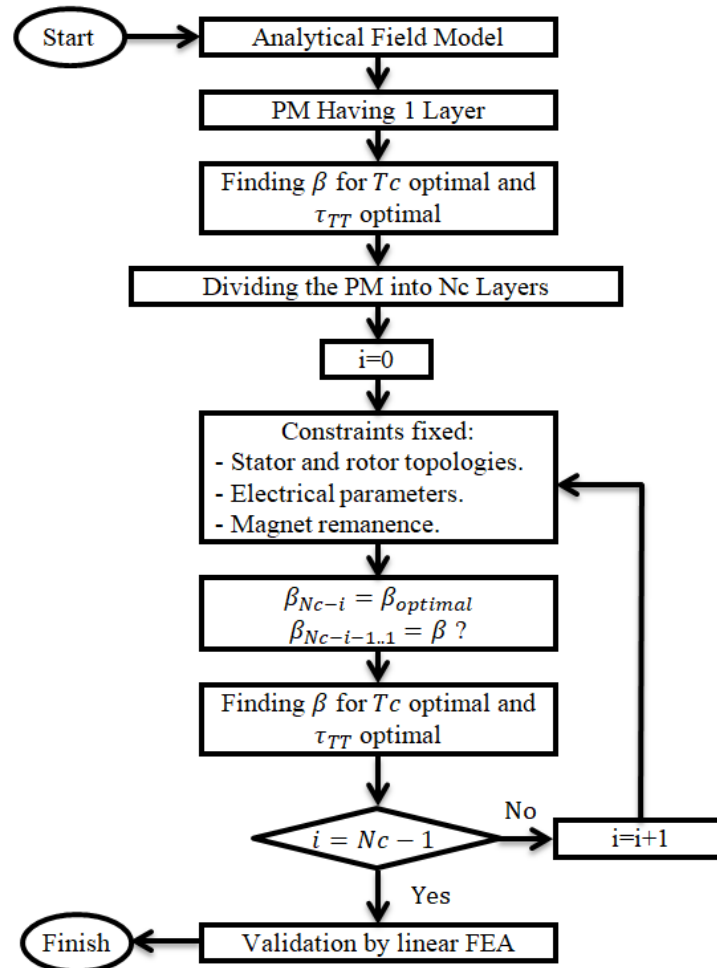


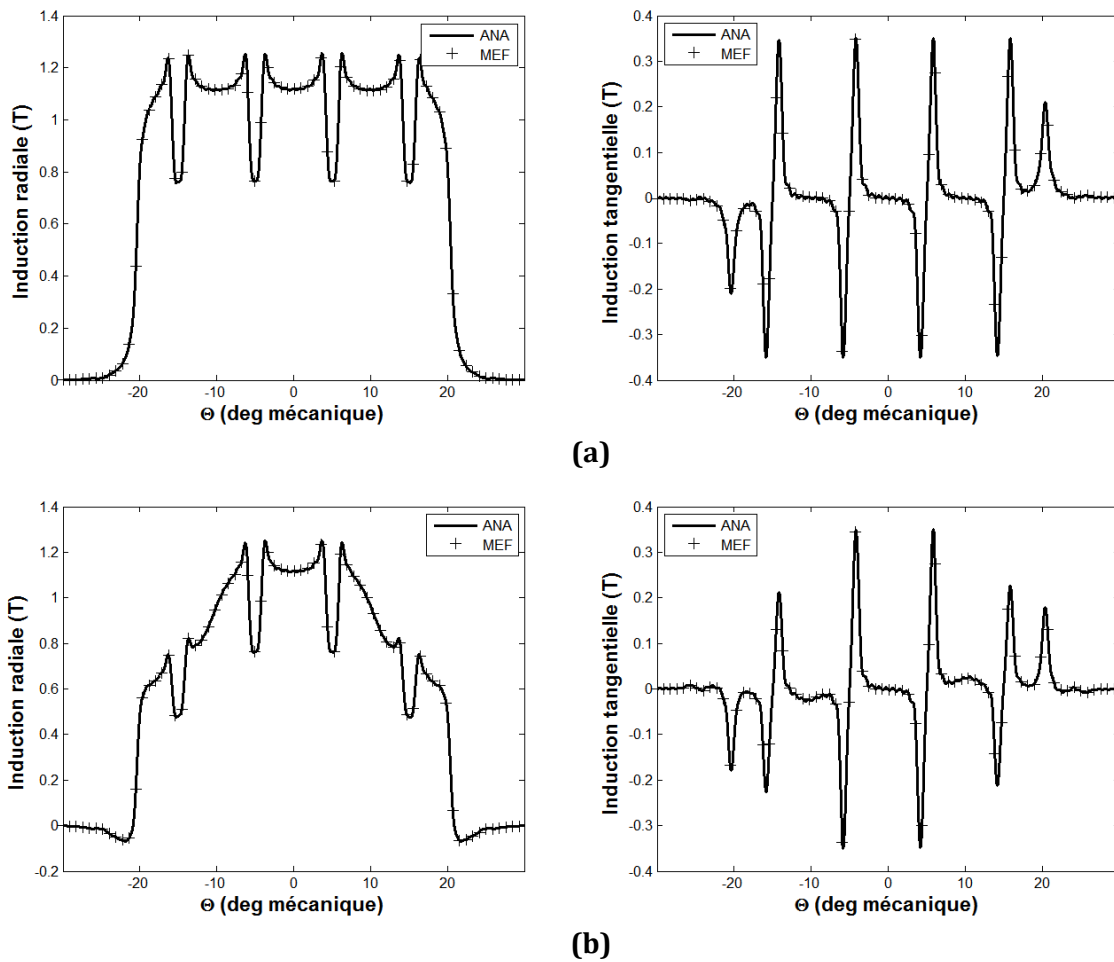
Figure IV.3. Algorithme pour l'amélioration des performances de la structure de machine à aimants multicouches à la surface du rotor

Notons que β , T_c , τ_{TT} , N_c sont respectivement le rapport arc polaire/pas polaire, l'amplitude du couple de détente, l'ondulation du couple total et le nombre de couches constituant l'aimant.

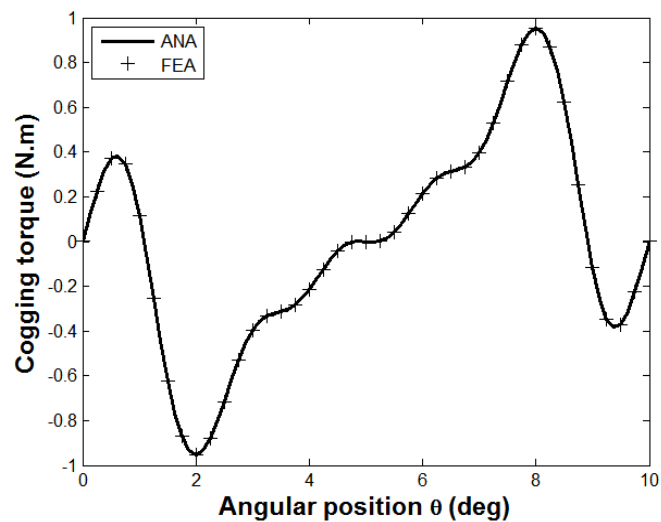
Les Figures (IV.4) montrent les distributions de l'induction radiale et tangentielle au milieu de l'entrefer d'une machine synchrone à entrefer lisse à aimants multicouches rotoriques avec ($p = 3$, $Q_s = 36$). Les dimensions de la machine sont les mêmes que celles indiquées dans le chapitre III (Tableau III.1) afin de pouvoir effectuer une comparaison fiable avec les résultats issus de ce même chapitre III. L'avantage de la structure multicouches repose d'une part sur sa simplicité de réalisation et d'autre part sur les minimisations du couple de détente (Figs. IV.5) et des ondulations du couple total (Tableau IV.1) contrairement aux structures indiquées dans le chapitre III où seule l'amplitude du couple de détente a pu être réduite (Tableau III.3 et Tableau III.4).

Dénomination	Désignation	Valeur [unité]
Aimantation rémanente des aimants	B_r	1.28 [T]
Perméabilité des aimants	μ_r	1
Nombres de conducteurs par encoche	N	10
Nombre d'encoches statoriques	Q_s	-
Ouverture de l'isthme d'encoche	w_1	2°
Nombre de paires de pôles	p	-
Rayon interne du fer rotorique	R_m	20.00 [mm]
Rayon externe du fer rotorique	R_0	57.50 [mm]
Rayon d'alésage	R_2	64.65 [mm]
Rayon externe de la machine	R_3	125.00 [mm]
Hauteur des encoches	H_e	26.00 [mm]
Longueur active	L_u	150.00 [mm]
Epaisseur des aimants	e_a	06.50 [mm]
Epaisseur de l'entrefer	e	00.65 [mm]

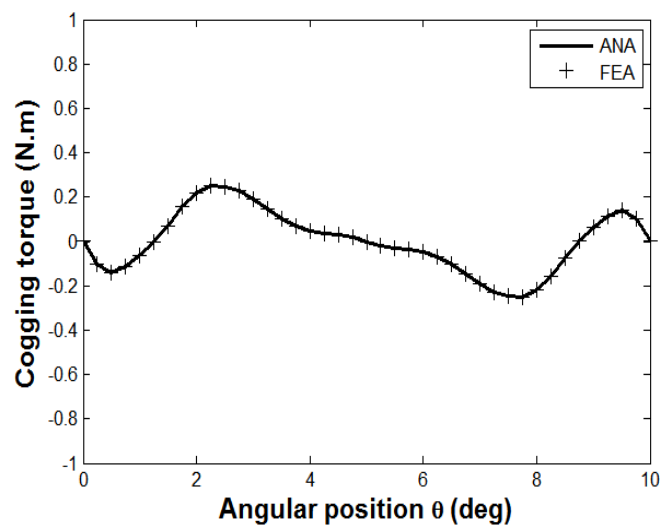
Tableau IV.1. Caractéristiques du type de machines étudiées [LKL11]



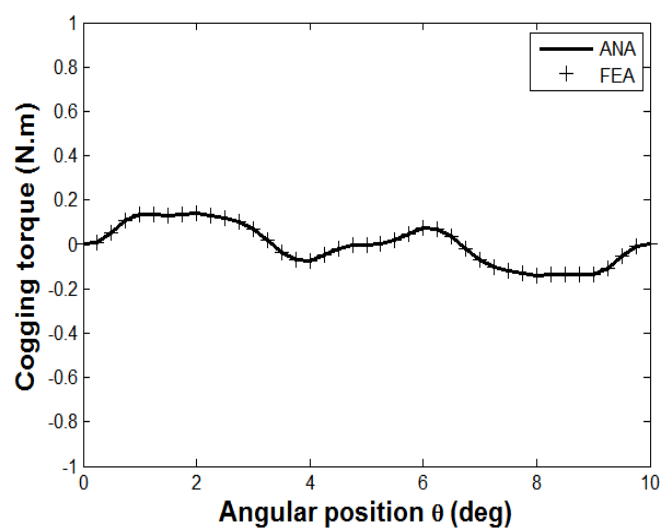
Figures IV.4. Répartitions de différentes inductions pour a) aimant à une couche $\beta = 68\%$ et b) aimant à trois couches $\beta_{1,2,3} = 59, 35, 68\%$



(a) Etape1



(b) Etape2



(b) Etape3

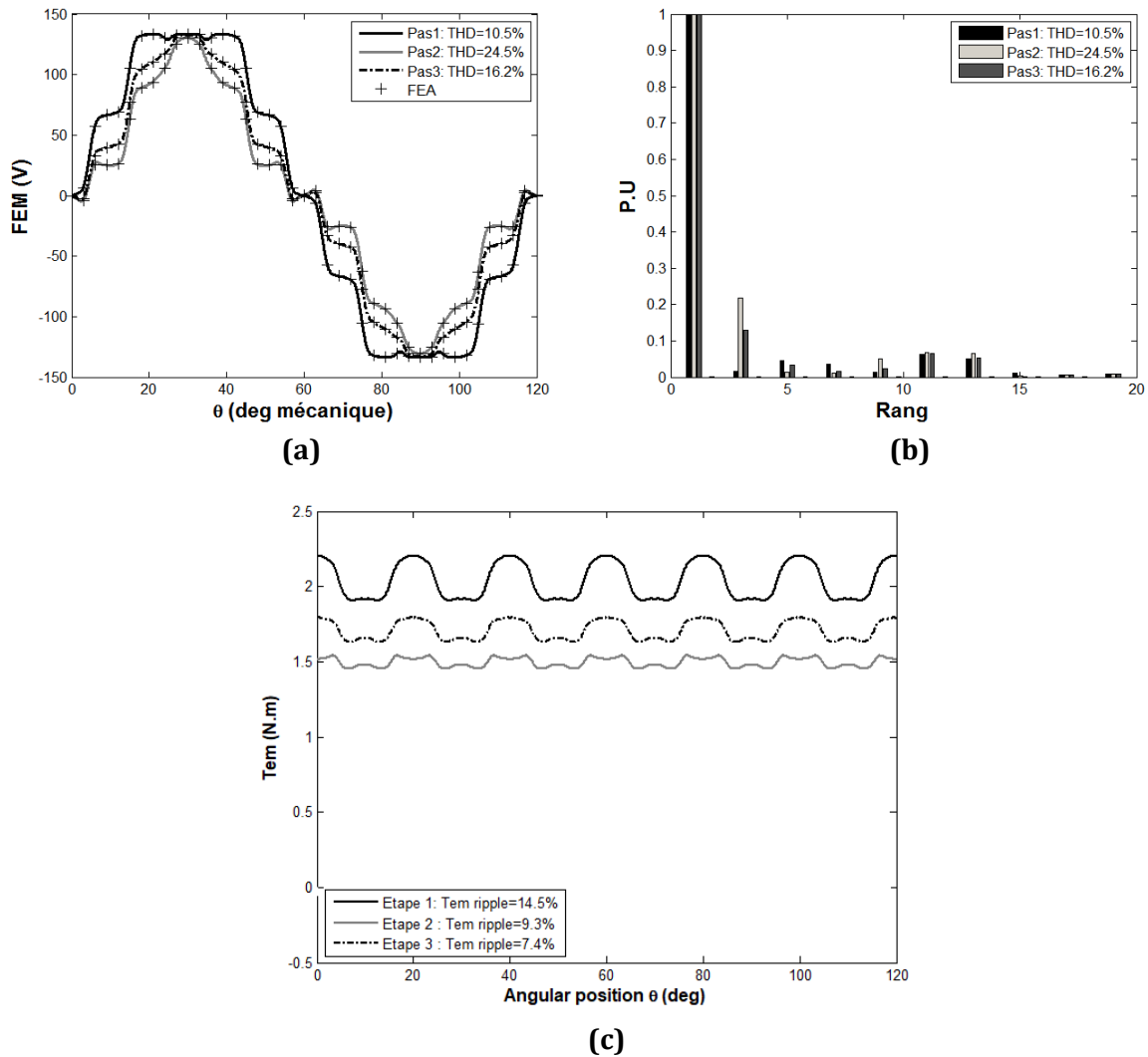
Figures IV.5. Couple de détente pour les trois structures de l'aimant possédant trois couches pour une machine ($2p = 6, Qs = 36$)

Les Figures (IV.6) montrent que cette technique de configuration des aimants (aimants rotoriques multicouches) permet non seulement de réduire l'amplitude du couple de détente mais aussi les ondulations du couple total de la machine quelque soient le nombre de pôles ($2p$) et d'encoches statoriques (Q_s) de la machine. Par exemple, dans le cas étudié, l'amplitude du couple de détente de la machine ($2p = 6, Q_s = 36$) passe de 0.95 N.m (cas d'une (01) couche) à 0.07 N.m (cas de six (06) couches) ; soit une réduction de 93%. Le taux d'ondulations du couple total passe de 107.38 % à 15.74 % ce qui signifie une diminution théorique de 85%. (Tableau IV.1).

	$2p = 4, Q_s = 36$			$2p = 6, Q_s = 36$		
Nombre de couches	1	3	6	1	3	6
$\beta_{1..N_c}$ (%)	90	63,45,90	63,45,45, 45,56,90	68	59,35,68	61,32,35, 35,68,68
Volume of magnet (m3) x10-6	83.7	61.7	53.6	42.2	33.6	31
Couple de détente optimal (N.m)	1.09	0.18	0.04	0.95	0.14	0.07
Ond_ du couple électromagnétique (%)	9.67	6.81	5.52	14.54	9.34	7.38
Couple total moyen (N.m)	2.28	1.91	1.75	2.04	1.71	1.59
Ond_ du couple total (%)	102.77	21.08	8.15	107.38	24.93	15.74
Couple total moyen / Volume de l'aimant (N.m/m3)	6810	7739	8162	8057	8482	8548

	$2p = 8, Q_s = 72$			$2p = 4, Q_s = 24$		
Nombre de couches	1	3	6	1	3	6
$\beta_{1..N_c}$ (%)	57	54,43,57	51,51,49, 36,46,57	84	86,85,84	87,86,85, 85,84,84
Volume of magnet (m3) x10-6	26.5	23.9	22.5	78.1	79.1	79.2
Couple de détente optimal (N.m)	1.2	0.26	0.13	0.90	0.26	0.21
Ond_ du couple électromagnétique (%)	8.66	6.00	3.87	7.91	7.94	7.97
Couple total moyen (N.m)	3.56	3.28	3.12	1.51	1.51	1.51
Ond_ du couple total (%)	76.43	21.60	12.22	121	36.50	29.53
Couple total moyen / Volume de l'aimant (N.m/m3)	16792	17154	17333	4833	4772	4766

Tableau IV.2. Résultats analytiques du couple pour des machines à aimants multicouches



Figures IV.6. Répartitions de : a) FEM et son b) spectre harmonique et c) couple électromagnétique pour une machine possède trois couches ($2p = 6$, $Qs = 36$)

IV.3. Source du courant pour la machine

Parmi les solutions existantes qui permettent le fonctionnement des machines synchrones avec des performances dynamiques élevées, il y a celles liées à l'application des stratégies de contrôle et de commande. Plusieurs travaux ont été effectués sur ce dernier point [WEN13, JIN14, HOU18, WAN18]. Notre but se limite, dans cette partie, à la génération des harmoniques impaires appropriés pour la forme sinusoïdale du courant électrique statorique. Bien sûr, nous n'aborderons pas de façon détaillée la modélisation dynamique vu que cela n'est pas l'objet de notre étude.

L'amélioration des ondulations du couple électromagnétique de la machine à aimants multicouches est assurée en adaptant la forme du courant électrique statorique à celle du flux (FEM). Les différentes formes proposées sont représentées Fig. (IV.7).

Pour valider notre calcul, deux amplitudes sont choisies pour le cas étudié : 1A et 128 A où il est impératif de les conserver constantes quelque soit la forme du courant électrique.

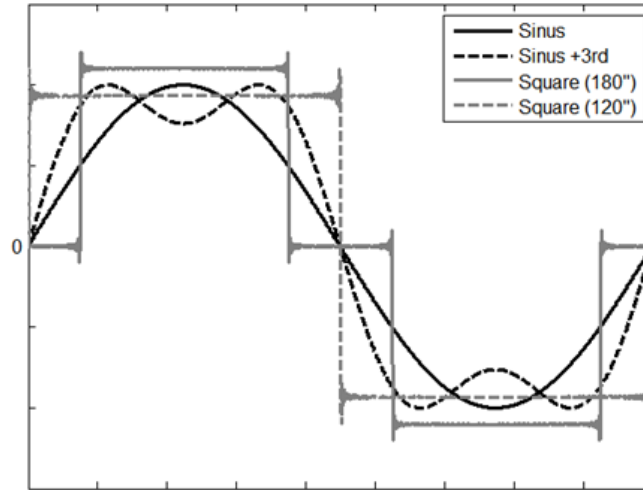
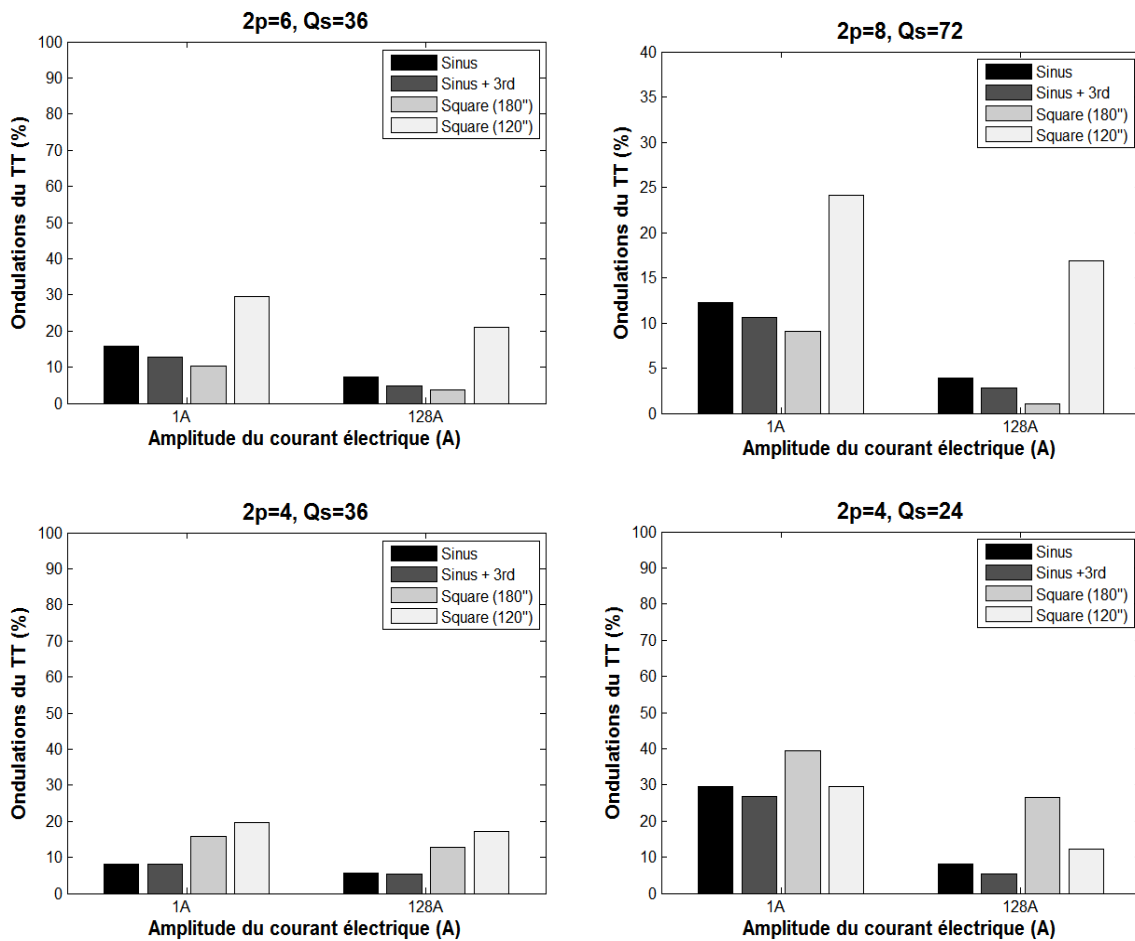


Figure IV.7. Différentes formes d'ondes du courant électrique d'alimentation

A partir des Figs. (IV.8), nous constatons que pour réduire le taux d'ondulations du couple dans le cas de la machine synchrone à entrefer lisse à aimants rotoriques multicouches ayant ($2p = 6, Q_s = 36$), il est important d'adopter des créneaux (180°) de courant électrique. Une amélioration du taux d'ondulations est obtenue avec un taux qui passe de 15.7% à 10.3% lorsque l'amplitude du courant est fixée à 1 A par contre ce taux d'ondulations passe de 7.4% à 3.82% lorsque l'amplitude du courant est fixée à 128 A.



Figures IV.8. Impact de la forme du courant électrique sur les ondulations du couple (l'aimant possède 6 couches)

IV.4. Etude comparative avec d'autres structures similaires

Dans cette partie, nous comparons nos structures avec d'autres qui fournissent un couple de détente assez réduit. Ces structures sont toujours des machines synchrones à aimants permanents montés à la surface du rotor interne comme le montre la Fig. (IV.9). Le choix de ces machines est justifié par d'excellents résultats issus des travaux [BLI09, LBI15b].

La Figure (IV.9.a) montre la structure RPM-M1 ; elle est composée de N barreaux aimantés radialement. Chaque barreau a une aimantation bien déterminée selon sa position par rapport à l'axe de symétrie de chaque pôle. La forme de l'aimantation radiale finale pour chaque pôle est proche de la forme sinusoïdale comme l'indique la Fig. (IV.10). La deuxième structure RPM-M2 (Fig. IV.9.b) est supposée ressembler à la forme RPM-M1. Néanmoins, le module de l'aimantation pour chaque barreau est supposé constant quelque soit sa position. En outre, l'inclinaison de chaque barreau doit être bien déterminée et sera fonction du nombre de barreaux N. Ce nombre est bien choisi afin d'aboutir à la forme sinusoïdale désirée.

Pour que les structures RPM-M1 et RPM-M2 soient réaliste, le nombre de barreaux aimantés choisi doit être acceptable. Avec cette condition et dans le cas étudié, nous optons pour un nombre égal à 13. Celui-ci est considéré suffisant pour avoir une répartition spatiale sinusoïdale de l'induction magnétique au niveau de l'entrefer [BLI09].

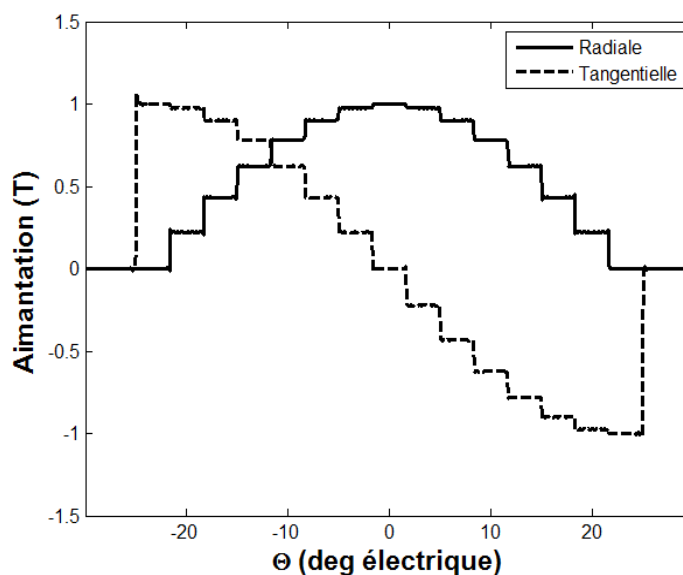
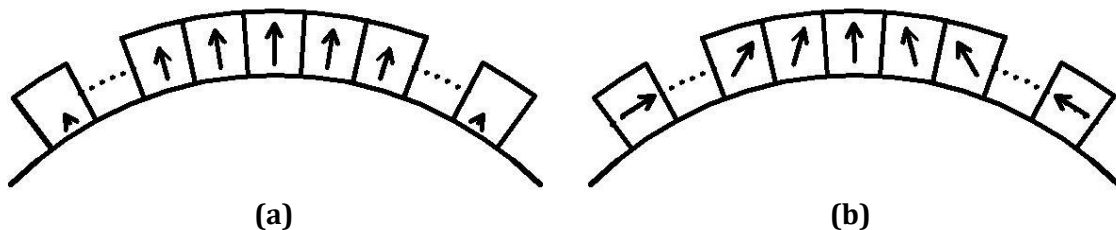


Figure IV.10. Exemple de la forme de l'aimantation possédant 7 niveaux pour la machine RPM-M2

La Figure (IV.10) montre la forme de l'aimantation pour la machine RPM-M2 ; elle possède une composante radiale et tangentielle cependant, la machine RPM-M1 présente la même forme pour l'aimantation radiale mais avec une composante tangentielle nulle. Le calcul qui suit est basé sur les mêmes contraintes et dimensions indiquées dans le Tableau (VI.1). L'épaisseur de tous les barreaux est supposée constante.

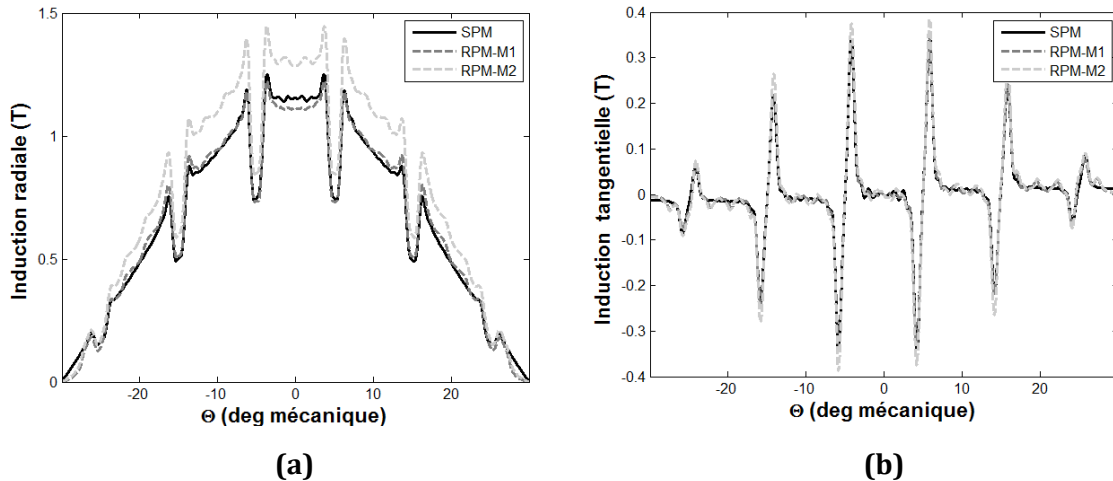


Figure IV.11. Représentations de la forme de l'induction a) radiale et b) tangentielle due aux aimants au milieu de l'entrefer pour $\beta = 100\%$

Les Figures (IV.11.a) et (IV.11.b) montrent respectivement la forme de l'induction radiale et tangentielle au milieu de l'entrefer pour un rapport arc polaire/pas polaire ($\beta = 100\%$). Nous pouvons constater que les résultats sont presque identiques. Notre but est de trouver un signal qui est proche de la sinusoïde parce que c'est le seul qui ne possède que le fondamental. Les autres harmoniques sont considérés nuls.

Les résultats du couple de détente sont donnés sur les Figs. (IV.12) et (IV.13) qui concerne respectivement les machines RPM-M1 et RPM-M2. La valeur optimale de l'amplitude du couple de détente pour la machines RPM-M1 est égal à 0.0035N.m pour $\beta = 70\%$ et $w_1 = 2.2^\circ$. Cependant, pour la machine RPM-M2 le couple de détente optimal est de 0.0651N.m pour $\beta = 100\%$ et $w_1 = 3.2^\circ$. Ces résultats peuvent être concurrencés par ceux de la machine SPM-M2A qui a produit théoriquement un couple de détente optimal de 0.0860N.m pour $\beta = 81\%$ et $w_1 = 2^\circ$.

Les valeurs du couple électromagnétique de la machine SPM indiquées dans le Tableau (IV.02) et (IV.03) sont toutes relativement réduites par rapport à celles obtenues à partir des autres configurations. Cela revient au faible volume de l'aimant. Pour corriger cette réduction, il faudrait :

- Augmenter la longueur de la machine : cette solution augmente aussi l'amplitude du couple de détente ce qui provoque une augmentation des ondulations du couple total.
- Modifier l'amplitude de la FEM : cette proposition demande une augmentation du nombre de spires ce qui induit un agrandissement de la surface de l'encoche et par conséquent un changement du rayon externe de la machine.

- Augmenter l'intensité du courant : à tension égale, cette recommandation demande un conducteur de section bien adaptée ce qui ne demande pas forcément un changement de la section de l'encoche.

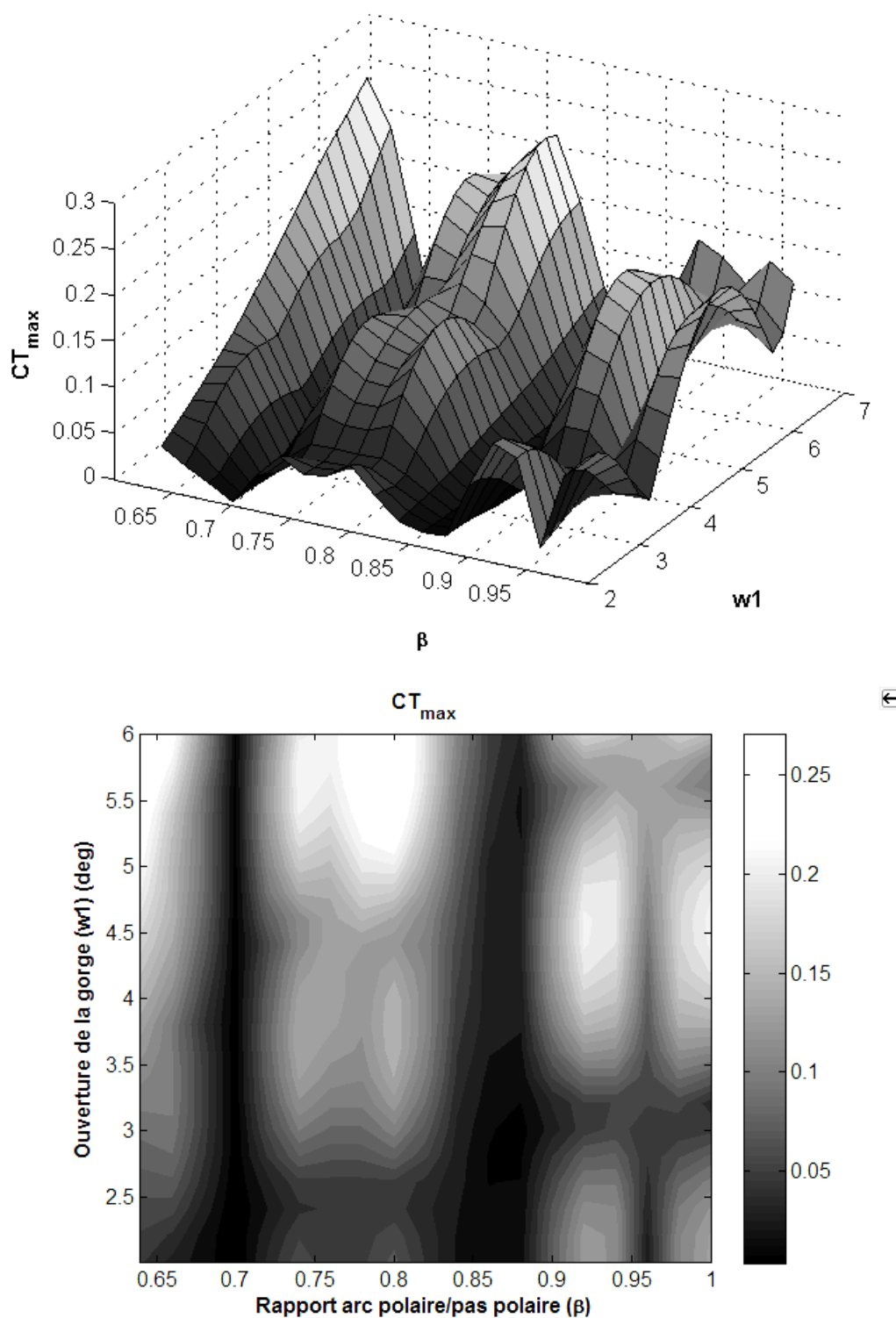


Figure IV.12. Amplitude du couple de détente en fonction de l'ouverture de l'isthme de l'encoche et du rapport arc polaire/pas polaire de la machine RPM-M1

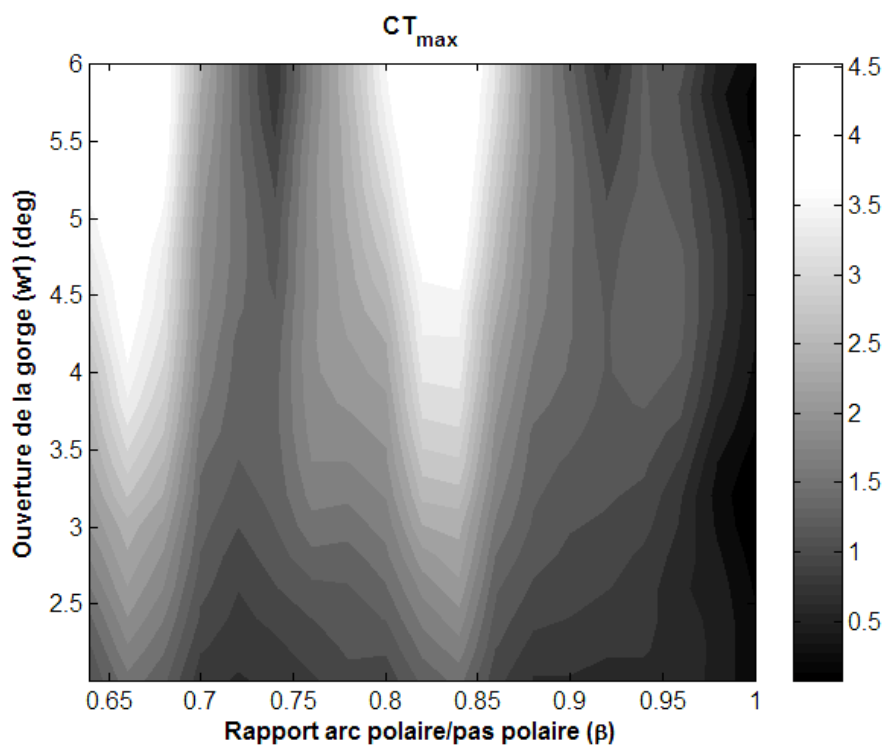
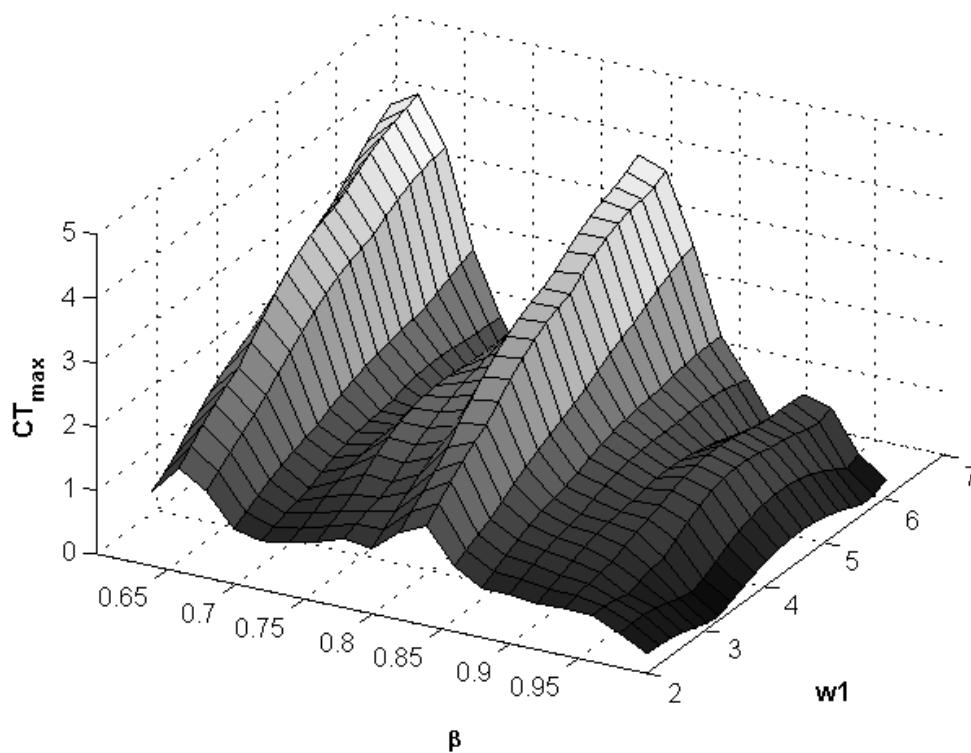


Figure IV.13. Amplitude du couple de détente en fonction de l'ouverture de l'isthme d'encoche et du rapport arc polaire/pas polaire de la machine RPM-M2

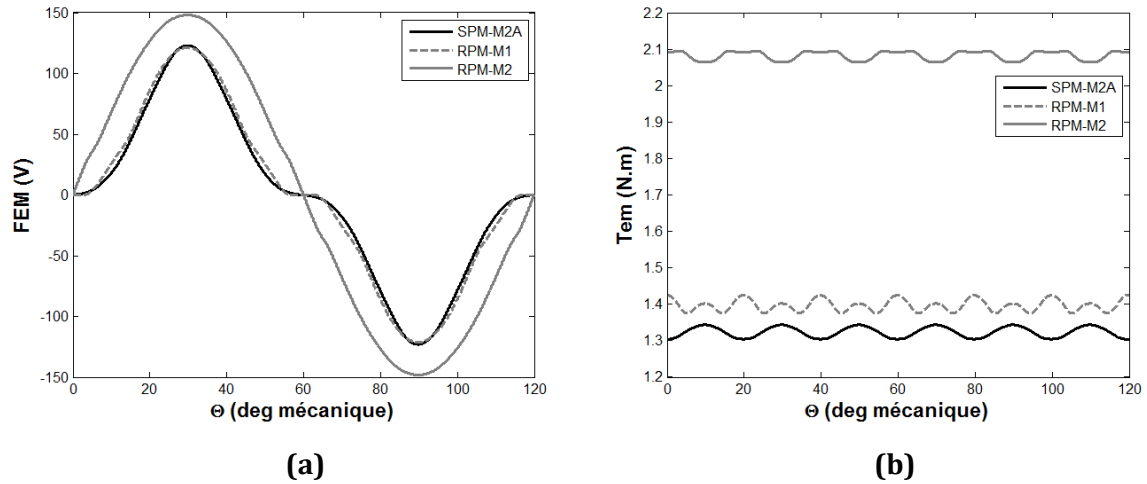


Figure IV.14. Représentations de a) la force électromotrice et b) couple électromagnétique pour des valeurs optimales du rapport arc polaire/pas polaire (β) pour chaque structure

	$2p = 6, Q_s = 36$			$2p = 8, Q_s = 72$		
	SPM M2A	RPM-M1	RPM-M2	SPM M2A	RPM-M1	RPM-M2
		$w1 = 2^\circ$ $\beta = 76\%$	$w1 = 2^\circ$ $\beta = 100\%$		$w1 = 2.2^\circ$ $\beta = 96\%$	$w1 = 2^\circ$ $\beta = 100\%$
COUPLE DE DETENTE OPTIMAL (N.M)	0.0865	0.0186	0.0666	0.0759	0.0068	0.0418
COUPLE ÉLECTROMAGNÉTIQUE MOYEN (Nm)	1.3862	1.3942	2.0472	3.8855	3.3135	4.2060
OND_ DU COUPLE ÉLECTROMAGNÉTIQUE (%)	2.9904	5.1087	2.8348	0.9934	3.3231	2.4939
COUPLE TOTAL MOYEN (N.M)	1.3863	1.3942	2.0472	3.8855	3.3135	4.2060
OND_ DU COUPLE TOTAL (%)	15.313	7.2817	7.9868	4.7315	3.5849	4.2183
VOLUME DE L'AIMANT (CM ³)	24.91	47.14	62.03	20.21	44.66	46.52

Tableau IV.3. Résultats analytiques de la machine RPM-M1 et RPM-M2 comparés à la machine de type SPM-M2A

	$2p = 4, Q_s = 36$			$2p = 4, Q_s = 24$		
	SPM M2B	RPM-M1	RPM-M2	SPM M2B	RPM-M1	RPM-M2
		$w1 = 4.6^\circ$ $\beta = 96\%$	$w1 = 4.2^\circ$ $\beta = 100\%$		$w1 = 6.8^\circ$ $\beta = 90\%$	$w1 = 2^\circ$ $\beta = 100\%$
COUPLE DE DETENTE OPTIMAL (N.M)	0.0425	0.0151	0.0653	0.0383	0.0286	0.0622
COUPLE ÉLECTROMAGNÉTIQUE MOYEN (Nm)	0.8893	1.6185	1.8716	0.7244	1.0180	1.3034
OND_ DU COUPLE ÉLECTROMAGNÉTIQUE (%)	2.1829	3.7334	4.1283	2.0840	6.0471	3.0923
COUPLE TOTAL MOYEN (N.M)	0.8893	1.6185	1.8716	0.7244	1.0180	1.3034
OND_ DU COUPLE TOTAL (%)	11.441	5.2729	10.382	12.165	11.080	11.883
VOLUME DE L'AIMANT (CM ³)	39	89.32	93.04	51.54	83.74	93.04

Tableau IV.4. Résultats analytiques des machines RPM-M1 et RPM-M2 comparés à la machine de type SPM-M2B

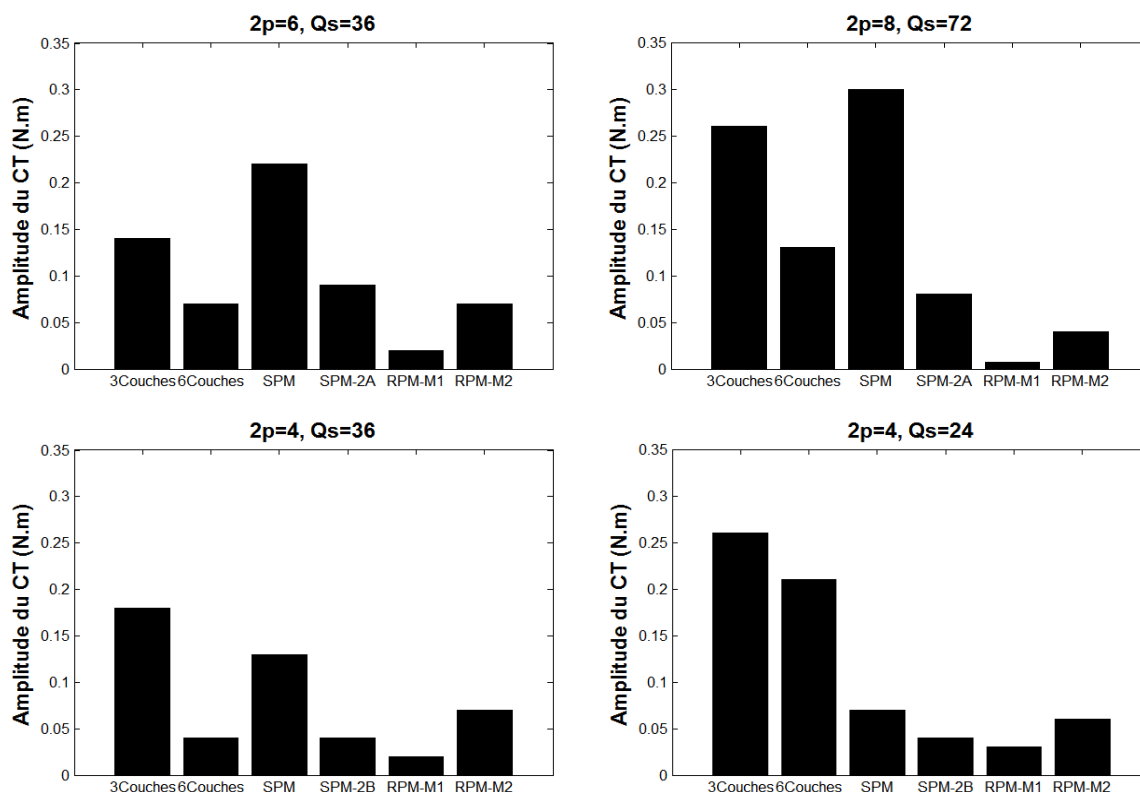


Figure IV.15. Résultats analytiques comparatifs du couple de détente pour différentes structures des aimants

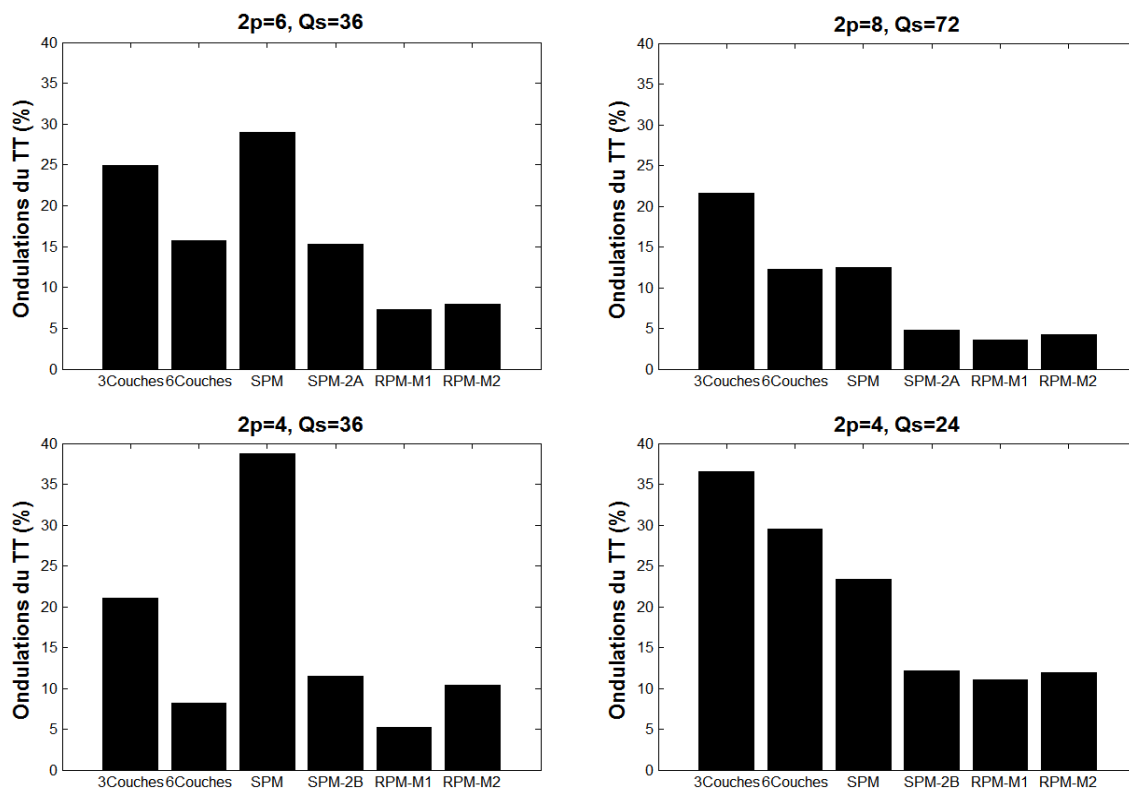


Figure IV.16. Résultats analytiques comparatifs des ondulations du couple total pour différentes structures des aimants

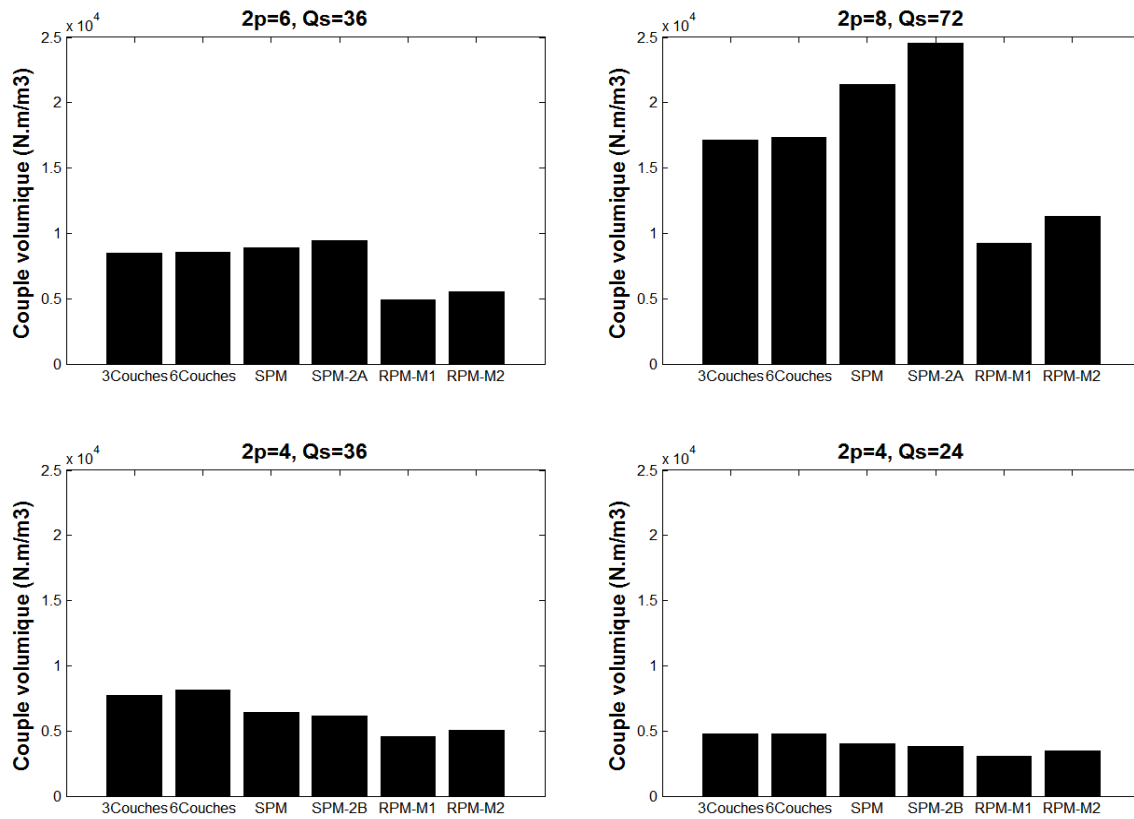


Figure IV.17. Résultats analytiques comparatifs du couple volumique pour différentes structures des aimants

Les Figures (IV.15), (IV.16) et (IV.17) montrent une étude comparative entre les structures ayant 3 couches, 6 couches, SPM, SPM-2(A ou B), RPM-M1 et RPM-M2 où nous remarquons que la structure RPM-M1 donne de meilleurs résultats pour les machines proposées concernant la minimisation du couple de détente ou les ondulations du couple total.

IV.5. Conclusion

Au cours de ce chapitre, deux nouvelles configurations des aimants sont proposées pour améliorer les performances de la machine synchrone à aimants permanents à entrefer lisse montés en surface. La première configuration multicouches présente un avantage de par sa simplicité de conception vu que les couches utilisées sont de formes classiques. La deuxième configuration RPM-M1 est un peu différente par rapport à la première à cause de la valeur de l'induction rémanente de chaque barreau qui elle doit être disponible dans le marché industriel. Les deux techniques de structuration des aimants ont donnée d'excellents résultats théoriques en termes de minimisation de l'amplitude du couple de détente et des ondulations du couple de la machine.

En revanche, le choix de la forme du courant électrique est une autre solution alternative permettant aussi d'accentuer les performances dynamiques de la machine où nous avons remarqué une diminution considérable des ondulations du couple de la machine.

Conclusion générale

Dans ce manuscrit de thèse, nous nous sommes intéressés à la modélisation électromagnétique des machines synchrones à aimants permanents montés à la surface du rotor en vue d'un prédimensionnement. Ce thème a été certes abordé par plusieurs travaux antérieurs nous avons toutefois estimé pouvoir apporter notre contribution aussi minime soit-elle en axant notre effort sur la réduction des ondulations du couple total et du couple de détente sachant que cette structure s'y prête.

Dans le premier chapitre, nous nous sommes familiarisés aux démarches de conception des machines électriques sous des contraintes électriques, magnétiques, mécaniques, thermiques, électroniques et économiques fixées. Les différentes améliorations ont été présentées. Elles concernent, en particulier, la structure des aimants et des dents. Les différents types d'aimantations et de bobinages ont été aussi rappelés. Les notions de matériaux magnétiques doux utilisés dans la conception des machines électriques tournantes ont également été présentées.

Dans le deuxième chapitre, nous avons justifié le choix de la modélisation analytique, sous des contraintes mécanique et thermique fixées, pour le prédimensionnement de la machine synchrone à aimants dans un entrefer lisse. Une modélisation analytique de la machine a été développée dans le but d'aboutir à un modèle assez précis. L'application du modèle est effectuée pour une machine synchrone à aimants de forme biseautée, issue de la forme classique, et disposés sur la surface rotorique. Nous avons développé notre modèle analytique qui englobe les paramètres géométriques, magnétiques et électriques.

L'avantage du modèle analytique est de permettre une analyse rapide du comportement des systèmes électromécaniques. Cet avantage nous a permis d'effectuer une étude paramétrique des structures proposées dans le troisième chapitre. La modélisation 2D développée pour le prédimensionnement est la solution la plus adéquate sachant que la modélisation 3D implique un temps de calcul relativement lent. Les résultats obtenus dans ce chapitre sont satisfaisants en termes de validation numérique par élément finis (exploitation du code FEMM) pour la minimisation de l'amplitude du couple de détente. La structure des aimants a été dimensionnée. Nous avons distingué deux formes différentes, classique et biseautée. Vu que la matrice topologique possède des dimensions importantes, la méthode hybride n'a été utilisée, dans notre travail sauf pour étudier l'influence de la saturation locale du circuit magnétique.

Dans le quatrième chapitre, nous avons utilisé un nouvel algorithme permettant de structurer des aimants qui génèrent non seulement un couple de détente faible, mais aussi de réduire les ondulations du couple résultant de la machine. Cette structure des aimants présente un avantage supplémentaire qui porte sur sa conception et son installation sur le rotor. Différentes sources de courants ont été aussi proposées afin que l'onde de ces derniers soit adaptée à celle de la force électromotrice. Cette adaptation permet d'améliorer considérablement les ondulations du couple de la machine ce qui génère moins de bruit et donc moins de vibrations.

Une étude comparative, portant sur les ondulations de couple et en particulier sur le couple de détente pour les différentes structures étudiées au niveau de ce manuscrit de thèse, est également effectuée dans ce dernier chapitre.

Bien qu'ils ne soient pas validés expérimentalement, les résultats théoriques obtenus sont encourageants. Comme perspectives à notre travail, en dehors de l'aspect expérimental, il serait intéressant de compléter le prédimensionnement de la machine étudiée en faisant un couplage avec le modèle thermique en tenant compte de l'influence des différentes pertes sur les performances.

Références bibliographiques

- [AAM11] **M. Ashabani, Y. Abdel-Rady and I. Mohamed**, "Multi-objective shape optimization of segmented pole permanent-magnet synchronous machines with improved torque characteristics", *IEEE Trans. Magn*, Vol. 47, No. 4, 795–804, Apr. 2011.
- [ABD95] **R. ABDESSEMED. V. ABDESSEMED**, "Les enroulements des machines électriques", *Université de Batna, iPress* 1995.
- [AND17] **A. Schoppa et al.**, "Magnetic Materials Used in Electrical Machines: A Comparison and Selection Guide for Early Machine Design", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 23, No. 6, pp. 21-28, September 2017.
- [ALA02] **Alan Jeffrey**, "Advanced Engineering Mathematics", *University of Newcastle-upon-Tyne, Harcourt/Academic Press, USA*, (2002).
- [ANS] <https://www.ansys.com/fr-fr/products/3d-design>
- [ARN] <http://www.arnoldmagnetics.com/>
- [ATM05] **A. Binder, T. Schneider and M. Klohr**, "Fixation of buried and surface mounted magnets in high-speed permanent magnet synchronous motors", *In Industry Applications Conference, 2005. Fortieth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2005, 2-6 Oct. 2005*, pp. 2843-2848.
- [BER88] **G. Bertotti**, "General Properties of Power Losses in Soft Ferromagnetic Materials", *IEEE Trans. Magn.*, Vol. 24, No. 1, pp. 621-630, Janvier 1988.
- [BLI09] **K. Boughrara, B. Ladghem Chikouche, R. Ibtouen, D. Zarko, and O. Touhami**, "Analytical Model of Slotted Air-Gap Surface Mounted Permanent-Magnet Synchronous Motor with Magnet Bars Magnetized in the Shifting Direction", *IEEE Trans on Magn*, Vol. 45, No. 2, February 2009.
- [BID12] **K. Boughrara, R. Ibtouen and T. Lubin**, "Analytical Prediction of Magnetic Field in Parallel Double Excitation and Spoke-Type Permanent-Magnet Machines Accounting for Tooth-Tips and Shape of Polar Pieces", *IEEE Transactions on Magn.*, Vol. 48, No. 7, pp. 2121- 2137, February 2012.
- [BIZ10] **K. Boughrara, R. Ibtouen, D. Zarko, O. Touhami, and A. Rezzoug**,

- “Magnetic field analysis of external rotor permanent-magnet synchronous motors using conformal mapping”,
IEEE Trans. on Magn., Vol. 46, No. 9, pp. 3684–3693, Sept 2010.
- [BKJ10] **B. L. J. Gysen, K. J. Meessen, J. J. H. Paulides and E. A. Lomonova**, “General formulation of the electromagnetic field distribution in machines and devices using Fourier analysis”,
IEEE Trans. on Magn., Vol. 46, No. 1, pp. 39–52, January 2010.
- [BVA09] **Babak VASEGHI**, “Contribution à l’étude des machines électriques en présence de défaut entre spires”,
Thèse de doctorat, Université de Nancy, 2009.
- [BZI09] **K. Boughrara, D. Zarko, R. Ibtouen, O. Touhami, A. Rezzoug**, “Magnetic Field Analysis of Inset and Surface-Mounted Permanent-Magnet Synchronous Motors Using Schwarz–Christoffel Transformation”,
IEEE Trans. on Magn., Vol. 45, No. 8, pp. 3166–3178, AUGUST 2009.
- [CHA14] **C. Xia, Z. Zhang, Q. Geng**, “Analytical Modeling and Analysis of Surface Mounted Permanent Magnet Machines with Skewed Slots”,
IEEE Trans. on Magn., Vol. 51, No. 5, DOI: 10.1109/TMAG.2014.2364156, October 2014.
- [CGR03] **C. Mi, G. R. Slemon, R. Bonert**, “Modelling of Iron Losses of Permanent Magnet Synchronous Motors”,
IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. 39, No. 3, pp. 734–742, Mai/Juin 2003.
- [CHO06] **H. Cho, S. Jang, S. Choi**, “A Design Approach to Reduce Rotor Losses in High-Speed Permanent Magnet Machine for Turbo-Compressor”,
IEEE Trans on Magn., Vol. 42, No. 10, pp. 3521–3523, 2006.
- [CLP16] **F. Chai, P. Liang, Y. Pei and S. Cheng**, “Magnet Shape Optimization of Surface-Mounted Permanent-Magnet Motors to Reduce Harmonic Iron Losses”,
This article has been accepted for publication in IEEE, DOI:10.1109/TMAG.2016.2524010.
- [COM18] **COMSOL Multiphysics**, <https://www.comsol.fr/>
- [COU08] **Mathieu COUDERC**, “Contribution à l’élaboration d’une méthodologie générale de conception des machines à aimants permanents à haute vitesse”,
Thèse de Doctorat, Université de Toulouse, 2008.
- [CSK12] **M. Chabchoub, I. B. Salah, G. Krebs, R. Neji and C. Marchand**, “PMSM cogging torque reduction: Comparison between different shapes of magnet”,
First International Conference of Renewable Energies and Vehicular Technology, 206–211, 2012
- [CSJ06] **C. ZWYSSIG, S.D. ROUND et J.W. KOLAR**, “Analytical and experimental investigation of a low torque, ultra-high-speed drive system”,
In 41st Annual Meeting of Industry Application Conference, pages 1507–1513, 2006.
- [DAV01] **D. A. Lowther and B. Forghani and U. Deshpande**, “A comparison of 2D and 3D analysis methods for the prediction of cogging torque in an electrical machine having skewed slots”,
COMPEL, Vol. 20 No. 2, pp. 570–580, 2001.
- [DHT10] **D. H. Tran**, “Conception Optimale Intégrée d’une chaîne éolienne « passive » : Analyse de robustesse, validation expérimentale”,
Thèse de doctorat de l’Université de Toulouse, 2010.
- [DPM04] **O. Duque, M. Pérez, and D. Moríñigo**, “Practical application of the spectral

- analysis of line current for the detection of mixed eccentricity in cage induction motors fed by frequency converter”,
In 16th International Conference on Electrical Machines-ICEM'04, Krakow, Poland, Sept. 5-8 2004.
- [DUE09] **F. Dubas and C. Espanet**, "Analytical Solution of the Magnetic Field in Permanent-Magnet Motors Taking into Account Slotting Effect: No-Load Vector Potential and Flux Density Calculation",
IEEE Trans. Magn., Vol. 45, No. 5, pp. 2097–2109, MAY 2009.
- [ELA] <http://www.electric-vehiclenews.com/2013/04/protean-unveils-production-in-wheel.html>
- [ESP99] **Christophe Espanet**, "Modélisation et conception optimale de moteurs sans balais à structures inversée, application au moteur-roue",
Thèse de doctorat de l'Université de Franche-Comté, 1999.
- [FJX99] **F. Liang, J. M. Miller, and X Xu**, "A vehicle electric power generation system with improved output power and efficiency",
IEEE Trans. Indus. Applications, Vol. 35, No. 6, pp. 1341-1346, Nov/Dec. 1999.
- [FLR96] **François LEPRINCE-RINGUET**, "Aimants permanents, Matériaux et applications",
Techniques de l'Ingénieur, D2100, 1996
- [FLU] **FLUX 2D**, www.cedrat.com, 2017.
- [FLO13] **Floran MARTIN**, "Contribution au dimensionnement optimal de machines synchrones à aimants déposés en surface pour applications à hautes vitesses",
Thèse de doctorat de l'Université de Nantes 2013.
- [FMI09] **D. FODOREAN et A. MIRAOU**, "Dimensionnement rapide des machines synchrones à aimants permanents (MSAP) ",
Techniques de l'Ingénieur, D6 (D3554), 2009.
- [FRB17] **Frédéric Dubas and Kamel Boughrara**, "New Scientific Contribution on the 2-D Subdomain Technique in Cartesian Coordinates: Taking into Account of Iron Parts",
Math. Comput., 22, 17, Appl. 2017
- [FRE17] **Frédéric Dubas and Kamel Boughrara**, "New Scientific Contribution on the 2-D Subdomain Technique in Polar Coordinates: Taking into Account of Iron Parts",
Math. Comput., 22, 42, Appl. 2017
- [GID11] **Guemes, J. A., A. M. Iraolagoitia, J. I. Del Hoyo, and P. Fernandez**, "Torque Analysis in permanent magnet synchronous motors : A comparative study,"
IEEE Trans. Energy Convers., Vol. 26, No. 1, 55–63, Mar. 2011.
- [GIE08] **J.F. Gieras, A.C. Koenig, L.D. Vanek**, "Calculation of Eddy Current Losses in Conductive Sleeves of Synchronous Machines",
International Conference on Electrical Machines (ICEM), Vilamoura (Portugal), 2008.
- [GZF15] **G. J Li, Z. Q Zhu, M. P. Foster, D. A. Stone and H. L Zhan**, "Modular Permanent Magnet Machines with Alternate Teeth Having Tooth Tips",
IEEE Trans on Indus Elec, 10.1109/TIE.2015.2427112.
- [HAD06] **L. HADIOUT**, "Dimensionnement de machines synchrones à aimants montés sur la surface rotorique",
Thèse de doctorat d'Etat. ENP Alger, Décembre 2006.
- [HEI02] **T. Heikkilä**, "Permanent magnet synchronous motor for industrial inverter applications-analysis and design",

- Thèse de doctorat, Lappeenranta University of Technology, 2002.*
- [HHR05] **A. Helias, U. De Haes et M. Rooijen**: "Life Cycle Approaches", *Rapport technique, UNEP-SETAC Life Cycle Initiative, 2005.*
- [HIB15] **H. Bouker**, "Conception et optimisation des machines synchrones à aimants permanents à haute vitesse dédiées aux véhicules électriques hybrides", *Thèse de doctorat de l'Université Paris-Saclay, Novembre 2016.*
- [HIL13] **R. Hilzinger and W. Rodewald**, "Magnetic Materials Fundamentals, Products, Properties, Applications", *Erlangen, Germany: Publicis, 2013.*
- [HJK09] **K. Y. Hwang, J. H. Jo, and B. I. Kwon**, "A Study on Optimal Pole Design of Spoke-Type IPMSM with Concentrated Winding for Reducing the Torque Ripple by Experiment Design Method", *IEEE Trans on Magn., Vol. 45, No. 10, 4712-4715, October 2009.*
- [HOU18] **A. Houari, et al.** "An Effective Compensation Technique for Speed Smoothness at Low-Speed Operation of PMSM Drives", *IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. 54, No. 4, pp. 647-655, JANUARY/FEBRUARY 2018.*
- [HUG13] **Huguette TIEGNA**, "Contribution à la modélisation analytique des machines synchrones à flux axial à aimants permanents à attaque directe en vue de leur dimensionnement. Application aux éoliennes", *Thèse de Doctorat, Université du Havre, 2013.*
- [GGG14] **GUEDIA GUEMO GILLES**, "Modélisation et caractérisation thermique de machines électriques synchrones à aimants permanents", *Thèse de Doctorat, Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, 2014.*
- [JAO11] **Jaouad Azzouzi**, "Contribution à la modélisation et à l'optimisation des machines synchrones à aimants permanents à flux axial. Application au cas de l'aérogénérateur", *Thèse de Doctorat, Université du Havre, 2011.*
- [JIA12] **Jiajing Fu and Changsheng Zhu**, "Subdomain Model for Predicting Magnetic Field in Slotted Surface Mounted Permanent Magnet Machines with Rotor Eccentricity", *IEEE Trans on Magn, Vol. 48, No. 5, 1906-1917, Oct 2012.*
- [JIN14] **J. Gong, B. Aslan, F. Gillon and E. Semail**, "High-speed functionality optimization of five-phase PM machine using third harmonic current", *COMPEL, Vol. 33 No. 3, pp. 879-893, 2014.*
- [JKJ08] **J. Kolehmainen, J. Ikäheimo**, "Motors with Buried Magnets for Medium-Speed Applications", *IEEE Trans. Ener. Convers., Vol. 23, No. 1, pp. 86-91, Mars 2008.*
- [JNE08] **J. Nerg, M. Rilla, and J. Pyrhönen**, "Thermal Analysis of Radial-Flux Electrical Machines with a High-Power Density", *IEEE Trans. Ind. Electron., Vol. 55, No. 10, pp. 3543-3554, OCT. 2008.*
- [JPC11] **S. M. Jang, H. I. Park, J. Y. Choi, K. J. Ko and S. H. Lee**, "Magnet Pole Shape Design of Permanent Magnet Machine for Minimization of Torque Ripple Based on Electromagnetic Field Theory", *IEEE Trans on Magn, Vol. 47, No. 10, 3586-3589, Oct 2011.*
- [JSS03] **J. H. Seo, S. Y. Kwak, S. Y. Jung, C. G. Lee, T. K. Chung, H. K. Jung**, "A Research on Iron Loss of IPMSM with a Fractional Number of Slot Per Pole", *IEEE Trans. Magn., Vol. 45, No. 3, pp.1824-1827, Mars 2003.*
- [JUL07] **Julien Fontchastgner**, "Résolution du problème inverse de conception d'actionneurs électromagnétiques par association de méthodes déterministes d'optimisation globale avec des modèles analytiques et

- numériques”,
Thèse de doctorat de l'institut national polytechnique de Toulouse 2007
- [JUL15] **Julien MOENECLAËY**, “Méthode de conception des bobinages des actionneurs électriques adaptés aux nouvelles contraintes de l'avionique”,
Thèse de doctorat d'Université Lille Nord de France 2015.
- [JXL09] **L. Xintong, X. Jingwei, L. Yong, and L. Yongping**, “Theoretical and Simulation Analysis of Influences of Stator Tooth Width on Cogging Torque of BLDC Motors”,
IEEE Trans on Magn, Vol. 45, No. 10, pp 4601-4604, October 2009.
- [KYS14] **K-S Seo, Y-I Kim, S-Y Jung**, “Stator Teeth Shape Design for Torque Ripple Reduction in Surface-Mounted Permanent Magnet Synchronous Motor”,
17th Int. Conf. on Electrical Machines and Systems (ICEMS), Oct. 22-25, Hangzhou, China, 2014.
- [KYY06] **K. Yamazaki, Y. Seto**, “Iron Loss Analysis of Interior Permanent Magnet Synchronous Motors – Variation of Main Loss Factors due to Driving Condition”,
IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. 42, No. 4, pp. 1045-1052, Juil./Aout 2006.
- [LAZ18] **L. Roubache, K. Boughrara, F. Dubas and R. Ibtouen**, “New Subdomain Technique for Electromagnetic Performances Calculation in Radial-Flux Electrical Machines Considering Finite Soft-Magnetic Material Permeability”,
IEEE Trans on Magn, DOI: 10.1109/TMAG.2017.2785254, February 2018.
- [LBI15a] **B. Ladghem Chikouche, K. Boughrara and R. Ibtouen**, “Cogging Torque Minimization of Surface-Mounted Permanent Magnet Synchronous Machines Using Hybrid Magnet Shapes,”
Progress In Electromagnetics Research B, Vol.62, pp 49-61, 2015.
- [LBI15b] **B. Ladghem Chikouche, K. Boughrara and R. Ibtouen**, “Analytical Design of PMSMs by Using Magnets Bars with Different Remanences”,
IEEE Conference on Electrical Machines & Power Electronics (ACEMP), pp. 212-218, Turkey 2015.
- [LBI18] **B. Ladghem Chikouche, K. Boughrara and R. Ibtouen**, “Permanent Magnet Shaping for Cogging Torque and Torque Ripple Reduction of PMSM”.
COMPEL: The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering - Vol. 37 Issue: 6, pp.2232-2248, <https://doi.org/10.1108/COMPEL-11-2017-0482>.
- [LIL11] **Li Li**, “Etude et mise au point d'une Nouvelle famille d'alternateur pour véhicules hybrides et électriques”,
Thèse de doctorat de l'université de Grenoble 2011.
- [LJW04] **M. Łukaniszyn, M. Jagieła, and R. Wróbel**, “Optimization of Permanent Magnet Shape for Minimum Cogging Torque Using a Genetic Algorithm”,
IEEE Trans on Magn, Vol. 40, No. 2, 1228- 1231, March 2004.
- [LKL11] **K. I. Laskaris and A. G. Kladas**, “Permanent-magnet shape optimization effects on synchronous motor performance”,
IEEE Trans. Ind. Elect., Vol. 58, No. 9, 3776–3783, Sep. 2011.
- [LTT06] **R. Lateb, N. Takorabet and F. M. Tabar**, “Effect of Magnet Segmentation on the Cogging Torque in Surface-Mounted Permanent-Magnet Motors”,
IEEE Trans on Magn, Vol. 42, No. 3, pp. 442-445, March 2006.
- [MAS15] **M. Nakano, Y. Morita, T. Matsunaga**, “Reduction of Cogging Torque Due to Production Tolerances of Rotor by Using Dummy Slots Placed Partially in Axial Direction”,
IEEE Tran on Industry Appl, Vol. 51, No. 6, pp. 4372–4382, 2015.

- [MEE] Meeker, D. C., (2010), Finite Element Method Magnetics, Version 4.2, Build, <http://www.femm.info>.
- [MMB09] **Manuela MATEOS BUGATTI**, "Dimensionnement par Optimisation des Inducteurs à Aimants pour Application Auxiliaire Automobile", *Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, 2009.*
- [MOH09] **Mohand Ouramdane HAMITI**, "Réduction des ondulations de couple d'une machine synchrone à réluctance variable. Approches par la structure et par la commande", *Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-I, 2009.*
- [MSN83] **M. Sagawa, S. Fuzimura, N. Togawa, H. Yamamoto, Y. Matsura**, "New Material for Permanent Magnets on a base of Nd and Fe", *Jour. Appl. Phys., Vol. 55, No. 6, pp.2083-2087, Mars 1984.*
- [MST04] **M. S. Islam, S. Mir and T. Sebastian**, "Issues in Reducing the Cogging Torque of Mass-Produced Permanent-Magnet Brushless DC Motor", *IEEE Tran on Industry Appl, Vol. 40, No. 3, May/June 2004.*
- [MUL05] **B. Multon**, "Conception d'actionneurs spéciaux", *Rapport technique, antenne de Bretagne de l'Ecole Normale Supérieure de Cachan, 2005, master Science technologies et santé.*
- [NBE09] **N. Bianchi and E. Fornasiero**, "Impact of MMF Space Harmonic on Rotor Losses in Fractional-Slot Permanent-Magnet Machines", *IEEE Trans on ENERGY CONV, VOL. 24, NO. 2, pp.323-328, JUNE 2009.*
- [NBR12] **Nicolas BRACIKOWSKI**, "Modélisation multi-physique par modèles à constantes localisées ; Application à une machine synchrone à aimants permanents en vue de son dimensionnement", *Thèse de doctorat, École Centrale de Lille, 2012.*
- [NKA13] **Nabil ABDEL KARIM**, "Optimisation multicritères et multi-physique d'aérogénérateurs à aimants permanents à flux axial", *Thèse de doctorat, Université du Havre 2013.*
- [NMM15] **M. NakaNo, Y. Morita and T. Matsunaga**, "Reduction of Cogging Torque Due to Production Tolerances of Rotor by Using Dummy Slots Placed Partially in Axial Direction", *IEEE Trans on Indus Appl, 10.1109/TIA.2015.2443110.*
- [NPH11] **NGUYEN Phi-Hung**, "Impacts des modèles de pertes sur l'optimisation sur cycle d'un ensemble convertisseur-machine synchrone", *Thèse de doctorat, Ecole Normale Supérieure De Cachan 2011.*
- [NRT10] **N. R. Tavana, A. Shoulaie**, "Analysis and Design of Magnetic Pole Shape in Linear Permanent-Magnet Machine", *IEEE Trans. Magn., Vol. 46, No. 4, pp. 1000-1006, Apr 2010.*
- [PCK15] **Y. U. Park, J. H Cho, and D. k. Kim**, "Cogging Torque Reduction of Single-Phase Brushless DC Motor with a Tapered Air-Gap Using Optimizing Notch Size and Position", *IEEE Trans on Indus Appl, Vol. 51, No. 6, 4455-4463, Nov/Dec 2015.*
- [PMH55] **P. M. Morse, H. Feshbach**, "Methods of theoretical physics". Mcg raw-Hill, 1955
- [SAB93] **Jean-Claude SABONNADIÈRE**, "Conception assistée par ordinateur (CAO) en génie électrique ", *Techniques de l'ingénieur, D3585 v1, juin 1993.*
- [SAG16] **S. Ouagued, Y. Amara, and G. Barakat**, "Cogging Force Analysis of Linear Permanent Magnet Machines Using a Hybrid Analytical Model", *IEEE Trans on Magn, Vol. 52, N°7, DOI: 10.1109/TMAG.2016.2521825, 2016.*
- [SAY15] **S. Ouagued, A. Aden Diriye, Y. Amara, and G. Barakat**, "A General

- Framework Based on a Hybrid Analytical Model for the Analysis and Design of Permanent Magnet Machines”,
IEEE Trans on Magn, Vol. 51, N°11, DOI: 10.1109/TMAG.2015.2442214, 2015.
<http://www.schneider-electric.fr>
- [SCH] **R. Shah, A.M. EL-Refaie**, “Eddy-Current Loss Minimization in Conducting Sleeves of Surface PM Machine Rotors with Fractional-Slot Concentrated Armature Windings by Optimal Axial Segmentation and Copper Cladding”,
IEEE Trans on Ind. Appl, Vol. 45, N°2, pp. 720-728, 2009.
- [SHA09] **Sesanga N'TSHUIKA**, “Optimisation de Gammes : Application à la Conception des Machines Synchrones à Concentration de Flux”,
Thèse de Doctorat, Université de Grenoble, 2012.
- [SNT12] **Sung, S. J., S. J. Park, and G. H. Jang**, “Cogging torque of brushless DC motors due to the interaction between the uneven magnetization of a permanent magnet and teeth curvature”,
IEEE Trans. Magn., Vol. 47, No. 7, 1923–1928, Jul. 2011.
- [SSH11] <https://www.supermagnete.fr/faq/Quelle-temperature-maximale-les-aimants-peuvent-ils-supporter>
- [SUP] **W. T. Thomson and R. J. Gilmore**, “Motor current signature analysis to detect faults in induction motor drives-fundamentals, data interpretation, and industrial case histories”,
In Proceedings of the 32nd Turbomachinery Symposium, pages pp. 145–156, Houston, TX, USA, Sep. 8-11 2003.
- [TGI03] **Vincent Debusschere**, “Contributions méthodologiques a l'écoconception des convertisseurs électromagnétiques d'énergie”,
Thèse de Doctorat, Ecole Nationale de Cachan, 2010.
- [VDB10] **Z. Y. Gu, et al.** “Torque Improvement in Five-Phase Unequal Tooth SPM Machine by Injecting Third Harmonic Current”,
IEEE Trans. Veh. Technol., Vol. 67, No. 1, pp. 206-215, JANUARY 2018.
- [WAN18] **W. Zhao, M. Cheng and K. T. Chau**, “Remedial Injected-Harmonic-Current Operation of Redundant Flux-Switching Permanent-Magnet Motor Drives”,
IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. 60, No. 1, pp. 151-159, JANUARY 2013.
- [WEN13] **W. Q. Chu and Z. Q. Zhu**, “Investigation of Torque Ripples in Permanent Magnet SynchroNou s Machines With Skewing”,
IEEE Trans on Magn, Vol. 49, No. 3, March 2013.
- [WQZ13] **D. Wang, X. Wang, D. Qiao, Y. Pei and S. Y. Jung**, “Reducing Cogging Torque in Surface-Mounted Permanent-Magnet Motors by Nonuniformly Distributed Teeth Method”,
IEEE Trans on Magn, Vol. 47, No. 9, 2231-2239, Sept 2011.
- [WWQ11] **L. Wu and Z. Q. Zhu**, “Analytical Modeling of Surface-Mounted PM Machines Accounting for Magnet Shaping and Varied Magnet Property Distribution”,
IEEE Trans on Magn, Vol. 50, No. 7, 8101511-8101511, July 2014.
- [WZH14] **K. Wang, Z. Q. Zhu and G. Ombach**, “Torque Enhancement of Surface-Mounted Permanent Magnet Machine Using Third-Order Harmonic”,
IEEE Trans on Magn, Vol. 50, No. 3, 8100210-8100210, March 2014.
- [WZO14] **Wu, L. J., Z. Q. Zhu, D. A. Staton, M. Popescud, and D. Hawkins**, “Comparison of analytical models of cogging torque in surface-mounted PM machines”,
IEEE Trans. Ind. Electron., Vol. 59, No. 6, 2414–2425, Jun. 2012.
- [WZS12] **Xavier JaNot**, “Modélisation et Optimisation d'un ensemble convertisseur-
- [XJA11]

- machine. Application aux systèmes d'entraînement à haute vitesse",
Thèse de doctorat de SUPELEC, 2010.
- [XJY09] **I. Xintong, X.Jingwei, L. Yong and L. Yongping**, "Theoretical and Simulation Analysis of Influences of Stator Tooth Width on Cogging Torque of BLDC Motors",
IEEE Trans on Magn, Vol. 45, No. 10, 4601-4604, October 2009.
- [YAM12] **Y. Amara**, "Modélisation pour le dimensionnement des machines électriques. Application à des machines spéciales",
Habilitation à diriger des recherches, Université de HAVRE, 2012.
- [YBE99] **Y. Bertin**, "Refroidissement des machines électriques tournantes",
Techniques de l'ingénieur, mai 1999.
- [YIS10] **K. Yamazaki and H. Ishigami**, "Rotor-shape optimization of interior permanent magnet motors to reduce harmonic iron losses",
IEEE Trans. Ind. Electron., Vol. 57, No. 1, pp. 61–69, Jan. 2010.
- [YMG15] **Y. Laoubi, M. Dhifli, G. Verez, Y. Amara and G. Barakat**, "Open Circuit Performance Analysis of a Permanent Magnet Linear Machine Using a New Hybrid Analytical Model",
IEEE Trans. Magn., Vol. 51, No. 3, DOI: 10.1109/TMAG.2014.2361017, Mar 2015.
- [YVE99] **Yves BERTIN**, "Refroidissement des machines électriques tournantes",
Techniques de l'Ingénieur, D3460, 1999.
- [ZBL06] **D. Zarko, D. Ban, T. A. Lipo**, "Analytical calculation of magnetic field distribution in the slotted air gap of a surface permanent-magnet motor using complex relative air-gap permeance",
IEEE Trans. Magn., Vol. 42, No. 7, pp. 1828–1837, July 2006.
- [ZKN04] **Z.Q. Zhu, K. Ng, N. Schofield and D. Howe**, "Improved analytical modelling of rotor eddy current loss in brushless machines equipped with surface mounted permanent magnets",
IEE Proc.-Electr. Power Appl., Vol. 151, No. 6, pp. 641–650, November 2004.
- [ZQH93] **Z. Q. Zhu and D. Howe**, "Instantaneous Magnetic Field Distribution in Brushless Permanent Magnet dc Motors, Part III: Effect of Stator Slotting,"
IEEE Trans. Magn., Vol. 29, No. 1, pp. 143–151, JANUARY 1993.
- [ZWX10] **Z. Q. Zhu, L. J. Wu, and Z. P. Xia**, "An Accurate Subdomain Model for Magnetic Field Computation in Slotted Surface-Mounted Permanent-Magnet Machines",
IEEE Trans. Magn., Vol. 46, No. 4, pp. 1100–1115, APRIL 2010.

Annexe

Cette annexe porte sur le développement des équations (II-80) au (II-87) introduites au chapitre II.

- Pour l'équation (II-80) :

Si $np \neq 1$

$$C_{j3}^l R_j^{np} + C_{j4}^l R_j^{-np} + \frac{M_{rsjn}}{1 - np^2} R_j = C_{(j+1)3}^l R_j^{np} + C_{(j+1)4}^l R_j^{-np} + \frac{M_{rs(j+1)n}}{1 - np^2} R_j \quad (\text{A-1})$$

$$C_{j5}^l R_j^{np} + C_{j6}^l R_j^{-np} + \frac{M_{rcjn}}{1 - np^2} R_j = C_{(j+1)5}^l R_j^{np} + C_{(j+1)6}^l R_j^{-np} + \frac{M_{rc(j+1)n}}{1 - np^2} R_j \quad (\text{A-2})$$

Si $np = 1$

$$C_{j3}^l R_j + C_{j4}^l R_j^{-1} + \frac{M_{rsj1}}{2} R_j \ln(R_j) = C_{(j+1)3}^l R_j + C_{(j+1)4}^l R_j^{-1} + \frac{M_{rs(j+1)1}}{2} R_j \ln(R_j) \quad (\text{A-3})$$

$$C_{j5}^l R_j + C_{j6}^l R_j^{-1} + \frac{M_{rcj1}}{2} R_j \ln(R_j) = C_{(j+1)5}^l R_j + C_{(j+1)6}^l R_j^{-1} + \frac{M_{rc(j+1)1}}{2} R_j \ln(R_j) \quad (\text{A-4})$$

- Pour l'équation (II-81) :

Si $np \neq 1$

$$np(C_{j3}^l R_j^{np-1} - C_{j4}^l R_j^{-np-1}) + \frac{M_{rsjn}}{1 - np^2} = \quad (\text{A-5})$$

$$np(C_{(j+1)3}^l R_j^{np-1} - C_{(j+1)4}^l R_j^{-np-1}) + \frac{M_{rs(j+1)n}}{1 - np^2}$$

$$np(C_{j5}^l R_j^{np-1} - C_{j6}^l R_j^{-np-1}) + \frac{M_{rcjn}}{1 - np^2} = \quad (\text{A-6})$$

$$np(C_{(j+1)5}^l R_j^{np-1} - C_{(j+1)6}^l R_j^{-np-1}) + \frac{M_{rc(j+1)n}}{1 - np^2}$$

Si $np = 1$

$$C_{j3}^I R_j - C_{j4}^I R_j^{-1} + \frac{M_{rsj1}}{2} (\ln(R_j) + 1) = C_{(j+1)3}^I R_j - C_{(j+1)4}^I R_j^{-1} + \frac{M_{rs(j+1)1}}{2} (\ln(R_j) + 1) \quad (A-7)$$

$$C_{j5}^I R_j - C_{j6}^I R_j^{-1} + \frac{M_{rcj1}}{2} (\ln(R_j) + 1) = C_{(j+1)5}^I R_j - C_{(j+1)6}^I R_j^{-1} + \frac{M_{rc(j+1)1}}{2} (\ln(R_j) + 1) \quad (A-8)$$

- Pour l'équation (II-82) :

Si $np \neq 1$

$$C_{Nc3}^I R_1^{np} + C_{Nc4}^I R_1^{-np} + \frac{M_{rsNcn}}{1 - np^2} R_1 = C_3^{II} R_1^{np} + C_4^{II} R_1^{-np} \quad (A-9)$$

$$C_{Nc5}^I R_1^{np} + C_{Nc6}^I R_1^{-np} + \frac{M_{rcNcn}}{1 - np^2} R_1 = C_5^{II} R_1^{np} + C_6^{II} R_1^{-np} \quad (A-10)$$

Si $np = 1$

$$C_{Nc3}^I R_1^{np} + C_{Nc4}^I R_1^{-np} + \frac{M_{rsNc1}}{2} R_1 \ln(R_1) = C_3^{II} R_1^{np} + C_4^{II} R_1^{-np} \quad (A-11)$$

$$C_{Nc5}^I R_1^{np} + C_{Nc6}^I R_1^{-np} + \frac{M_{rcNc1}}{2} R_1 \ln(R_1) = C_5^{II} R_1^{np} + C_6^{II} R_1^{-np} \quad (A-12)$$

- Pour l'équation (II-83) :

Si $np \neq 1$

$$np(C_{Nc3}^I R_1^{np-1} - C_{Nc4}^I R_1^{-np-1}) + \frac{M_{rsNcn}}{1 - np^2} = np(C_3^{II} R_1^{np-1} - C_4^{II} R_1^{-np-1}) \quad (A-13)$$

$$np(C_{Nc5}^I R_1^{np-1} - C_{Nc6}^I R_1^{-np-1}) + \frac{M_{rcjn}}{1 - np^2} = np(C_5^{II} R_1^{np-1} - C_6^{II} R_1^{-np-1}) \quad (A-14)$$

Si $np = 1$

$$np(C_{Nc3}^I R_1^{np-1} - C_{Nc4}^I R_1^{-np-1}) + \frac{M_{rsNc1}}{2} (\ln(R_1) + 1) = np(C_3^{II} R_1^{np-1} - C_4^{II} R_1^{-np-1}) \quad (A-15)$$

$$np(C_{Nc5}^I R_1^{np-1} - C_{Nc6}^I R_1^{-np-1}) + \frac{M_{rcNc1}}{2} (\ln(R_1) + 1) = np(C_5^{II} R_1^{np-1} - C_6^{II} R_1^{-np-1}) \quad (A-16)$$

- Pour l'équation (II-84) :

$$C_{i1}^{III} \ln(R_2) + C_{i2}^{IV} = \frac{1}{w_1} \int_{\theta_i - w_1/2}^{\theta_i + w_1/2} A^I(R_2, \theta) d\theta \quad (A-17)$$

$$= \frac{1}{w_1} \sum_{n=1}^{Nh} (C_3^I R_2^{np} + C_4^I R_2^{-np}) \frac{2 \sin(np\theta_i) \sin\left(np \frac{w_1}{2}\right)}{np} +$$

$$\frac{1}{w_1} \sum_{n=1}^{Nh} (C_5^I R_2^{np} + C_6^I R_2^{-np}) \frac{2 \cos(np\theta_i) \sin\left(np \frac{w_1}{2}\right)}{np}$$

$$C_{i3}^{III} R_2^{\frac{k\pi}{w_1}} + C_{i4}^{III} R_2^{-\frac{k\pi}{w_1}} = \frac{2}{w_1} \int_{\theta_i - w_1/2}^{\theta_i + w_1/2} A^I(R_2, \theta) \cos\left(\frac{k\pi}{w_1}(\theta - \theta_i + w_1/2)\right) d\theta \quad (A-18)$$

$$= \frac{2}{w_1} \sum_{n=1}^{Nh} (C_3^I R_2^{np} + C_4^I R_2^{-np}) Gs(n, i, k) +$$

$$\frac{2}{w_1} \sum_{n=1}^{Nh} (C_5^I R_2^{np} + C_6^I R_2^{-np}) Gc(n, i, k)$$

- Pour l'équation (II-85) :

$$np(C_3^I R_2^{np-1} - C_4^I R_2^{-np-1}) = \frac{1}{\pi} \sum_{i=1}^{Qs} \left(\int_{\theta_i - w_1/2}^{\theta_i + w_1/2} H_{i\theta}^{III}(R_2, \theta) \sin(np \cdot \theta) d\theta \right) \quad (A-19)$$

$$= \frac{1}{\pi} \sum_{i=1}^{Qs} \left(\frac{C_{i1}^{III}}{R_2} \right) \frac{2 \sin\left(\frac{1}{2} np \cdot w\right) \sin(np\theta_i)}{np} +$$

$$\frac{1}{\pi} \sum_{i=1}^{Qs} \sum_{k=1}^{Nh} \frac{k\pi}{w_1} \left(C_{i3}^{III} R_2^{\frac{k\pi}{w_1}-1} - C_{i4}^{III} R_2^{-\frac{k\pi}{w_1}-1} \right) Gs(n, i, k)$$

$$np(C_5^I R_2^{np-1} - C_6^I R_2^{-np-1}) = \frac{1}{\pi} \sum_{i=1}^{Qs} \left(\int_{\theta_i - w_1/2}^{\theta_i + w_1/2} H_{i\theta}^{III}(R_2, \theta) \cos(np \cdot \theta) d\theta \right) \quad (A-20)$$

$$= \frac{1}{\pi} \sum_{i=1}^{Qs} \left(\frac{C_{i1}^{III}}{R_2} \right) \frac{2 \sin\left(\frac{1}{2} np \cdot w\right) \cos(np\theta_i)}{np} +$$

$$\frac{1}{\pi} \sum_{i=1}^{Qs} \sum_{k=1}^{Nh} \frac{k\pi}{w_1} \left(C_{i3}^{III} R_2^{\frac{k\pi}{w_1}-1} - C_{i4}^{III} R_2^{-\frac{k\pi}{w_1}-1} \right) Gc(n, i, k)$$

- Pour l'équation (II-86) :

$$\begin{aligned}
C_{i1}^{III} \ln(R_3) + C_{i2}^{IV} &= \frac{1}{w_1} \int_{\theta_i - w_1/2}^{\theta_i + w_1/2} A_i^{IV}(R_3, \theta) d\theta & (A-21) \\
&= \frac{1}{2} u o J_i R_4^2 \ln(R_3) + C_{i2}^{IV} - \frac{1}{4} u o J_i \cdot R_3^2 + \\
&\quad \frac{1}{w_1} \sum_{m=1}^{Nh} C_{i4}^{IV} \left(R_4^{-\frac{2m\pi}{w_2}} R_3^{\frac{m\pi}{w_2}} + R_3^{-\frac{m\pi}{w_2}} \right) \frac{2w_2 \sin\left(\frac{m\pi w_1}{2w_2}\right) \cos\left(\frac{m\pi}{2}\right)}{m\pi}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
C_{i3}^{III} R_3^{\frac{k\pi}{w_1}} + C_{i4}^{III} R_3^{-\frac{k\pi}{w_1}} &= \frac{2}{w_1} \int_{\theta_i - w_1/2}^{\theta_i + w_1/2} A_i^{IV}(R_3, \theta) \cos\left(\frac{k\pi}{w_1}(\theta - \theta_i + w_1/2)\right) d\theta & (A-22) \\
&= \frac{2}{w_1} \sum_{m=1}^{Nh} C_{i4}^{IV} \left(R_4^{-\frac{2m\pi}{w_2}} R_3^{\frac{m\pi}{w_2}} + R_3^{-\frac{m\pi}{w_2}} \right) Ic(m, i, k)
\end{aligned}$$

- Pour l'équation (II-87) :

$$\begin{aligned}
\frac{1}{2} u o J_i \left(R_4^2 \frac{1}{R_3} - R_3 \right) &= \frac{1}{w_2} \int_{\theta_i - w_1/2}^{\theta_i + w_1/2} H_{i\theta}^{III}(R_3, \theta) d\theta & (A-23) \\
&= \frac{1}{w_2} \left(\frac{C_{i1}^{III}}{R_3} w_1 \right)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\frac{m\pi}{w_2} C_{i4}^{IV} \left(R_4^{-\frac{2m\pi}{w_2}} R_3^{\frac{m\pi}{w_2}-1} - R_3^{-\frac{m\pi}{w_2}-1} \right) &= & (A-24) \\
&\quad \frac{1}{w_2} \int_{\theta_i - w_1/2}^{\theta_i + w_1/2} H_{i\theta}^{III}(R_3, \theta) \cos\left(\frac{m\pi}{w_2}(\theta - \theta_i + w_2/2)\right) d\theta \\
&= \frac{1}{w_2} \sum_{k=1}^{Nh} \frac{k\pi}{w_1} \left(C_{i3}^{III} R_3^{\frac{k\pi}{w_1}-1} - C_{i4}^{III} R_3^{-\frac{k\pi}{w_1}-1} \right) Ic(m, i, k)
\end{aligned}$$

Pour les fonctions $Gs(n, i, k)$, $Gc(n, i, k)$, $Ic(m, i, k)$, elles sont données comme suit :

- Concernant la fonction $Gs(n, i, k)$:

Si $w_1 \neq \frac{k\pi}{np}$:

$$G_s(n, i, k) = -\frac{2np w_1^2 \cos\left(\frac{1}{2}np w_1\right) \cos(np\theta_i)}{-(np w_1)^2 + (k\pi)^2} \quad (\text{A-25})$$

$$\text{Si } w_1 = \frac{k\pi}{np} :$$

$$G_s(n, i, k) = -\frac{1}{4np} \left(2k\pi \sin\left(\frac{1}{2}k\pi - np\theta_i\right) + \cos\left(np\theta_i + \frac{3}{2}k\pi\right) - \cos\left(\frac{1}{2}k\pi - np\theta_i\right) \right) \quad (\text{A-26})$$

- Concernant la fonction $G_c(n, i, k)$:

$$\text{Si } w_1 \neq \frac{k\pi}{np} :$$

$$G_c(n, i, k) = -\frac{2np w_1^2 \cos\left(\frac{1}{2}np w_1\right) \sin(np\theta_i)}{-(np w_1)^2 + (k\pi)^2} \quad (\text{A-27})$$

$$\text{Si } w_1 = \frac{k\pi}{np} :$$

$$G_c(n, i, k) = \frac{1}{4np} \left(2k\pi \cos\left(\frac{1}{2}k\pi - np\theta_i\right) + \sin\left(np\theta_i + \frac{3}{2}k\pi\right) + \sin\left(\frac{1}{2}k\pi - np\theta_i\right) \right) \quad (\text{A-28})$$

- Concernant la fonction $I_c(m, i, k)$:

$$\text{Si } w_2 \neq \frac{mw_1}{k} :$$

$$I_c(m, i, k) = \frac{2mw_1^2 w_2 \cos\left(\frac{m\pi w_1}{2w_2}\right) \sin\left(\frac{m\pi}{2}\right)}{\pi((kw_2)^2 - (mw_1)^2)} \quad (\text{A-29})$$

$$\text{Si } w_2 = \frac{mw_1}{k} :$$

$$I_c(m, i, k) = \frac{w_1}{4\pi k} \sin\left(\frac{m\pi}{2}\right) \left(2\pi k \sin\left(\frac{k\pi}{2}\right) + \cos\left(\frac{3k\pi}{2}\right) \right) \quad (\text{A-30})$$

ملخص

يناول العمل الطروح في هذه المذكرة الى دراسة التصميم الامثل للآلات المتزامنة ذات المغنطيسي الدائم الموضوع على السطح الدوار وهذا من أجل تخفيف عزم الدوران الدائم وتموجات عزم الدوران المحرك. مجموعه من الدراسات والابحاث تم مناقشتها في هذه الأطروحة.

تعتمد المقاربات الحسابية المطبقة في هذه الأطروحة على معادلات ماكسويل في الإحداثيات القطبية وهذا من أجل تحديد توزيع المجال المغنطيسي في عدة مناطق الفعالة من الحرك. النهج الأول هو تحليل يتم وضعه للحساب الهندسي الدقيق للآلة في النظام الخطي. الطريقة الثانية تناولت تأثير التشبع المغنطيسي، فهي تجمع بين النموذج التحليلي الأول وشبكة المنافذ المغنطيسية.

تم مناقشة الشكل الأمثل للمغنطيس المحدب وتأثيره على كفاءة المحرك عن طريق تغيير ابعاده. هذا الشكل تم معالجته وتحسينه حيث تم من خلاله ايجاد نوعين اخرين ذو كفاءة عالية. هاذان النوعين يمكن استغلالهما عن طريق دراسة الأبعاد الهندسية للمحرك.

نوعان اخرين جديان لشكل المغنطيس تم معالجته في موضع اخر من هذه المذكرة، مثل المغنطيس متعدد الطبقات وذو المغنطيسية الجيبية حيث تم وضع دراسة مقارنة مع المحركات ذات الكفاءات المنافسة المذكورة سابقا. صحة النماذج المدروسة تم مراجعتها باستعمال الطريقة العددية المسندة على العناصر المتناهية.

كلمات مفاتيح: المحركات المتزامنة، المغنطيسي الدائم، عزم التمسك، متعدد الطبقات، العناصر المتناهية.

ABSTRACT

This work deals with the modelling of permanent magnet synchronous machines in order to attenuate the cogging torque and torque ripple. Firstly, a state of the art of cogging torque and torque ripple minimization techniques in electrical machines is drawn up.

The first accurate linear analytical subdomain model for computation of magnetic field in surface-mounted permanent-magnet machines is presented in the second part of this work. It is derived by solving the field governing equations in each simple and regular subdomain, i.e., magnet, air-gap and stator slots. The second hybrid analytical modelling approach, based on a direct coupling of analytical solution of Maxwell's equations with reluctance networks is presented with the goal is to take into account the saturation effect. The third part of this work is interested to give an optimal sinusoidal permanent magnet shape by a parametric study. Two original configurations have been discovered where the choice between these ones depends on the geometric parameters such as the number of pair poles or the number of slots.

The results obtained with the developed models are compared with finite elements analysis ones and a good agreement between them are obtained.

Keywords : Synchronous Machines, Permanent Magnets, Cogging torque, Multi-layers, Finite elements.

RESUME

Ce travail porte sur le prédimensionnement des machines synchrones à aimants permanents montés sur la surface du rotor. L'objectif est de réduire le couple de détente et les ondulations du couple résultant.

Les approches de calcul, adoptées au niveau de notre étude, pour déterminer la distribution du champ magnétique au niveau des aimants, de l'entrefer et des encoches sont basées sur les équations de Maxwell. Une première approche analytique (sous domaines) est développée. Elle permet un calcul précis des paramètres géométriques de la machine en régime linéaire. Pour tenir compte de la saturation des matériaux ferromagnétiques, une deuxième approche est développée. Celle-ci fait appel au modèle analytique de la première approche et aux réseaux de perméances.

Le prédimensionnement de machines synchrones à aimants dits « biseautés » est effectué. Cette structure d'aimants est favorable à la réduction de l'amplitude du couple de détente. Deux configurations géométriques ont été retenues. Le choix de l'une par rapport à l'autre dépend des paramètres géométriques de la machine parmi lesquels le nombre de paires de pôles et le nombre d'encoches statoriques. Deux autres structures d'aimants (dites multicouches) montés à la surface du rotor de machines synchrones à entrefer lisse sont pré-dimensionnées. Leurs performances sont comparées avec celles obtenues par d'autres machines de structures similaires.

La validité des modèles développés est vérifiée en comparant les résultats obtenus avec ceux issus d'un logiciel basé sur la méthode des éléments finis.

Mots clés : Machines synchrones, Aimant permanents, Couple de détente, Multicouches, Eléments finis.